

摘 要

局部放电是导致大型变压器内部绝缘劣化的主要原因之一。通过对变压器局部放电的在线监测能够及时准确地判断变压器内部绝缘状态，对防止电力变压器事故发生，对保障电力系统安全稳定运行具有重大意义。

由于局部放电超高频监测法能够有效避开低频干扰，近年来得到了广泛重视。然而将电力变压器局部放电超高频监测系统成功应用于工程实践，仍然有许多理论上的问题需要解决。本文在对局部放电在线监测研究现状总结分析的基础上，从超高频传感器（超高频天线）的优化设计、超高频信号抗干扰和超高频信号模式识别三个方面，研究了电力变压器局部放电超高频在线监测方法。论文主要内容如下：

(1) 论述了 Hilbert 分形天线基本原理，并根据分形和天线电磁场理论，提出了应用于变压器局部放电超高频在线监测的 Hilbert 分形天线优化设计方法，介绍了 Hilbert 分形天线的性能；以电磁场仿真软件 Ansoft Designer 为工具，研究了几何参数对 Hilbert 分形天线性能的影响；结合电力变压器的结构特点，设计出用于变压器局部放电监测的三阶 Hilbert 分形天线。

(2) 研究了一种抑制局部放电超高频信号中白噪声的改进小波阈值去噪算法，分析了母小波对各尺度分解信号能量的影响，提出了逐层寻求最优母小波的方法；设计了四种典型油中绝缘缺陷，应用改进小波去噪算法对油中绝缘缺陷产生的局部放电超高频信号进行了去噪处理，并比较了采用不同阈值和阈值处理方法的去噪结果。

(3) 研究了从局部放电超高频信号的小波系数中提取分形特征量的差盒分维数计算方法，根据所提取的特征量，分别以径向基神经网络和概率神经网络作为模式分类器，对四种油中缺陷产生的超高频信号进行分类，并对比分析了两个网络的识别结果。

关键词：变压器，局部放电，超高频监测法，分形天线，抗干扰，模式识别

Abstract

Insulation deterioration, which is mainly caused by partial discharge (PD) occurring inside power transformers, is one of the prime reasons to cause transformer faults. In order to prevent accident faults and insure stable performance of power system, it is valuable to judge accurately the condition of transformers through on-line monitoring PD activities of transformers.

Ultra-high-frequency (UHF) monitoring approach is focused on recent years because of its effectiveness to avoid low-frequency noises. However, there are still unsolved problems to obstacle the on-site application of UHF on-line monitoring system for PD in transformers. In this paper, UHF on-line monitoring approach for PD in transformers is studied on the basis of concluding and analyzing the research situation of on-line monitoring for PD activities. This paper concentrates on three aspects: the optimized design of UHF sensor (UHF antenna), interference suppression of UHF signal and the recognition of UHF signal, all of which are shown below.

(1) The basic principles of Hilbert fractal antenna is introduced and the optimization and design approaches of Hilbert fractal antenna are presented for UHF on-line monitoring for PD in transformers based on fractal and antenna magnetic theories. The performance of Hilbert fractal antenna is discussed and the influence of geometry parameters to the performance of the antenna is studied based on the magnetic simulation software Ansoft Designer; a 3rd Hilbert fractal antenna is designed taking the structure of transformers into account.

(2) An improved wavelet denoising method is presented to suppress the white noise mixed within the UHF signal generated by PD activities. The optimal basic wavelet is calculated in each scale through analyzing the influence of basic wavelet to signal energy decomposed in each scale. The method is applied to denoise UHF signals generated by four types of classic artificial insulation defects and the denoising results derived from different thresholds and threshold methods are also compared.

(3) The difference box-counting method for fractal dimension is studied to extract fractal features from wavelet coefficients of UHF signal generated by PD. According to the extracted feature, radial basis function artificial neuron network and probability artificial neuron network, as pattern classifier, respectively, is used to recognize four types of UHF signals derived from artificial defects and the recognition results of two ANNs are compared.

Key Words: power transformers, partial discharge, ultra-high-frequency monitoring approach, fractal antenna, interference suppression, recognition

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得重庆大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：宁佳欣

签字日期：2007年5月28日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解重庆大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权重庆大学可以将学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

保密（），在 年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密（）。

（请只在上述一个括号内打“√”）

学位论文作者签名：宁佳欣

导师签名：李剑

签字日期：2007年5月28日

签字日期：2007年5月28日

1 绪论

1.1 电力变压器局部放电在线监测的意义

随着我国电力系统规模不断快速地发展,对系统运行的安全性和可靠性的要求越来越高。电力变压器是电力系统中最为重要的电气设备之一,其安全稳定运行对于电力系统的安全稳定运行尤为关键。电力变压器的运行可靠性很大程度上取决于其绝缘的可靠性,据统计,在2000年至2004年间,电力变压器故障占高压设备事故的45%^[1],而绝缘故障又是影响变压器正常运行的主要原因^[2],因此加强对电力变压器绝缘状况的在线监测对保障电力系统安全稳定运行具有重大意义^[3,4]。

电力变压器是电力系统的关键大型设备之一,其故障主要由雷击过电压、操作过电压、短时大电流等因素造成。同时,变压器内部初期的绝缘缺陷也是导致故障的重要原因。变压器的内绝缘结构主要是油纸组合绝缘,局部放电是促使油纸绝缘老化并发展到击穿的重要因素^[5]。因此,通过对变压器内部局部放电监测可以正确判断变压器的绝缘状态。

局部放电是指在电场作用下,绝缘物质局部区域被击穿的电气放电现象。绝缘体内部或表面某些区域内绝缘强度的不均匀导致该区域电场严重畸变,电场强度会高于平均电场强度,因此在这样的区域中,就会首先发生放电,而其他区域仍然保持绝缘的特性,这就形成了局部放电^[6-9]。被气体包围的导体附近发生的局部放电,称为电晕;发生在绝缘体的表面的局部放电,称为表面局部放电,发生在绝缘体的内部的局部放电,称为内部局部放电。

由此可见,局部放电既是变压器绝缘劣化的重要原因,又是其重要征兆。因此对变压器内部的局部放电进行在线监测能够及时有效地发现变压器内部绝缘的固有缺陷和因长期导致的局部隐患。为了加强对电力变压器绝缘情况的在线实时监测能力,各种电力变压器局部放电在线监测技术从20世纪80年代开始发展。近年来,超高频监测法也越来越多的应用于电力变压器的局部放电监测技术中。虽然电力变压器内部复杂的绝缘结构使得局部放电产生的超高频电磁波产生强烈的折反射,为超高频监测法应用于电力变压器局部放电在线监测带来很大困难,但由于超高频监测法具有灵敏度高,信息丰富,抗干扰能力强,定位方便等诸多优点,近年来,该方法得到了各国学者的高度重视和广泛研究。尽管目前还没有针对超高频监测法提出相应的IEC标准,特别是超高频监测情况下对放电量的标定仍然存在巨大的理论难题,然而,通过各国学者不断地对超高频监测法做出的系统研究,让我们看到了超高频监测法应用于工程实践的光明前景。

1.2 电力变压器局部放电超高频在线监测方法的研究现状

局部放电的测量是以局部放电所产生的各种现象为依据。局部放电的过程除了发生电荷转移和电能损耗外，还会产生电磁辐射、超声波、发光、发热等现象。与这些现象相对应，局部放电的检测方法可分为非电测量法和电气测量法两大类。

非电测量法包括超声波检测法^[10-16]、光检测法^[17,18]、红外测量法^[23,24]、化学检测法^[19-22]等。电气测量法包括脉冲电流法^[23-33]、无线电干扰法^[34]、超高频(UHF)检测法^[35-39]等。近年来，随着对电力变压器局部放电脉冲所辐射电磁的认识的深入，超高频检测方法得到了深入的研究，同时也是由于其安装在上的便宜，较高的检测频带对抑制噪声有很大优势，使得成为变压器局部放电检测方法所研究的重点。

局部放电所辐射的电磁波的频谱特性与局部放电源的几何形状以及放电间隙的绝缘强度有关。当放电间隙比较小时，放电过程的时间比较短，电流脉冲的陡度比较大，辐射高频电磁波的能力比较强；当放电间隙的绝缘强度比较高时，击穿过程比较快，此时电流脉冲的陡度比较大，辐射高频电磁波的能力比较强。发生在电力变压器油中的局部放电脉冲非常符合上述理论。研究表明^[12,13]，该类放电脉冲可以辐射上升沿达到1~2ns、频率达到数GHz的高频电磁波，为一种横电磁波(TEM)。该电磁波的能量以固定的速度沿电磁波的传播方向流动。所以，通过耦合这种以TEM波形式传输的电磁信号，就可以监测到变压器内部的局部放电，并进一步认识其绝缘状态。这种监测方法称作超高频监测方法。

局部放电超高频测量其测量的中心频率通常在数百MHz、带宽为几十MHz。通常，超高频范围内(300~3000MHz)提取局部放电产生的电磁波信号，包括电气设备外部引线上电晕在内的外界干扰信号几乎不存在，检测系统受外界干扰影响小，因而能较有效地抑止外部干扰和提高信噪比。变压器局部放电超高频在线监测系统的基本结构如图1.1所示。



图 1.1 变压器局部放电超高频在线监测系统示意图

Fig. 1.1 The sketch of UHF PD on-line monitoring system for transformers

1.2.1 变压器局部放电监测超高频天线

超高频天线^[10-13]是变压器局部放电超高频监测系统中最重要的部分，设计能够

有效接收局部放电脉冲发射的超高频电磁波的超高频天线应该遵循以下原则：

- 1) 天线结构尺寸适合安装于变压器箱体上，以满足现场检测的要求；
- 2) 选择有效的检测频带，该频带应该高于背景噪声的频带，以保证现场检测的灵敏度要求；
- 3) 天线的中心频带应该可调节，以求能够寻找到最优的检测局部放电脉冲频带。
- 4) 天线具有宽频带。资料表明^[16]，检测带宽几乎与检测到的局部放电脉冲的能量成正比关系，因此选择宽频带的天线对检测局部放电脉冲是十分有利的。并且，局部放电脉冲的能量会随其发生位置不同和传播路径不同发生很大变化^[17]，这种情况同样要求天线具有宽频带的特性。

应用于局部放电检测的超高频天线种类很多，文献[40]中详细介绍了双臂阿基米德平面螺旋天线的性能，以及在局部放电检测中的应用情况；文献[41]中利用偶极子天线研究了局部放电信号的波形特征；文献[42,43]采用倒锥状的天线对油中的局部放电做了系统研究。其它类型的天线，如圆板天线，圆环天线等，也很早应用在了局部放电检测中。下面分别介绍两种具有较好应用特性的超高频天线，圆锥体天线和阿基米德双臂螺旋天线。

图 1.2 (a) 和 (b) 所示分别为圆锥体天线的外形结构和随频率变化的天线灵敏度。如图 1.2 (a) 所示，锥头的直径为 50mm，馈电点位于锥尖，选用 NK 电缆接头，匹配 50Ω 同轴电缆。如图 1.2 (b) 所示，圆锥体天线的灵敏度在 400MHz~1600MHz 之间大于 10dB，具有良好的检测性能。

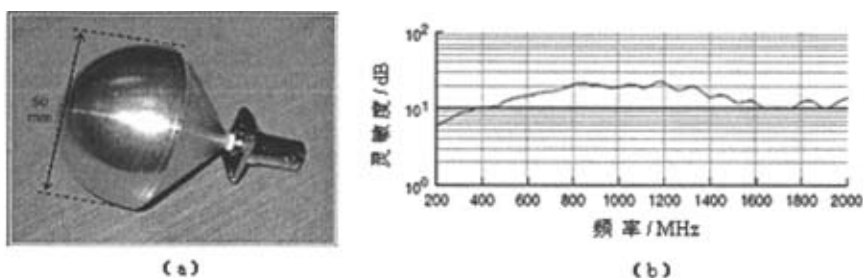


图 1.2 圆锥体天线外形结构及实测灵敏度
Fig. 1.2 The Structure of the conical UHF antenna and its sensitivity

图 1.3 (a) 和 (b) 所示分别为阿基米德双臂螺旋天线的外形结构和随频率变化的天线灵敏度。如图 1.3 (a) 所示，阿基米德双臂螺旋天线的直径为 50mm，采用 A、B 两点对称馈电。天线的输出阻抗固定，需要采用阻抗变换器实现与 50Ω 同轴电缆的匹配，另外，由于天线双臂的电荷分布不完全对称，导致天线的方向图发生倾斜，

需采用平衡变换实现平衡馈电。实际应用中,可采用磁心阻抗变换器(又称传输线变压器)同时完成阻抗变换和平衡变换。

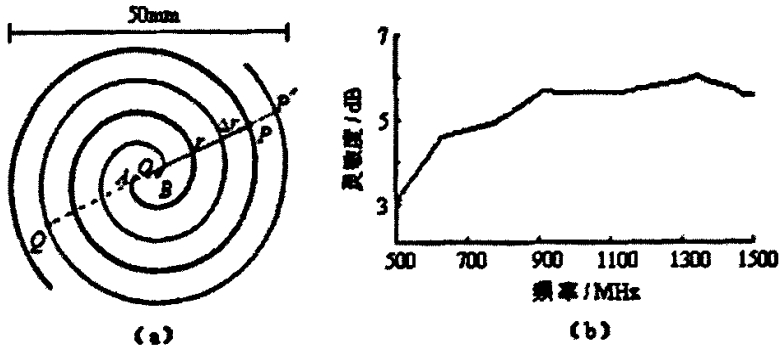


图 1.3 阿基米德双臂螺旋天线外形结构及实测灵敏度
Fig. 1.3 The Structure of dual-arm Archimedean antenna and its sensitivity

天线的放置位置对于超高频监测法灵敏度的大小至关重要。变压器的外科铁箱把大部分的放电辐射屏蔽掉了,但仍有少量电磁波由接缝及出线端口散出,而设备出口导线与地线上的脉冲波也会产生一定辐射。由于导线上的电感及辐射损耗,辐射强度沿出口导线衰减很快,因此,将天线放置于变压器箱体以外,超高频检测法的灵敏度较低。将天线放置于变压器内部,不仅可以提高检测灵敏度,还能减少变压器的外部干扰。

目前,将天线置于变压器内的方法主要有以下两种:(1)在变压器箱体上安装电介质窗,透过电介质窗可以检测到油箱内部的高频电磁场。然而该方法必然对变压器的箱体造成一定的破坏才能完成,而且要求在停电的状态下来实施开窗与安装;但将该方法应用于实验室研究可以取得很好的效果;(2)将天线从变压器油阀中插入,保持天线面与箱体内壁在同一平面上,将所测得的信号通过一个波导结构从变压器中导出并送入检测装置。这样不仅提高了检测的灵敏度,而且安装方便,易于实现。

1.2.2 局部放电超高频信号的数字化抗干扰方法

虽然超高频监测方法可以有效抑制低频电磁干扰,但一些通讯干扰、检测设备的热噪声、系统白噪声以及来自于硅堆的操作过电压都会干扰对超高频信号的检测、识别和分析。通常,抗干扰技术包括硬件滤波技术和软件滤波技术。通过对系统硬件的设计,可以在一定程度上抑制某些类型的干扰,但由于现场干扰的复杂性,仅仅依靠硬件滤波不能达到满意的结果^[44]。随着现代数字信号处理技术的发展,局部放电在线监测抗干扰的手段开始向软件的方向发展,在实际应用中取得了良好的抗干扰效果。常用的数字滤波方法主要有:有限冲击响应(FIR)滤波器、无限冲击

相应 (IIR) 滤波器和小波分析等。

(1) 有限冲击响应 (FIR) 滤波器^[45,46]: 该滤波器是指系统的单位脉冲响应 $h[k]$ 仅在有限范围内有非零值的滤波器。M 阶 FIR 滤波器的系统函数 $H(z)$ 可以表示为:

$$H(z) = \sum_{k=0}^M h[k]z^{-k} \quad (1.4)$$

$H(z)$ 是 z^{-1} 的 M 阶多项式, 在有限 z 平面 $H(z)$ 有 M 各零点, 而它的 M 个极点都位于 z 平面原点 $z=0$ 。FIR 滤波器具有线性相位特性, 在数字信号处理领域得到广泛应用。

(2) 无限冲击响应 (IIR) 滤波器^[47,48]: 该滤波器可以由式 (1.5) 所示的差分方程表达,

$$H(z) = \frac{\sum_{j=0}^M b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}} \quad (1.5)$$

当系数 $\{a_i \mid i=1,2,\dots,N\}$ 中, 至少有一个是非零时, 式 (1.5) 所描述的系统被称为 IIR 滤波器。IIR 滤波器通常满足 $M \leq N$, 这时系统称为 N 阶 IIR 数字滤波器。

(3) 小波分析^[49-51]: 无论是信号的时域波形还是频域波形都包含着信号的全部信息, 但有些信号, 如周期性信号, 频域特征明显; 有些信号, 如离散性信号, 时域特征明显; 而更多的信号, 如局部放电信号, 单从时域或频域来分析, 往往只能了解信号的部分特性, 只有同时从时域和频域两方面来看, 才能对信号有更清晰和全面的了解。近年来发展起来的小波分析为局部放电去噪研究提供了新的强有力的工具。小波分析同时具有很强的时域和频域的分析能力, 成为近年来数字信号处理研究领域研究的热点。给定一个基小波函数 $\psi(t)$:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (1.6)$$

式中 a, b 均为常数, 且 $a > 0$ 。 $\psi_{a,b}(t)$ 是 $\psi(t)$ 基函数先平移以后再做伸缩得到的结果。若 a, b 不断变化, 可以得到一族函数 $\psi_{a,b}(t)$ 。给定一个平方可积的信号 $f(t)$, 即 $f(t) \in L^2(R)$, 则 $f(t)$ 的小波变换 (Wavelet Transform) 可以定义为:

$$Wf(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt = \langle f, \psi_{a,b} \rangle \quad (1.7)$$

$\psi_{a,b}(t)$ 是母小波经过平移和伸缩得到的一族函数, 被称为小波基函数, 或者简称小波基。如果 $\psi_{a,b}(t)$ 在时域上是有限支撑的, 那么它和 $f(t)$ 做内积以后, 可以保证 $Wf(a,b)$ 在时域也是有限支撑的, 从而实现时域定位功能, 即 $Wf(a,b)$ 表述的是 $f(t)$ 在 b 附近位置的情况。同样, 若 $\psi(a,b)$ 具有带通性能, 即 $\psi(a,b)$ 围绕着中心频率是有限支撑的, 那么 $\psi(a,b)$ 和 $F(\Omega)$ 作内积以后也将反应 $F(\Omega)$ 在中心频率处的局部性质,

从而实现良好的频率定位功能。S.Mallat 在小波分析的基础上分析了信号沿不同尺度的传递特性,提出了一种有效去除白噪声的模极大值法。其主要思路是:信号和白噪声具有不同的小波分析特性,白噪声的模极大值点随尺度的减小急剧增加,而信号的模极大值点随尺度变化不大这样可以认为在某一较大的尺度上模极大值点主要是信号的;根据模极大值的传递特性,保留信号对应的模极大值点,通过反变换即可获得去噪后的信号。

1.2.3 局部放电超高频信号的模式识别方法

90年代以来,模式识别方法开始应用于局部放电类型的识别,和传统的依靠专家目测进行放电类型判定相比,显著提高了识别的科学性和有效性。随着超高频检测法的发展,应用于脉冲电流检测法的局部放电模式识别技术被引入超高频检测法。局部放电模式识别大致可以分为放电模式构造、特征提取和模式分类三个主要部分。

(1) 局部放电模式主要包括 PRPSA 模式、PRPD 模式、 Δu 模式与放电脉冲波形模式等四种主要应用的局部放电模式:

① PRPSA 模式,即脉冲序列相位分布分析(Phase Resolved Pulse Sequence Analysis)模式,可以记为 $q_s(t_s, u(t_s))$ ^[52]。这种模式实际上是关于局部放电一种最为基本的模式,包含有局部放电测量的全部信息。

② PRPD 模式,即局部放电相位分布(Phase Resolved Partial Discharge)模式,是一种广泛应用的局部放电模式,也是所谓的 $\varphi-q-n$ 模式^[52]。这种模式是描述局部放电发生的工频相位 $\varphi(0-360^\circ)$ 、放电幅值 q 和放电次数 n 之间的关系。其中广泛应用的三维图谱是 $H_n(q, \varphi)$ 模式,即将 φ 和 q 划分成若干小区间,在 $\varphi-q$ 平面上形成若干网格,统计每个网格内放电次数,即获得 $H_n(q, \varphi)$ 统计模式图谱。PRPD 模式与 PRPSA 模式相比,失去了关于时间的信息。

③ Δu_n 分布是一种 Δu 模式,由局部放电脉冲序列 $q_s(t_s, u(t_s))$ 得到:根据 $q_s(t_s, u(t_s))$ 可以得到放电对应的序列 $u(t_s)$,将 $u(t_s)$ 按时间顺序排列,由式 $\Delta u_n = u_{n+1} - u_n$ 可以计算出多个工频周期内 Δu_n 分布情况。通过对多个工频周期内 Δu_n 分布与电树枝长度关系的研究,其结果表明^[53]: Δu_n 分布与绝缘劣化程度有密切关系。

④ 放电波形模式也被称为局部放电时间分布(Time Resolved Partial Discharge)模式,它是将局部放电脉冲波形直接作为模式识别对象,提取波形特征,进行模式识别。文献^[54-58]分别采用了不同的波形特征用于局部放电模式识别。

(2) 局部放电模式特征提取常用的方法主要有统计特征参数法、威布尔参数、分形特征参数法、数字图像矩特征参数法、小波特征参数等:

① 统计特征参数

针对 PRPD 模式,统计算子分为两类:一类是描述 $\varphi-q$ 、 $\varphi-n$ 谱图的形状差

异, 包括偏斜度 Sk 、陡峭度 Ku 、局部峰点数 Pe ; 另一类是描述 $\varphi-q$ 谱图正负半周的轮廓差异, 包括互相关系数 cc 、放电量因数 Q 、相位不对称度 Φ 以及修正的互相关系数 mcc 。

② 威布尔参数

文献[59,60]应用威布尔(Weibull)分布对放电脉冲幅值进行了分析, 将得到的统计参数作为人工神经网络的输入, 从而实现局部放电的模式识别。研究了局部放电脉冲幅值分布的统计特性, 证实了单一放电 $H(q)$ 分布符合两参数的威布尔(Weibull)分布。文献[59,60]认为, 混合放电的 $H(q)$ 符合多参数威布尔分布, 通过威布尔分析, 能够估计出各组 $H(q)$ 之威布尔参数及权重值, 即分离出各单一放电的 $H(q)$, 根据权重值的大小就能判断各组放电的放电量相对大小。

③ 图像矩特征参数

矩特征描述了一幅灰度图象所有像素点的整体分布情况, 广泛应用于图象处理和模式识别领域。文献[61]介绍了以图像模式识别中常用的描述图像基本几何特征的矩特征描述局部放电 $H_n(q, \varphi)$ 灰度图像的方法, 采用 4 阶及以下中心矩(除去 1 阶中心矩)以及灰度中心坐标成功识别了电机线棒中的人造缺陷放电类型。

④ 分形特征参数

L.Satish 于 1995 年首次将分形特征应用于局部放电识别, 他以局部放电 $\varphi-q-n$ 谱图的分维数和空缺率为特征量, 研究了环氧树脂空穴放电的识别, 取得了良好效果^[62]。从此, 分形特征在局部放电模式识别中得到了广泛应用^[62-68]。

⑤ 小波特征参数

有学者将小波分析技术和分形理论相结合, 对局部放电信号进行了分析。文献[69]研究了小波理论与分形理论的互补性, 从局部放电信号小波分解后的能量谱图提取放电特征, 用于局部放电模式识别。其得出的结论是将局部放电信号的逼近能量谱和精细结构能量谱的分形维数作为特征量, 能够有效地用于局部放电的模式识别。

(3) 在模式识别中, 常用的分类器有基于距离的模式分类器、线性及非线性分类器、聚类分析分类器^[70]、模糊识别分类器^[71]、神经网络分类器^[72-74]等。神经网络在局部放电模式识别中得到了最广泛应用, 并取得了良好的应用效果。下面简单介绍在局部放电模式识别中应用较多的几种神经网络。

① BP 神经网络

BP 神经网络^[75,77]是一种多层前馈神经网络, 其神经元的变换函数是 S 型函数, 输出量为 0 到 1 之间的连续量, 可以实现从输入到输出的任意的非线性映射。由于权值的调整采用反向传播 (Back-propagation) 的学习算法, 因此称为 BP 网络。在局部放电模式识别应用中, BP 神经网络得到了广泛的应用^[62,73,76]。

② 径向基函数网络

径向基函数 (RBF) 网络^[75,77]是一种典型的局部逼近神经网络。对于局部逼近神经网络的每个输入输出数据对, 只有少量的权值需要进行调整, 从而使得局部逼近神经网络具有学习速度快的优点。BP 网络用于函数逼近时, 权值的调整采用梯度下降法, 存在局部极小和收敛速度慢等缺点。而 RBF 网络在逼近能力、分类能力和学习速度等方面均优于 BP 网络。

③ 自组织特征映射网络

Kohonen 提出了自组织特征映射模型^[75,77] (Self-Organizing feature Map)。他认为一个神经网络接受外界输入模式时, 将会分为不同的区域, 各区域对输入模式具有不同的响应特征, 同时这一过程时自动完成的。各神经元的连接权值具有一定的分布, 最邻近的神经元相互刺激, 而较远的神经元则相互抑制, 更远一些则具有较弱的刺激作用。总之, 自组织特征映射法是一种无教师的聚类方法, 与传统的模式聚类方法相比, 它所形成的聚类中心能够映射到一个曲面或平面上, 并且保持拓扑结构不变。

④ 学习向量量化网络

学习向量量化^[75,77] (LVQ) 法是在监督状态下对竞争层进行训练的一种学习算法。竞争层将自动学习对输入向量进行分类, 这种分类的结构仅仅依赖于输入向量之间的距离。如果两个输入向量特别相近, 竞争层就把它分在同一类。LVQ 网络还可以通过学习, 将输入响声中与目标向量接近的分离出来。

1.3 本文主要工作

根据上述电力变压器局部放电超高频在线监测的现状及其存在的问题, 本文从工程应用的角度出发, 针对局部放电超高频信号的提取、抗干扰、模式识别等问题, 对电力变压器局部放电超高频在线监测系统进行了研究, 主要完成以下工作内容:

① 针对用于电力变压器局部放电超高频在线监测系统的内置式超高频传感器的设计要求, 优化设计并制作一种用于电力变压器局部放电超高频在线监测的体积小、频带宽的 Hilbert 分形天线。介绍 Hilbert 分形天线的基本原理和性能; 依据分形几何理论和天线电磁场理论, 提出 Hilbert 分形天线的设计方法; 以电磁场仿真软件 Ansoft Designer 为工具, 讨论几何参数对 Hilbert 分形天线性能的影响; 结合电力变压器的结构特点, 设计制作三阶 Hilbert 分形天线。

② 构造四种典型缺陷模拟电力变压器内部绝缘故障, 通过改变试验电压, 使四种缺陷分别在不同电压等级下产生局部放电超高频信号; 采用所设计的 Hilbert 分形天线对四种缺陷产生的局部放电信号进行了检测; 对四种缺陷在不同电压等级下产生的超高频信号进行频谱分析。

③提出一种改进小波去噪算法抑制超高频信号中混叠的白噪声。该算法通过分析不同母小波对信号分解后在各个尺度上得到信号分量的能量，逐层寻求最优母小波；应用该算法对人工油中沿面放电绝缘缺陷产生的超高频信号进行去噪处理，并比较采用不同阈值和阈值处理方法的去噪结果。

④研究从局部放电超高频信号的小波系数中提取分形特征量的差盒分维数计算方法；根据所提取的特征量，分别以径向基神经网络和概率神经网络作为模式分类器对四种油中缺陷产生的超高频信号进行分类，并对比两种神经网络的识别结果。

2 变压器局部放电超高频监测 Hilbert 分形天线设计

2.1 引言

电力变压器局部放电在线监测超高频监测法的关键技术之一是传感器，即超高频天线。超高频天线性能的好坏直接影响局部放电信号的提取与后期处理。应用于变压器局部放电在线监测的超高频天线分为外置式和内置式两类。早期的研究主要采用外置式天线，为了进一步提高检测灵敏度，近期将研究重点转向内置式超高频天线。本章设计了一种适合于变压器局部放电在线监测的内置式 Hilbert 超高频天线，结合天线理论和分形理论对天线的特性进行了分析，进一步通过仿真优化了天线的几何参数，设计出了体积小，灵敏度高，抗干扰能力强的变压器局部放电在线监测内置式超高频天线。

2.2 天线接收原理

天线的工作原理可以以麦克斯韦方程为基础加以描述，为了便于理解可以人为的从“场强”观点，“能流”观点或“电路”观点来简化描述。本章仅采用“电路”观点对天线的接收能力进行阐述。

接收天线与由传输线和负载组成的外电路相连，形成闭合回路，如图 2.1 所示。接收天线起电压源作用，等效为电压源 V_{oc} 与电压源内阻 Z_m ，其中 $Z_m = R_m + jX_m$ 称为接收天线的阻抗。传输线和负载等效为负载阻抗 Z_L 。

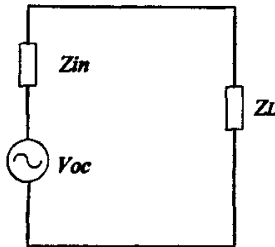


图 2.1 天线接收原理示意图

Fig. 2.1 The diagram of antenna accepted theory

天线输出端电流为：

$$I_m = \frac{V_{oc}}{Z_m + Z_L} \quad (2.1)$$

当接收天线在最大接收方向上达到极化匹配和阻抗共扼匹配时，输送给负载的功率 P_n 最大：

$$P_R = \frac{1}{2}(V_{oc})^2 / (4R_m) \quad (2.2)$$

在变压器局部放电在线监测系统中,超高频天线作为接收装置,将局部放电辐射的电磁波信号转换为超高频电压信号,经 50Ω 同轴电缆传送至计算机。天线性能的好坏直接影响到天线对电磁波的转换能力,因此是整个监测系统最为关键的设备之一。

2.3 超高频天线的设计原则

作为用于变压器局部放电在线监测的内置式超高频天线,需要安装于变压器内部,且保持较高的灵敏度和较强的抗干扰能力,针对以上要求,内置式超高频天线应具备以下基本特性:

(1) 尺寸小巧,结构简易,安装方便,在不改变变压器运行和变压器结构的前提下实现在线监测;

(2) 检测频带介于 $300\text{MHz}\sim 3000\text{MHz}$ 之间,检测频带内驻波比小于5,具有较好的方向性;

(3) 具有较强的抗干扰能力及干扰信号区分能力;

(4) 具有较高的信号检测灵敏度;

(5) 能将局放局部放电特征明显的频段加以区分和提取。

根据变压器局部放电的特性及变压器的实际结构,内置式超高频天线的设计,主要以下两个方面考虑:

(1) 用于GIS、电机、电缆的超高频法,检测频带较窄(通常为几十MHz),从而丢失了大量的放电信息,因而检测灵敏度受到一定的限制。局部放电脉冲能量几乎与频带宽度成正比,当只考虑检测仪元件(如放大器等)的热噪声对灵敏度的影响时,用宽频带检测有更高的灵敏度,例如对在半峰值处有 1.5ns 宽度的局部放电脉冲,在 1MHz 带宽的局放灵敏度为 0.1pC ,在 350MHz 带宽灵敏度达 0.01pC 。因而检测电力变压器局部放电用的超高频天线选用宽频带是有利的。

(2) 在检测现场,干扰源多且干扰信号幅值大,这极大地增加了局部放电信号提取的难度。大量研究表明,在变压器使用现场,变电站背景噪声的频率以及空气中电晕干扰的频率通常小于 300MHz 。因此,选择天线的下限截止频率为 300MHz ,这样可以较好地抑制噪声干扰(电台和移动通信干扰有固定的频率,可以通过软件加以去除)。对于变压器内部的局部放电,到达接收天线的电磁信号经多次折、反射和衰减后已发生畸变,高频分量不易精确提取,因此选择天线的上限截止频率为 3000MHz 。这样既能有效地抑制大部分外部干扰,又能获取尽可能多的局部放电信息。

从上述分析着手,本文研制了一种超高频天线——内置式Hilbert分形超高频天线。分形天线是分形电动力学的众多应用之一,源于电磁学与分形几何学的相互融

合。所谓分形天线，是指几何属性上具有分形特征（最主要的两个特征就是自相似性和分维数）的天线。分形天线的优点主要包括：

- a) 增加天线工作频带，有利于实现宽频带或多频带；
- b) 减小天线尺寸；
- c) 具有自加载特性，有利于在宽频带工作情况下实现与外电路的阻抗匹配；
- d) 有利于简化电路设计、提高系统性能的稳定性；
- e) 有利于降低系统造价。

分形天线的种类很多，例如Minkowski分形天线、Sierpinski分形天线、Koch分形天线、Hilbert分形天线、分形树、分形天线阵列等等。其中，以Hilbert分形结构设计的天线作为一种结构简单，性能优良的天线得到了广泛的研究和应用。本章将通过理论计算与软件仿真，深入研究Hilbert分形天线的分维数，自相似性，谐振频率以及其几何参数、馈电点选择对天线性能的影响，并通过对天线性能的优化设计出了用于变压器局部放电在线监测的内置式Hilbert分形超高频天线。

2.4 Hilbert分形超高频天线的研究

2.4.1 Hilbert分形及分维数

Hilbert分形是众多平面填充式分形曲线中的一类，Hilbert分形曲线是平面填充式分形曲线中得到最广泛应用的一种。该曲线作为一个连续图形不存在任何交叉点，随着分形阶数的增加，曲线通过自相似迭代从一维空间逐渐填充到二维空间，曲线具有严格的自相似性。分形的相似维数 D 可以由下式得到：

$$D = -\ln N(\delta) / \ln(\delta) \quad (2.3)$$

式中 δ 为度量分形的尺度， N 为分形体划分为尺度为 δ 的不相交子集的最小个数。Hilbert分形曲线的分维数可以按下式计算：

$$D = \frac{\ln[(4^n - 1)/(4^{n-1} - 1)]}{\ln[(2^n - 1)/(2^{n-1} - 1)]} \quad (2.4)$$

式中 n 为Hilbert分形曲线的阶数。图2.2所示为1-4阶的Hilbert分形曲线。

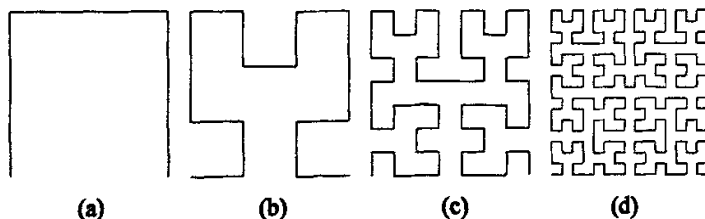


图 2.2 第 1-4 阶 Hilbert 分形曲线

Fig. 2.2 Hilbert curves from the first to the fourth order

Hilbert分形曲线分维数随曲线阶数的增加而增大,表征了分形曲线占据空间的利用率。Hilbert分形曲线分维数取值范围为[1,2),是一种结构简单、空间占有率高的分形结构。在外围尺寸不变的情况下,随着分形阶数的增加,曲线总长度呈几何级数增长,并且呈现严格的自相似性。分形曲线的自相似可以由函数迭代系统(Iterated Function System)加以描述。

2.4.2 Hilbert分形曲线的函数迭代系统

函数迭代系统(IFS)作为一种通用的数学方法,能够方便地生成各种分形结构。函数迭代系统通过定义隶属变换因子 w ,完成对初始几何结构的迭代。隶属变换因子 w 定义如下:

$$w \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

式中, a, b, c, d, e, f 为实数, a, b, c, d 控制几何结构的旋转和伸缩, e, f 控制几何结构线性位移。

如假设存在一个隶属变换因子集合 $W = \{w_1, w_2, w_3, \dots, w_N\}$ 和一个初始的几何结构 A 。这样,将隶属变换因子集合 W 作用于初始几何结构 A ,就会生成一个新的几何结构 A_1 。则隶属变换因子集合 W 中的每个元素分别作用于初始几何结构 A 后的结果记为, $w_1(A), w_2(A), w_3(A), \dots, w_N(A)$,则H算子(Hutchinson Operator) $W(A)$ 定义如下:

$$W(A) = \bigcup_{n=1}^N w_n(A) \quad (2.6)$$

将 $W(A)$ 作用于 A_1 就可以生成下一个几何结构 A_2 ,依次类推,将 $W(A)$ 反复作用于前一个几何结构,就可以不断地生成新的几何结构。函数迭代系统就是通过这个迭代方式,可以根据具体需要,在初始几何结构的基础上,生成任意阶的分形结构。例如,设集合 A_0 为一个初始几何结构,则由该初始几何结构生成第 $k+1$ 阶分形结构可以通过以下迭代得到:

$$A_1 = W(A_0), A_2 = W(A_1), A_3 = W(A_2), \dots, A_{k+1} = W(A_k) \quad (2.7)$$

一个函数迭代系统通过反复作用于一个几何结构会生成一个收敛的几何结构序列,这个最终的几何结构 A_∞ 可以由下式表示:

$$W(A_\infty) = A_\infty \quad (2.8)$$

这个几何结构函数迭代系统的吸引子,代表隶属变换因子集合 W 的一个“固定点”。

图2.3所示为应用函数迭代系统生成Hilbert分形曲线的过程。此处,初始Hilbert分形曲线 H_0 为一个二维几何结构:

$$H_0 = \begin{cases} y \in [0,1], x = 0; \\ x \in [0,1], y = 1; \\ y \in [0,1], x = 1; \end{cases} \quad (2.9)$$

四个隶属变换因子分别作用于初始Hilbert分形曲线 H_0 ，经式(2.6)四次迭代，依次生成一阶Hilbert分形曲线 H_1 、二阶Hilbert分形曲线 H_2 以及三阶和四阶Hilbert分形曲线。对于Hilbert分形曲线隶属变换因子集合 W ，如令 $w = s \times r + t$ ，其中， s 表示尺度变换矩阵， r 表示旋转变换矩阵， t 表示线性位移矩阵。则：

$$s = \frac{1}{2^n - 1} \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$r = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$t_1 = \frac{1}{2^n - 1} \begin{pmatrix} 0 \\ 2/3 \end{pmatrix}, t_2 = \frac{1}{2^n - 1} \begin{pmatrix} 2/3 \\ 0 \end{pmatrix}, t_3 = \frac{1}{2^n - 1} \begin{pmatrix} 0 \\ 1/3 \end{pmatrix}, t_4 = \frac{1}{2^n - 1} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

式中， n 为Hilbert分形曲线的阶数， θ 为Hilbert分形曲线旋转角度， $\theta \in \{-\pi/2, 0, \pi/2\}$ ， t_1, t_2, t_3, t_4 分别对应隶属变换因子集合 W 中的四个元素 w_1, w_2, w_3, w_4 ，则Hilbert分形曲线的隶属变换因子集合 W 为：

$$W(H) = \begin{pmatrix} w_1(H) \\ w_2(H) \\ w_3(H) \\ w_4(H) \end{pmatrix} = \frac{1}{2^n - 1} \left[\begin{array}{cc|c} \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \sin 0 & \cos 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ 2/3 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \sin 0 & \cos 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 2/3 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(-\pi/2) & -\sin(-\pi/2) \\ \sin(-\pi/2) & \cos(-\pi/2) \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ 1/3 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\pi/2) & -\sin(\pi/2) \\ \sin(\pi/2) & \cos(\pi/2) \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \end{array} \right] \quad (2.13)$$

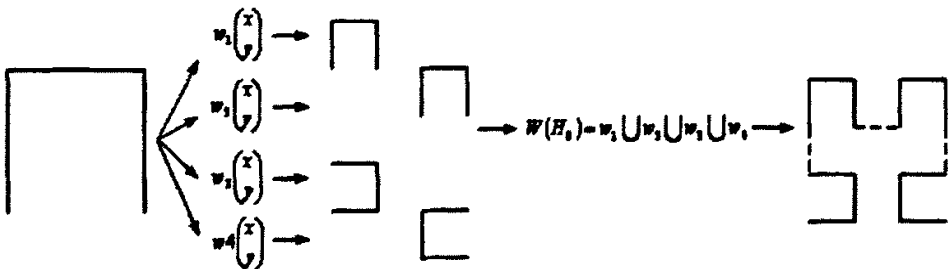


图2.3 IFS生成Hilbert分形曲线演示图
Fig. 2.3 The illustration of IFS generating Hilbert fractal curve

2.4.3 Hilbert 分形天线谐振频率计算方程

Hilbert分形天线的谐振频率计算方法是由弯折线天线谐振频率的计算方法推广得到的。在计算谐振频率时，天线被划分为平行导线、短路终端和附加导线三个部分，如图2.4所示。平行导线和其它两类导线的电感分别计算，然后求得Hilbert分形天线的总电感，文献[78]证明求得的总电感与半波长偶极子天线的电感近似相等。进而可以通过这个等价关系求得Hilbert分形天线的谐振频率。图2.4所示为一个外围尺寸为 l ，各类导线长度均为 d ，导线宽度为 b 的 n 阶Hilbert分形天线。

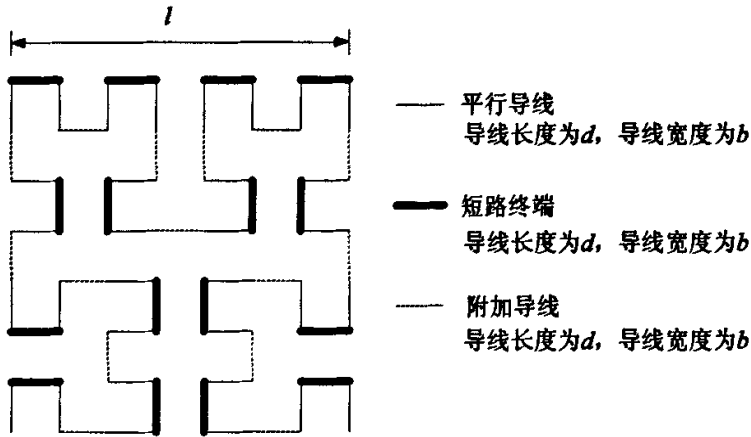


图2.4 Hilbert分形天线组成示意图
Fig. 2.4 The setup of Hilbert fractal antenna

外围尺寸为 l 的 n 阶Hilbert分形天线的导线长度可由下式求得：

$$d = \frac{l}{2^n - 1} \quad (2.14)$$

电流端子的个数或者平行双导线的对数可由下式求得：

$$m = 4^{n-1} \quad (2.15)$$

除平行双导线以外的所有导线的总长度为：

$$s = (2^{2n-1} - 1)d \quad (2.16)$$

导线长度为 d ，导线宽度为 b 的平行双导线的特征阻抗为：

$$Z_0 = \frac{Z_c}{\pi} \log \frac{2d}{b} \quad (2.17)$$

式中， Z_c 为自由空间的本征阻抗， $Z_c = 120\pi\Omega$ ， d 为导线长度， b 为导线宽度。平行双导线的特征阻抗可以用来得到平行线的输入阻抗，该输入阻抗为一个纯感抗：

$$L_{m,s} = \frac{Z_0}{\omega} \tan \beta \frac{d}{2} \quad (2.18)$$

式中， ω 为角频率， $\omega = 2\pi f$ ， β 为相位常数， $\beta = 2\pi/\lambda$ 。则，对于一个 n 阶的Hilbert分形天线，其总输入阻抗为：

$$L_{in} = m \cdot \frac{Z_0}{\pi\omega} \cdot \log \frac{2d}{b} \cdot \tan \beta \frac{d}{2} \quad (2.19)$$

当平行双导线的长度 d 远远小于接收电磁波的波长时, $\tan(\beta d)/2$ 可以由泰勒公式展开:

$$\tan \beta \frac{d}{2} = \beta \frac{d}{2} + \frac{1}{3} \left(\beta \frac{d}{2} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\beta \frac{d}{2} \right)^5 + \dots \quad (2.20)$$

除平行双导线以外的所有导线的自电感可以由下式求得:

$$L_s = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{s}{2} \cdot \left(\log \frac{4s}{b} - 1 \right) \quad (2.21)$$

由式(21)和式(23)可以得到 Hilbert 分形天线的总电感:

$$L_T = m \cdot \frac{Z_0}{\pi\omega} \cdot \log \frac{2d}{b} \cdot \tan \beta \frac{d}{2} + \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{s}{2} \cdot \left(\log \frac{4s}{b} - 1 \right) \quad (2.22)$$

文献[78]中证明 Hilbert 分形天线的总电感与半波长偶极子天线的电感近似相等, 因此可以根据这个等量关系求得 Hilbert 分形天线的谐振频率。半波长偶极子天线的电感可以由下式计算得到:

$$L_d = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{4} \cdot \left(\log \frac{4l}{b} - 1 \right) \quad (2.23)$$

式中, μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{Hm}^{-1}$, λ 为接收电磁波的波长, 对于半波长偶极子天线, $\lambda = 2l$ 。通过等式 $L_T \approx L_d$ 求得的谐振频率为 n 阶 Hilbert 分形天线的第一个谐振频率。对于 n 阶的 Hilbert 分形天线, 具有 n 个谐振频率, 则除第一个谐振频率外的其它 $n-1$ 个谐振频率分别对应 $(m+1/2)\lambda$ (m 为正整数) 波长的偶极子天线的谐振频率。综上所述, 可以得到通过以下方程组求得 n 阶的 Hilbert 分形天线的所有谐振频率:

$$\begin{cases} m \cdot \frac{Z_0}{\pi\omega} \cdot \log \frac{2d}{b} \cdot \tan \beta \frac{d}{2} + \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{s}{2} \cdot \left(\log \frac{4s}{b} - 1 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{k\lambda}{4} \cdot \left(\log \frac{4kl}{b} - 1 \right) \\ f_r = \frac{c}{\lambda} \end{cases} \quad (2.24)$$

式中, c 为光速, $c = 3 \times 10^8 \text{ms}^{-1}$, $k \in \{0, R^+\}$ 。本文主要讨论 Hilbert 分形天线的第一个谐振频率, 以下所指谐振频率均指 Hilbert 分形天线的第一个谐振频率。将方程组(24)中的 $\tan(\beta d)/2$ 分别以一阶泰勒公式和三阶泰勒公式展开, 再分别代入方程组(24)得到两个求解 n 阶 Hilbert 分形天线谐振频率的近似方程组:

$$\begin{cases} m \cdot \frac{Z_0}{\pi\omega} \cdot \log \frac{2d}{b} \cdot \beta \cdot \frac{d}{2} + \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{s}{2} \cdot \left(\log \frac{4s}{b} - 1 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{k\lambda}{4} \cdot \left(\log \frac{4kl}{b} - 1 \right) \\ f_r = \frac{c}{\lambda} \end{cases} \quad (2.25)$$

与

$$\begin{cases} m \frac{Z_0}{\pi \omega} \log \frac{2d}{b} \left[\beta \frac{d}{2} + \frac{1}{3} \left(\beta \frac{d}{2} \right)^3 \right] + \frac{\mu_0 s}{\pi} \frac{s}{2} \left(\log \frac{4s}{b} - 1 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{k\lambda}{4} \left(\log \frac{4kl}{b} - 1 \right) \\ f_r = \frac{c}{\lambda} \end{cases} \quad (2.26)$$

表 2.1 所示为分别用以上两个方程组求得的具有不同几何参数的 Hilbert 分形天线的第一个谐振频率。天线的外围尺寸 l 分别取 70mm, 50mm, 30mm, 天线的阶数 n 分别取 2、3、4, 导线宽度 b 分别取 1mm, 2mm, 4mm。由表 1 可以看出, 分别采用一阶泰勒公式和二阶泰勒公式化简方程组 (24), 其计算结果十分接近。因此, 可以将方程组 (26) 作为求解 n 阶 Hilbert 分形天线谐振频率的近似公式。由表 1 中还可以看出, Hilbert 分形天线的谐振频率随天线外围尺寸的减小而升高; 在外围尺寸固定的情况下, 分形阶数的增加会使 Hilbert 分形天线的谐振频率降低; 当外围尺寸和分形阶数都固定的情况下, Hilbert 分形天线的谐振频率随导线宽度的增加而略有降低。

表 2.1 不同几何参数 Hilbert 分形天线的谐振频率

Tab. 2.1 The resonant frequencies of Hilbert fractal antenna with different geometry parameters

$l(\text{mm})$	n	$b(\text{mm})$	$f_r(\text{MHz})$		
			式 (27)	式 (28)	
70	2	1	554.36	554.34	
		2	549.39	549.37	
		4	542.46	542.44	
	3	1	1	292.43	292.43
			2	288.18	288.18
			4	282.34	282.34
		4	1	148.55	148.55
			2	145.55	145.55
			4	141.47	141.47
	50	2	1	772.99	772.96
			2	764.87	764.84
			4	764.87	764.84
3		1	1	406.73	406.73
			2	399.84	399.84
			4	399.84	399.84
		4	1	206.08	206.08
			2	201.23	201.23
			4	201.23	201.23
30		2	1	1278.8	1278.7
			2	1261.2	1261.2
			4	1261.2	1261.2
	3	1	669.78	669.78	
		2	655.03	655.03	
		4	655.03	655.03	
4	1	337.76	337.76		
	2	327.50	327.50		

谐振频率是天线的一个重要参数, 从以上的分析可以看出, 天线几何参数的改变会改变天线的谐振频率。不仅如此, 天线几何参数的改变还会改变天线的方向性、输出阻抗以及驻波比, 研究结果将在下节介绍。

2.4.4 几何参数对Hilbert分形天线性能的影响

本章应用Ansoft Designer HFSS电磁场仿真软件，构建了多个具有不同外围尺寸、分形阶数、导线宽度的Hilbert分形天线，通过仿真研究了几何参数改变时，天线的方向性、输出阻抗、谐振频率以及驻波比的变换规律。

1) 外围尺寸对天线性能的影响

图2.5所示分别为采用三种不同外围尺寸的Hilbert分形天线的仿真三维方向图。三个外围尺寸分别为： $L=70\text{mm}$ ， 50mm ， 30mm ，导线宽度均为 $b=1\text{mm}$ ，天线阶数为 $n=3$ ，馈电方式采用中心馈电。由图2.5可以看出，随着天线外围尺寸的减小，天线的增益也相应减小，但方向图变化不大。表2.2所示为仿真得到的天线输出阻抗 R_0 、谐振频率 f_r 和驻波比VSWR随天线外围尺寸的变化情况。表中的1、2、3分别对应三阶Hilbert分形天线的三个谐振频率。由表2.2可以看出，天线的第一个谐振频率对应的输出阻抗 R_0 随外围尺寸的减小而增大；天线的谐振频率 f_r 随外围尺寸的减小而减小；天线的驻波比VSWR随天线外围尺寸的减小而增大。

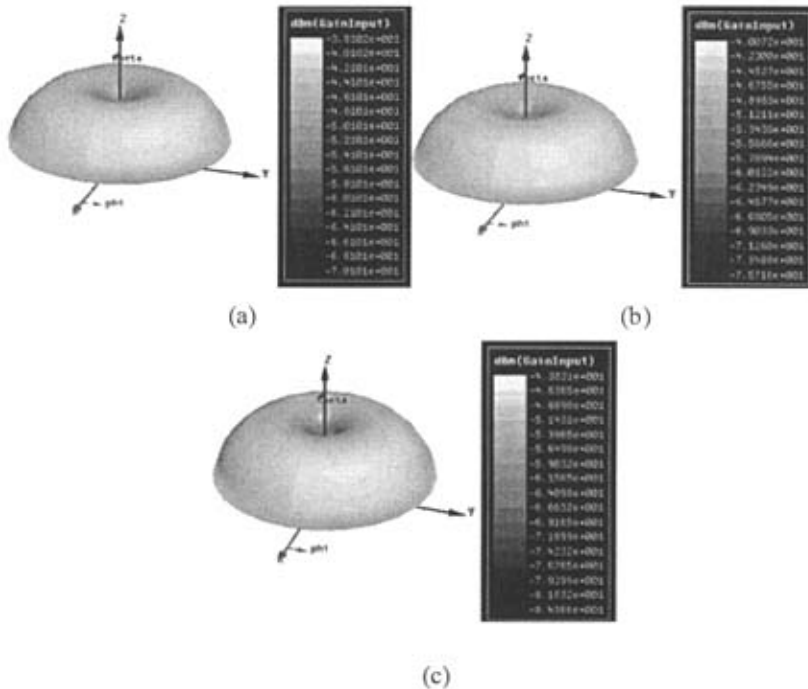


图2.5 三种不同外围尺寸的三阶Hilbert分形天线仿真三维方向图
 Fig. 2.5 The 3-D simulated radiation patterns of 3rd Hilbert fractal antenna with different outer dimensions

表2.2 天线性能随天线外围尺寸的变化

Tab. 2.2 The performances of Hilbert antenna change according to outer dimension

L (mm)	$R_0(\Omega)$			$f_r(\text{GHz})$			VSWR		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3
70	1.234	3.680	4.439	0.288	0.557	0.825	8.140	5.825	4.503
50	2.807	2.497	2.665	0.378	0.765	1.153	9.422	6.948	5.372
30	10.185	5.880	4.313	0.676	1.331	1.987	11.512	7.818	5.906

2) 分形阶数对天线性能的影响

图2.6所示分别为不同阶数的Hilbert分形天线的仿真三维方向图。天线阶数分别为： $n=1, 2, 3, 4$ ，外围尺寸均为 $L=30\text{mm}$ ，导线宽度均为 $b=1\text{mm}$ ，馈电方式采用中心馈电。由图2.6可以看出，随着天线阶数的增加，天线的增益也相应减小，当阶数 $n=4$ 时，方向图变化很大。表2.3所示为仿真得到的天线输出阻抗 R_0 、谐振频率 f_r 和驻波比VSWR随天线阶数的变化情况。表中 R_0 、 f_r 、VSWR对应的1、2、3、4分别对应天线的谐振频率个数。由表2.3可以看出，天线的输出阻抗 R_0 随天线阶数的增大而减小；天线的谐振频率 f_r 随天线阶数的增大而减小；天线的驻波比VSWR随天线阶数的增大而减小。

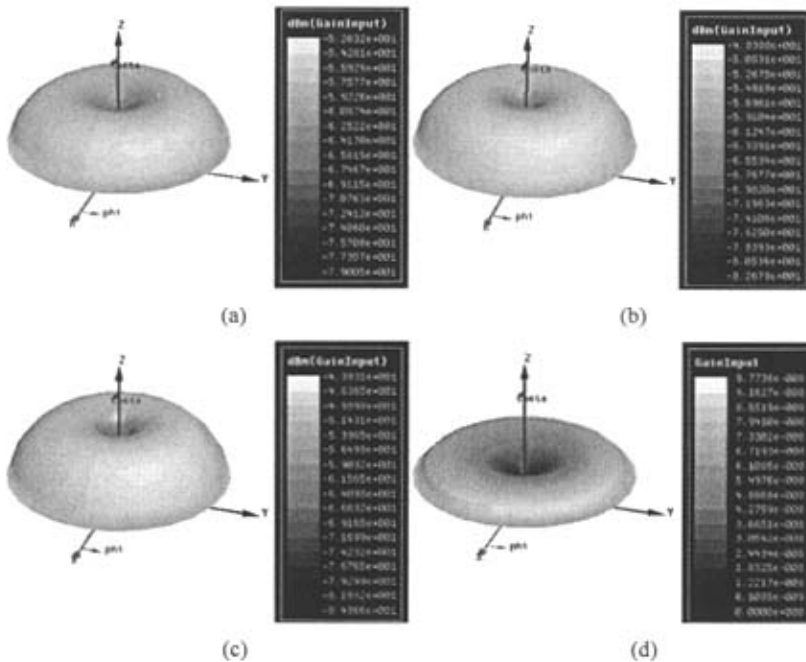


图2.6 不同阶数的Hilbert分形天线的仿真三维方向图

Fig. 2.6 The 3-D simulated radiation patterns of Hilbert fractal antenna with different orders

表2.3 天线性能随天线阶数的变化

Tab. 2.3 The performances of Hilbert antenna change according to fractal order

n	$R_o(\Omega)$				$f_r(\text{GHz})$				VSWR				
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	
1	17.23				1.87				17.24				
2	14.04	7.84			1.15	2.32			15.00	8.73			
3	10.19	5.88	4.31		0.68	1.338	1.99		11.51	7.82	5.91		
4	7.63	4.56	2.50	2.18	0.41	0.80	1.21	1.60	7.76	5.670	4.47	3.35	

3) 导线线宽对天线性能的影响

图2.7所示分别为具有不同导线宽度的Hilbert分形天线的仿真三维方向图。天线的导线宽度分别为： $b=1, 2, 4$ ，外围尺寸均为 $L=70\text{mm}$ ，天线阶数为 $n=3$ ，馈电方式采用中心馈电。由图2.7可以看出，随着天线导线宽度的增加，天线的增益也相应地略有减小，但方向图变化不大。表2.4所示为仿真得到的天线输出阻抗 R_o 、谐振频率 f_r 和驻波比VSWR随天线导线宽度的变化情况。表中的1、2、3分别对应三阶Hilbert分形天线的三个谐振频率。由表2.4可以看出，天线的输出阻抗 R_o 随天线导线宽度的增大而减小；天线的谐振频率 f_r 随天线导线宽度的增大而变化很小；天线的驻波比VSWR随天线导线宽度的增大而减小。

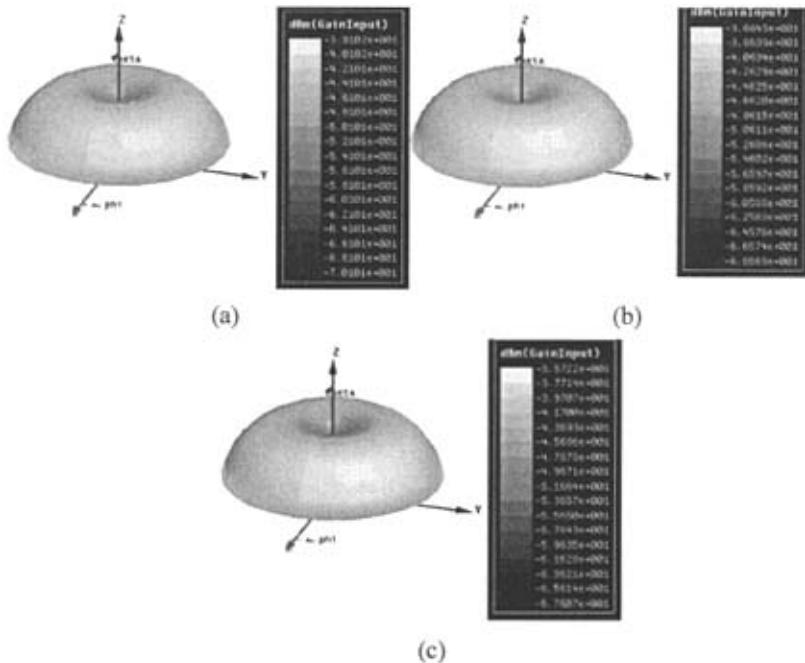


图2.7 不同导线宽度的三阶Hilbert分形天线的仿真三维方向图

Fig. 2.7 The 3-D simulated radiation patterns of 3rd Hilbert fractal antenna with different line width

表2.4 天线性能随天线导线宽度的变化
Tab. 2.4 The performances of Hilbert antenna change according to line width

b (mm)	$R_o(\Omega)$			$f_r(\text{GHz})$			VSWR		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3
1	1.534	3.680	4.439	0.288	0.557	0.825	8.140	5.825	4.503
2	1.222	1.698	1.920	0.259	0.527	0.795	6.515	4.457	3.545
4	0.905	1.008	1.452	0.259	0.527	0.795	4.763	3.272	2.243

4) 馈电位置对天线性能的影响

由表2.2、2.3、2.4还可以看出，当将馈电点放置在Hilbert分形天线的几何对称中心时，无论外围尺寸、分形阶数、导线宽度如何改变，天线的输出阻抗始终很小，例如，如表2.4所示，具有外围尺寸 $L=70\text{mm}$ ，导线宽度 $b=1\text{mm}$ 的三阶Hilbert分形天线的三个谐振频率分别对应的输出阻抗为 1.234Ω 、 3.680Ω 、 4.439Ω 。然而，Hilbert分形天线的优点之一就是可以通过适当的选择非中心点位置馈电来改变输入阻抗，以实现与 50Ω 传输线的匹配。

文献[79]的研究表明，Hilbert分形天线的输出阻抗取决于馈电点到天线一个端点的距离与天线总长度的比值 R_o 。对于具有同一阶数的Hilbert分形天线，无论外围尺寸和导线宽度如何变化，在馈电点位置不变的情况下，天线的输出阻抗不会改变。通过大量仿真实验，得到了当不同阶数的Hilbert分形天线的输入阻抗达到 50Ω 时馈电点的位置，如图2.8所示。针对超高频检测的频带，本章讨论的输出阻抗主要针对第一个谐振频率对应的输出阻抗。表2.5所示为馈电点到端口1的距离与天线总长度的比值 R_o 。天线的总长度可由下式计算得到：

$$S = \frac{L}{2n-1} \times 2^{2n} - 1 \tag{2.29}$$

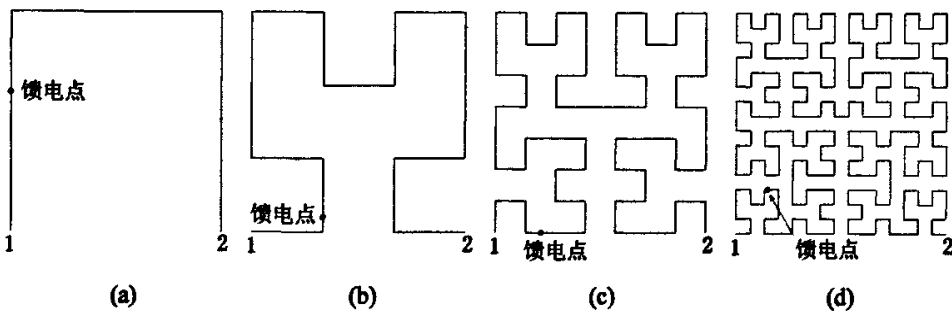


图2.8 输入阻抗达到 50Ω 的1-4阶Hilbert分形天线馈电点位置

Fig. 2.8 The feed-point locations of 1-4 order Hilbert fractal antenna to achieve 50Ω output impedance

表2.5 馈电点到端口1的距离与天线总长度的比值
Tab. 2.5 The ratio of the distance of feed-point and port 1 and the total length of antenna

n	1	2	3	4
R_o	0.271	0.0089	0.0556	0.03628

综上所述，Hilbert分形天线外围尺寸主要影响天线的谐振频率的大小；分形阶数主要影响天线谐振频率的个数，并且影响天线的方向图；导线宽度主要影响天线的驻波比和输出电阻。根据超高频检测的要求，在设计Hilbert分形天线时，要综合以上结论整体考虑天线几何参数的配合。一阶天线性能较差，通常不予以采用；二阶天线需要很大的外围尺寸才能将谐振频率降低到超高频GHz以下，不利于天线的小型化，且较高的谐振频率使得检测频带较窄；四阶天线尽管有利于实现天线小型化，但方向性较三阶天线变差。因此，三阶Hilbert分形天线最为满足超高频检测的要求。

2.5 超高频Hilbert分形天线的仿真优化设计及仿真与测试结果

2.5.1 超高频Hilbert分形天线的仿真优化设计及仿真结果

综合第2.3节提出的超高频天线的设计要求和第2.4节对Hilbert分形天线性能的分析，本章通过Ansoft Designer 电磁场仿真软件优化天线几何参数，设计三阶Hilbert分形天线，作为电力变压器局部放电超高频在线监测的内置式超高频传感器。天线馈电点选择在如图2.8所示的位置。为了满足天线小型化的要求，令三阶Hilbert分形天线的外围尺寸 $L=30\text{mm}$ 。天线的导线宽度由仿真软件通过优化计算确定。仿真过程中，设定导线宽度 b 的取值范围为 $0.5\text{mm}\sim 2.5\text{mm}$ ，仿真最小步长为 0.01mm ，最大步长为 0.05mm ，仿真终止条件为VSWR在 $300\text{MHz}\sim 800\text{MHz}$ 之间某点小于2。

选用铜作为天线的导线的材料，导线需要附着在电介质板上，因此电介质板的厚度和介电常数的取值也需要仿真优化确定。电介质板厚度的取值范围为 $0.5\text{mm}\sim 3\text{mm}$ ，仿真最小步长为 0.01mm ，最大步长为 0.1mm ；电介质板介电常数的取值范围为 $2.0\sim 5.0$ ，仿真最小步长为 0.1 ，最大步长为 0.5 。

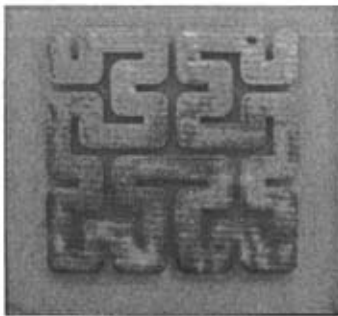


图2.9 制作完成的三阶Hilbert分形天线
Fig. 2.9 The 3rd Hilbert fractal antenna

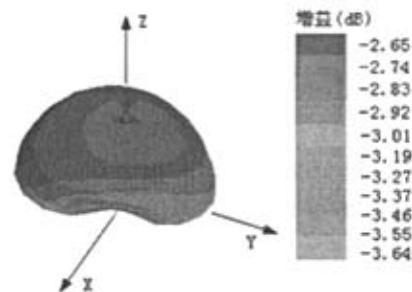


图2.10 优化后三阶Hilbert分形天线三维方向图
Fig. 2.10 The 3-D radiation pattern of 3rd Hilbert fractal antenna after optimum design

经Ansoft Designer的仿真优化计算，最终确定本文所设计的三阶Hilbert分形天线

的相对最优设计几何参数： $L=30\text{mm}$ ， $n=3$ ， $b=2\text{mm}$ ，馈电位置如图2.8所示位置，电介质板的介电常数为4.4，厚度为1.6mm，电介质板的外围尺寸略大于天线的外围尺寸，为35.4mm。制作完成的三阶Hilbert分形天线如图2.9所示。仿真得到的天线三维方向图如图2.10所示。由图中可见，优化后的天线方向性和增益较未优化前有了明显提高。

2.5.2 超高频Hilbert分形天线的测试结果

图 2.11 所示为实测的天线驻波比。天线的三个谐振频率为 817MHz、1.7GHz 和 2.5GHz。天线在 817MHz 时驻波比约为 1.5，在 1.7GHz 时驻波比约为 1.2，在 2.4GHz 时驻波比约为 1.6。第一个谐振频率处的通频带约为 600MHz~900MHz。由图可见，经优化后的天线驻波特性比 2.4 节中所讨论的仿真结果有了明显提高。

应用设计的Hilbert分形天线对油中四种放电模型在相同试验条件下产生的超高频信号进行了测量，测量得到的信号时域波形以及通过傅立叶变换得到的信号功率谱如图2.12所示。图中 (a) 分别对应油中气隙放电及其信号频谱，(b) 分别对应油中沿面放电及其信号频谱，(c) 分别对应油中悬浮电极放电及其信号频谱，(d) 分别对应油中气隙放电及其信号频谱。由图中可以看出，信号具有较好的信噪比；功率谱上存在三个频段，分别为 300MHz~900MHz，1500MHz~2100MHz，2300MHz~2500MHz，对应于三阶Hilbert分形天线的三个谐振频率，且不同放电对应的功率谱存在差异。以上分析说明所设计的三阶Hilbert分形天线能够有效检测超高频信号，作为用于变压器局部放电超高频在线监测内置式超高频传感器，满足设计要求。应用Hilbert分形天线对油中放电模型的测量试验以及信号分析工作将在第三章详细介绍。

2.6 小结

(1) 依据分形几何理论，提出了应用于电力变压器局部放电超高频在线监测的Hilbert分形天线设计方法。从理论上，推导出Hilbert分形曲线的分维数计算方法，Hilbert分形曲线生成的迭代计算方法以及Hilbert分形天线谐振频率的计算方法。

(2) 通过Ansoft Designer 电磁场仿真软件深入研究了Hilbert分形天线几何参数对天线性能的影响，分别讨论了当天线外围尺寸、分形阶数、导线宽度改变时，天线三维方向图、输出阻抗、谐振频率以及驻波比的变化趋势。讨论了天线馈电点位置的改变对天线输出阻抗的影响，并确定了当天线输出阻抗达到 50Ω 时对应的各阶Hilbert天线馈电点位置。

(3) 通过综合分析天线几何参数对天线性能的影响，确定了用来仿真的Hilbert分形天线模型的外围尺寸、分形阶数，通过仿真确定了天线的导线宽度、电介质板

的厚度和电介质常数，实际加工制作了三阶Hilbert分形天线。对天线仿真和实测的结果表明，所设计的三阶Hilbert分形天线满足作为电力变压器局部放电超高频在线监测内置式超高频传感器的要求。

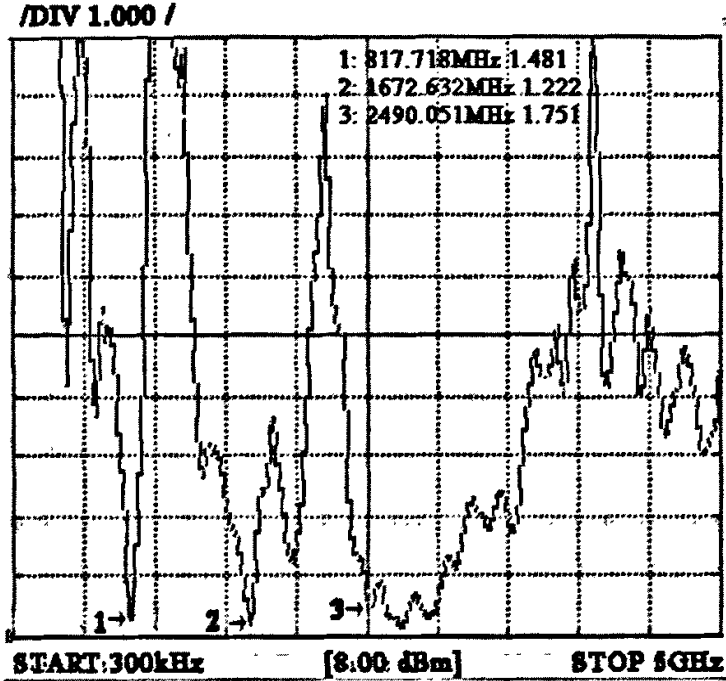


图2.11 实测3阶Hilbert分形天线驻波比
Fig. 2.11 The measured VSWR of 3rd Hilbert fractal antenna

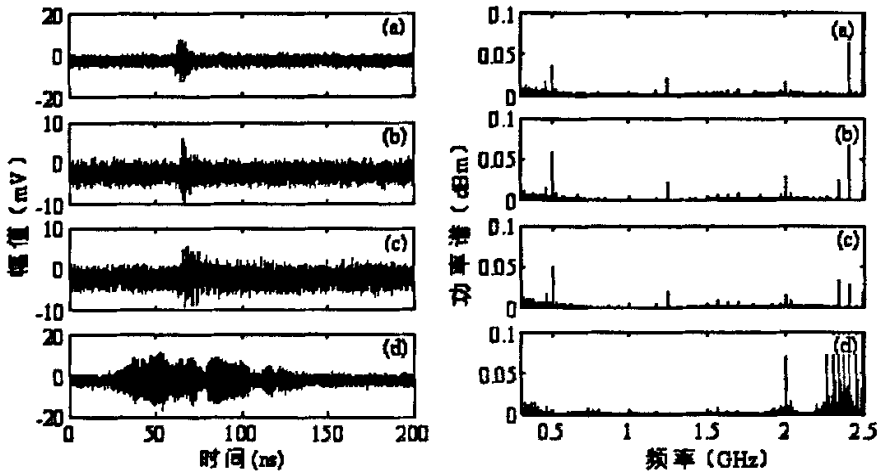


图2.12 四种放电的时域超高频信号及其对应的功率谱
Fig. 2.12 UHF signals with their corresponding energy spectrums of four types of discharge

3 超高频监测法提取油中绝缘缺陷局部放电信号研究

3.1 引言

电力变压器是电力系统中最昂贵、最重要的高压设备之一，其故障往往会严重影响电力系统的安全稳定运行并造成重大的经济损失。变压器内部绝缘劣化是导致变压器故障的主要原因之一。通过实时监测变压器内部的局部放电并提取及分析相关的局部放电信息，能够及时准确地判断变压器内部绝缘的劣化程度，进而实现对电力变压器的实时状态监测和故障诊断。因此，各种局部放电检测技术被引入到变压器局部放电监测中，近年来，由于超高频检测法能够较好地抑制低频干扰和空间电磁干扰，得到了广泛的重视。

自从 1982 年，Boggs 和 Stone 在试验中成功的观测到了上升延 $< 1\text{ns}$ ，频带上限达到 1GHz 的局部放电脉冲信号^[80]，超高频检测法便开始应用于 GIS 局部放电检测中^[81]。随后，超高频检测法被推广到其它高压设备的局部放电检测技术中，如电机，电力电缆等^[82]。同时，由于超高频检测法具有灵敏度高，信息丰富，抗干扰能力强，定位方便等诸多优点，该方法也越来越多的应用于电力变压器的局部放电检测技术中^[83]。目前，采用超高频检测法实现局部放电量的标定，精确定位局部放电发生位置以及超高频信号的模式识别等问题，成为变压器局部放电在线超高频监测的研究热点。

变压器局部放电超高频监测的基础和关键技术之一是提取绝缘缺陷局部放电超高频信号。本章中，作者根据电力变压器内部出现的绝缘缺陷的特点，设计了四种相应电极系统和绝缘缺陷模型，采用第二章中所设计的 Hilbert 分形天线对四种绝缘缺陷模型放电的超高频信号进行了提取，通过大量实验室模拟实验获得了一批有价值的实验数据。通过快速傅立叶变换得到了实验数据的频谱，通过波形相似系数描述变压器内部局部放电超高频信号的频谱特征。

3.2 超高频信号的产生及传输机理

3.2.1 超高频信号产生机理

变压器局部放电脉冲电流产生的过程中，首先是一些原子或分子的自由电子被从原子或分子的外围剥离出来，并在电场的作用下加速，宏观上表现为电流幅值迅速上升。经过很短的一段时间，电子再一次成为自由电子，加速停止，宏观上表现为电流幅值迅速衰减。当电荷不以一个恒定速度运动时，就会发射出瞬态电磁场。这个瞬态电磁场从放电源向空间的各个方向辐射出来。电磁波的能量随着局部放电

信号的消失而消失。根据信号处理的理论可知,一个脉冲信号的持续时间越短,脉冲信号的频谱就越宽。局部放电产生的脉冲电流可以由下式计算:

$$i(t) = \frac{I}{T} \cdot t \cdot e^{-(t/T)} \quad (3.1)$$

式中, t 为脉冲持续时间, I 为脉冲电流峰值, T 为脉冲电流的上升时间。脉冲电流对应的放电量可由下式计算:

$$q = eIT \quad (3.2)$$

式中, $e=2.7183$ 。对式 (3.1) 进行傅立叶变换,可以得到脉冲电流幅频特性的计算公式:

$$I(\omega) = \left| \frac{q}{(j + \omega T)^2} \right| \quad (3.3)$$

如图 3.1 所示,对比了具有相同放电量、不同上升沿和脉冲电流幅值的两个脉冲电流时域波形和幅频特性。可以看出,上升沿为 0.2ns 的脉冲电流比上升沿为 2ns 的脉冲电流频谱更宽,在超高频检测频带 (300~3000MHz) 内的能量更强。

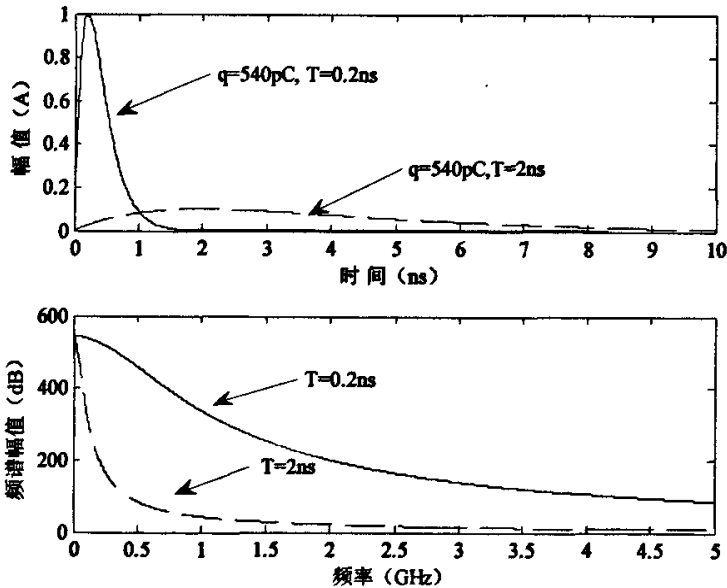


图 3.1 两类脉冲电流时域波形和幅频特性对比

Fig. 3.1 The comparison of time-domain and frequency-domain wave of two pulses

3.2.2 超高频信号传输机理

通常电力变压器绝缘结构中发生的局部放电信号可以看成是由一个点源所发出的,当绝缘介质某处发生局部放电时,由放电产生的电磁扰动随时间变化,将会产生电磁波,它们遵循麦克斯韦的电磁场基本方程,引入动态矢量位 A 和动态标量位 φ 来分析局部放电产生的时变电磁场,这时麦克斯韦基本方程组转化为动态位方程:

$$\begin{cases} \nabla^2 A = -\mu \delta_c + \nabla \left(\mu \varepsilon \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right) + \nabla (\nabla \cdot A) + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} \\ \nabla^2 \varphi + \nabla \cdot \frac{\nabla A}{\nabla t} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \end{cases} \quad (3.4)$$

式 (3.4) 中 μ 表示传播介质磁导率, ε 表示传播介质介电常熟。式 (3.4) 表示了动态位与激励源 ρ 和电流密度 δ_c 之间的关系, 该动态位的达朗贝尔方程, 在时变场的无源区域 (ρ 和 δ_c 均为 0), 考虑体积 V 中所有电荷的作用, 其解为:

其解为:

$$\varphi(x, y, z, t) = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho \left(x', y', z', t - \frac{r}{v} \right)}{r} dV \quad (3.5)$$

$$A(x, y, z, t) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\delta_c \left(x', y', z', t - \frac{r}{v} \right)}{r} dV \quad (3.6)$$

式 (3.5) 和式 (3.6) 说明局部放电产生的电磁波是以速度 v 沿着 r 方向传播出去的, 它是时间与位置的函数, 是一种横电磁波 (TEM 波)。该电磁波的能量以速度 v 沿着 r 方向分布, 即沿电磁波的传播方向流动。超高频检测法就是采用超高频天线耦合局部放电产生的 TEM 波, 通过对超高频信号的分析, 达到预测变压器运行状态的目的。

3.3 油中缺陷模型及实验装置

3.3.1 油中缺陷模型

如图 3.2 所示, 本文构造了四种油中缺陷放电模型来模拟变压器内部的局部放电^[23,24], 分别为: (a) 油中气隙放电模型; (b) 油中沿面放电模型; (c) 油中悬浮电极放电模型; (d) 油中电晕放电模型。图中圆板电极的直径均为 80mm, 厚度为 10mm; 油中气隙放电模型中使用的环氧板直径为 60mm, 厚度为 1.5mm, 气隙为的直径为 10mm, 高度为 0.5mm, 到两个电极的距离均为 0.5mm; 油中沿面放电模型中使用的环氧板直径为 100mm, 厚度为 0.5mm。油中悬浮电极放电模型中使用的环氧板的直径为 100mm, 厚度为 0.5mm; 金属颗粒的直径约为 0.3mm, 距离高压电极的距离为 10mm。油中电晕放电模型中针电极针尖曲率半径小于 0.1mm, 针与板电极间放置厚度为 0.5mm 的环氧板, 环氧板置于接地电极上, 针尖到环氧板距离为 1mm。

3.3.2 实验线路及设备

图 3.3 所示为实验室模拟油箱中绝缘缺陷局部放电试验及测量系统示意图。其中: 升压变压器由自耦调压器和无晕试验变压器构成; 保护电阻 R 起限流保护作用; 耦合电容器是 2000pF 高压耦合电容, 耐受电压 50kV, 用于耦合试品产生的局部放

电脉冲电流；超高频天线为第二章设计的 Hilbert 分形天线；电流传感器为宽带型罗可夫斯基脉冲电流传感器，检测频带为 500kHz~16MHz，具有良好的线性度。

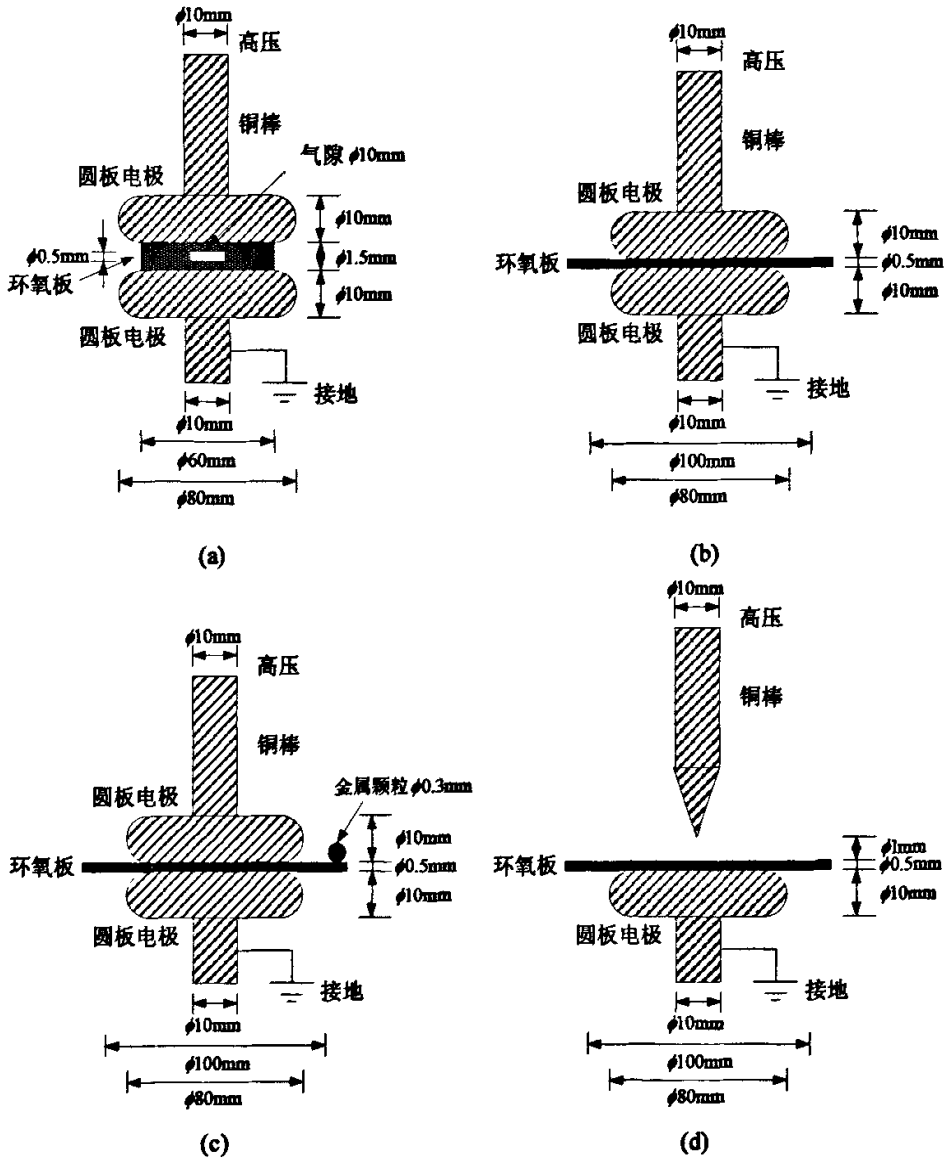


图 3.2 四种人工油中绝缘缺陷放电模型：

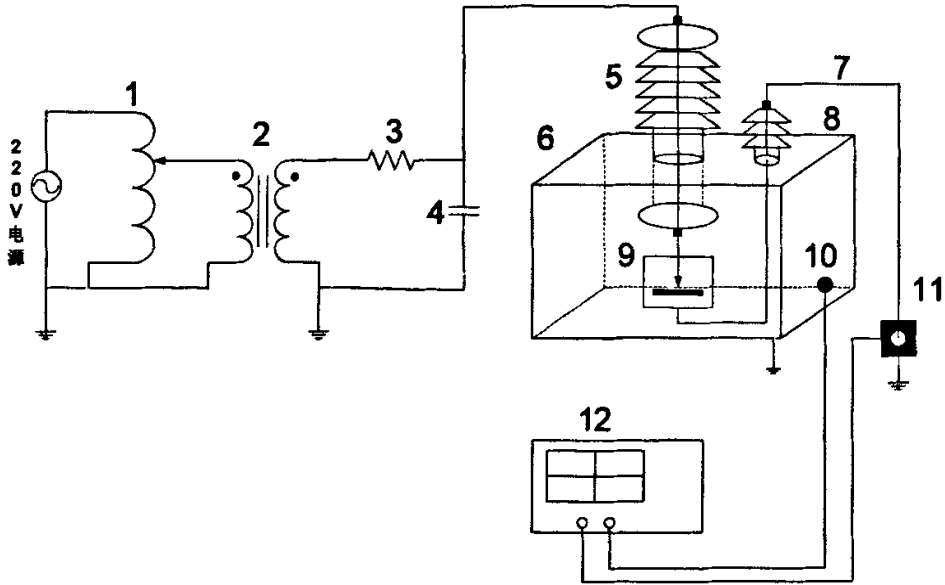
(a) 油中气隙放电模型；(b) 油中沿面放电模型

(b) 油中悬浮电极放电模型 (d) 油中电晕放电模型

Fig. 3.2 Four types of artificial insulation defects discharge models in oil:

(a) Gap-in-oil discharge model (b) Surfacing-in-oil discharge model

(b) Floating-in-oil discharge model (d) Corona-in-oil discharge model



1-调压器 2-升压变压器 3-保护电阻 4-耦合电容器
5-高压套管 6-油箱 7-接地线 8-小套管 9-绝缘缺陷
10-超高频天线 S 11-电流传感器 C 12-示波器 M

图 3.3 实验室局部放电试验示意图

Fig. 3.3 The setup of PD experiment in laboratory

3.4 获取模型放电超高频信号样本实验

按照图 3.3 所示的测量系统示意图连接实验线路。实验在屏蔽实验室中进行，为防止高压引线出现电晕放电，高压引线采用直径为 $\phi 10$ 的铝管。天线 S 经传输电缆将接收到的局部放电超高频信号接入示波器。电流传感器 C 经传输电缆将流过接地线的局部放电脉冲电流信号接入示波器。传输电缆长度相等。试验步骤如下：

1) 测量背景噪声、起始放电电压及击穿电压：放置好放电模型后，均匀缓慢升高试验电压，分别在未加压和较低试验电压时记录背景噪声；当示波器 M 开始出现放电脉冲，记录此时的试验电压，即为放电模型起始放电电压 u_0 ；继续缓慢加压，直至放电模型击穿，记录此时的试验电压，即为放电模型击穿电压 u_b ；

2) 局部放电信号测量：将试验电压升至 $1.2u_0$ ，保持 5 分钟，继续升压至 $1.5u_0$ ，保持 5 秒钟，然后降压至 $1.2u_0$ ，并维持该电压 30 分钟，在最后 10 分钟采集放电样本信号 50 组；继续加压至 $1.3u_0$ 和 $1.4u_0$ ，在各自的电压等级上分别维持 30 分钟，在最后 10 分钟采集放电样本信号各 50 组；

3) 放电量校正：试验完毕，按照图 3.4 所示校正回路标定单位幅值放电量，其中 U_0 为标定方波， C_0 为分度电容， C_k 为耦合电容， C_x 为放电模型等效电容。每组实验结束后，标定单位幅值放电量 Q_0 ，即输入 1200pC ，记录测量系统输出电压幅值。

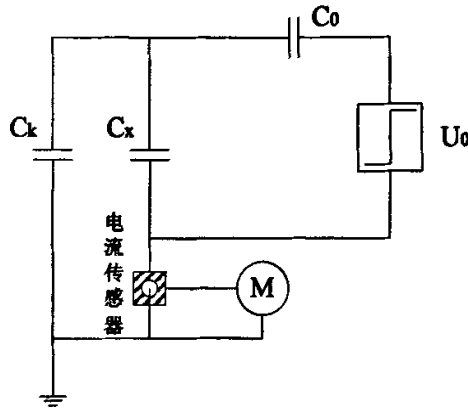


图 3.4 放电量标定电路
Fig. 3.4 Discharge quantity

表 3.1 列出了四种模型试验的实验条件和实验结果简要情况，表中分别列出了四种放电模型的起始放电电压 u_0 和击穿电压 u_b ，三个试验电压等级分别为 $1.2u_0$ ， $1.4u_0$ ， $1.6u_0$ 。对于每个放电模型，在三个电压等级下，分别采集 50 组放电样本。

表 3.1 四种放电模型试验的实验条件和实验结果
Tab. 3.1 Test conditions and results for four discharge models

放电模型	起始放电电压 (kV)	击穿电压 (kV)	试验电压 (kV)	采集样本数
油中气隙放电	6	11	7.2	50
			8.4	
			9.6	
油中沿面放电	7	12	8.4	
			9.8	
			11.2	
油中悬浮电极放电	9	13	10.8	
			12.6	
			14.6	
油中电晕放电	9	14	10.8	
			12.6	
			14.6	

3.5 局部放电超高频信号频谱分析

图 3.5 所示分别为 Hilbert 分形天线测量到的四种放电模型在三个不同试验电压下产生局部放电的超高频信号及信号频谱。由四组图片可以看出，每种放电模型在三个不同电压等级下测量到的超高频信号频谱能量均主要集中在三个频段，分别 $300\text{MHz}\sim 900\text{MHz}$ ， $1500\text{MHz}\sim 2100\text{MHz}$ ， $2300\text{MHz}\sim 2500\text{MHz}$ 。三个信号能量集中的频段基本上对应 Hilbert 分形天线的三个检测频带。为了更精确的描述测量到的四种放电模型在不同试验电压下产生超高频信号的频谱，本章以下将引入波形相似系数 NCC (Normalized Correlation Coefficient) 来描述各种频谱之间的差别。

波形相似参数 NCC (Normalized Correlation Coefficient) 来计算四类缺陷在不

同电压下的频谱相似程度，其定义为：

$$NCC = \frac{\sum_{n=1}^N s_1(n) \cdot s_2(n)}{\sqrt{\left(\sum_{n=1}^N s_1^2(n)\right) \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} s_2^2(n)\right)}} \quad (3.7)$$

式中， s_1 为频谱波形 1， s_2 为频谱波形 2。NCC 的取值范围为 -1 到 1 之间，-1 代表两频谱波形反向；0 代表两频谱波形正交；1 则代表两频谱完全相同。NCC 只描述两个波形的相似程度，与波形幅值、能量衰减的多少无关。

表 3.2、3.3 所示分别为四种放电模型在三个不同试验电压等级下产生超高频信号频谱之间的频谱相似度。为了叙述简便，将油中气隙放电用字母 G 表示，将油中沿面放电用字母 S 表示，将油中悬浮电极放电用字母 F 表示，将油中电晕放电用字母 C 表示，将试验中采用的电压等级分别用 Lv1, Lv2, Lv3 表示。表 3.2 所示为同一放电模型在三个试验电压下产生超高频信号频谱之间的相似度；表 3.3 所示为同一试验电压下不同放电模型产生超高频信号能量频谱之间的相似度。由表 3.2 可以看出，对于同一个放电模型，当试验电压改变时，超高频信号频谱之间的相似度变化不大，油中气隙放电与油中沿面放电产生的超高频信号频谱相似度相对较高，油中悬浮电极放电与油中电晕放电产生的超高频信号频谱相似度相对较低；由表 3.3 可以看出，当试验电压改变时，两类放电模型产生的超高频信号频谱之间的相似度变化不大，油中气隙放电与油中沿面放电、油中气隙放电与油中悬浮电极放电和油中沿面放电与油中悬浮电极放电产生的超高频信号频谱相似度相对较高，而油中气隙放电与油中悬浮电极放电、油中悬浮电极放电与油中电晕放电和油中悬浮电极放电与油中电晕放电产生的超高频信号频谱相似度相对较低。

以上分析表明，从超高频信号频谱中提取特征量对放电进行模式识别，不能够达到很好的识别效果。原因可能有以下三种：（1）局部放电测量采用同一超高频天线，天线检测频带固定，原始的超高频信号经天线滤波后，信号频谱分布趋于一致；（2）超高频检测法灵敏度较脉冲电流法低，测量得到的超高频信号信噪比较低，超高频信号中混有的白噪声为信号频谱分析带来干扰；（3）从波形相似系数的定义可以看出，NCC 没有考虑被比较波形的高度，因此并不能全面描述波形特征。综合以上分析，本文将在第四张研究应用小波变换去除混叠在超高频信号中白噪声的方法，以提高信噪比；在第五章，应用分形理论从小波系数提取超高频信号特征量，对局部放电类型进行模式识别。

表 3.2 同一放电模型在三个试验电压下产生超高频信号频谱之间的相似度
 Tab. 3.2 NCC among UHF frequency spectrums generated by the same discharge model under three test voltages

放电模型	Lv1 与 Lv2	Lv2 与 Lv3	Lv3 与 Lv1
G	0.8285	0.7991	0.8507
S	0.7569	0.6959	0.7122
F	0.5189	0.5482	0.5570
C	0.4891	0.4401	0.4660

表 3.3 同一试验电压下不同放电模型产生超高频信号能量频谱之间的相似度
 Tab. 3.3 NCC among UHF frequency spectrums generated by different discharge models under the same test voltage

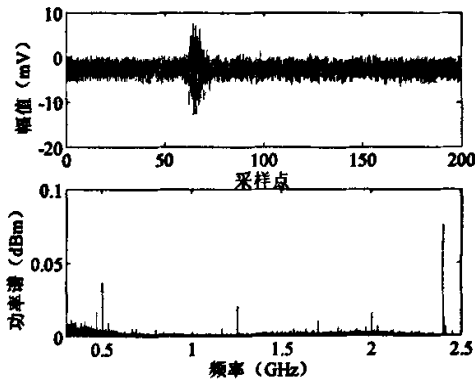
电压等级	G 与 S	G 与 F	G 与 C	S 与 F	S 与 C	F 与 C
Lv1	0.8290	0.7510	0.4784	0.7822	0.5317	0.3250
Lv2	0.7079	0.6288	0.5623	0.7511	0.5498	0.3804
Lv3	0.7810	0.7599	0.4356	0.7652	0.5732	0.3914

3.6 小结

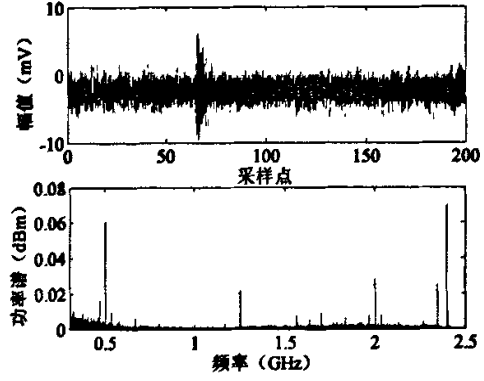
(1) 根据电力变压器内部绝缘产生局部放电的机理, 构建了局部放电脉冲电流的数学模型, 计算分析了影响脉冲电流频谱分布的因素; 根据麦克斯韦的电磁场基本方程计算分析了局部放电产生的超高频电磁波传播机理, 证明该电磁波为一种 TEM 波, 可采用超高频天线加以接收。

(2) 根据变压器局部放电测量中需要区分的主要放电类型, 设计了相应电极系统和四种油中缺陷放电模型来模拟变压器内部的局部放电。通过大量实验, 获得了四种放电模型分别在三个不同试验电压下的多组超高频信号样本。

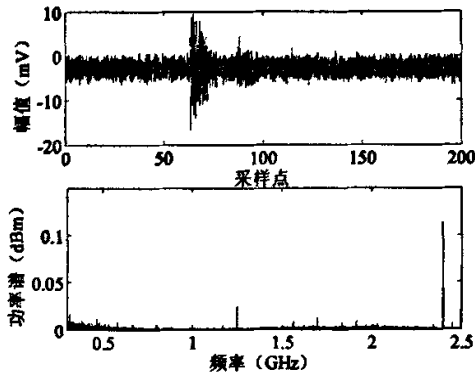
(3) 对四种放电模型产生的超高频信号进行了初步分析。采用波形相似系数分析超高频信号的频谱, 结果表明, 油中气隙放电与油中沿面放电产生的超高频信号频谱相似度较高, 仅从频域信号频谱特征区分放电类型不能达到很好的识别效果。



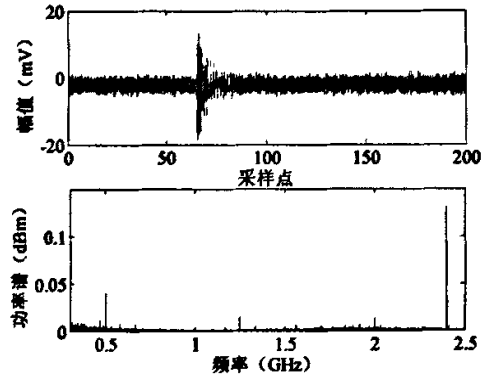
G1



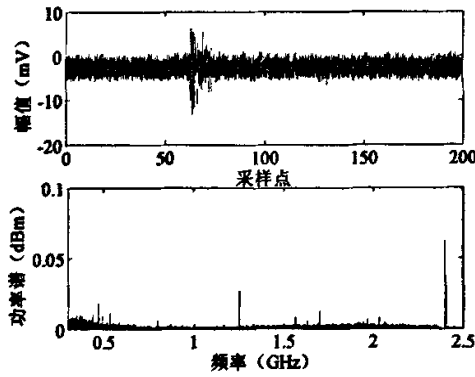
S1



G2

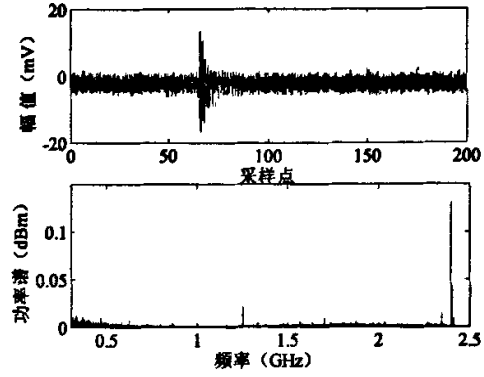


S2



G3

(a)



S3

(b)

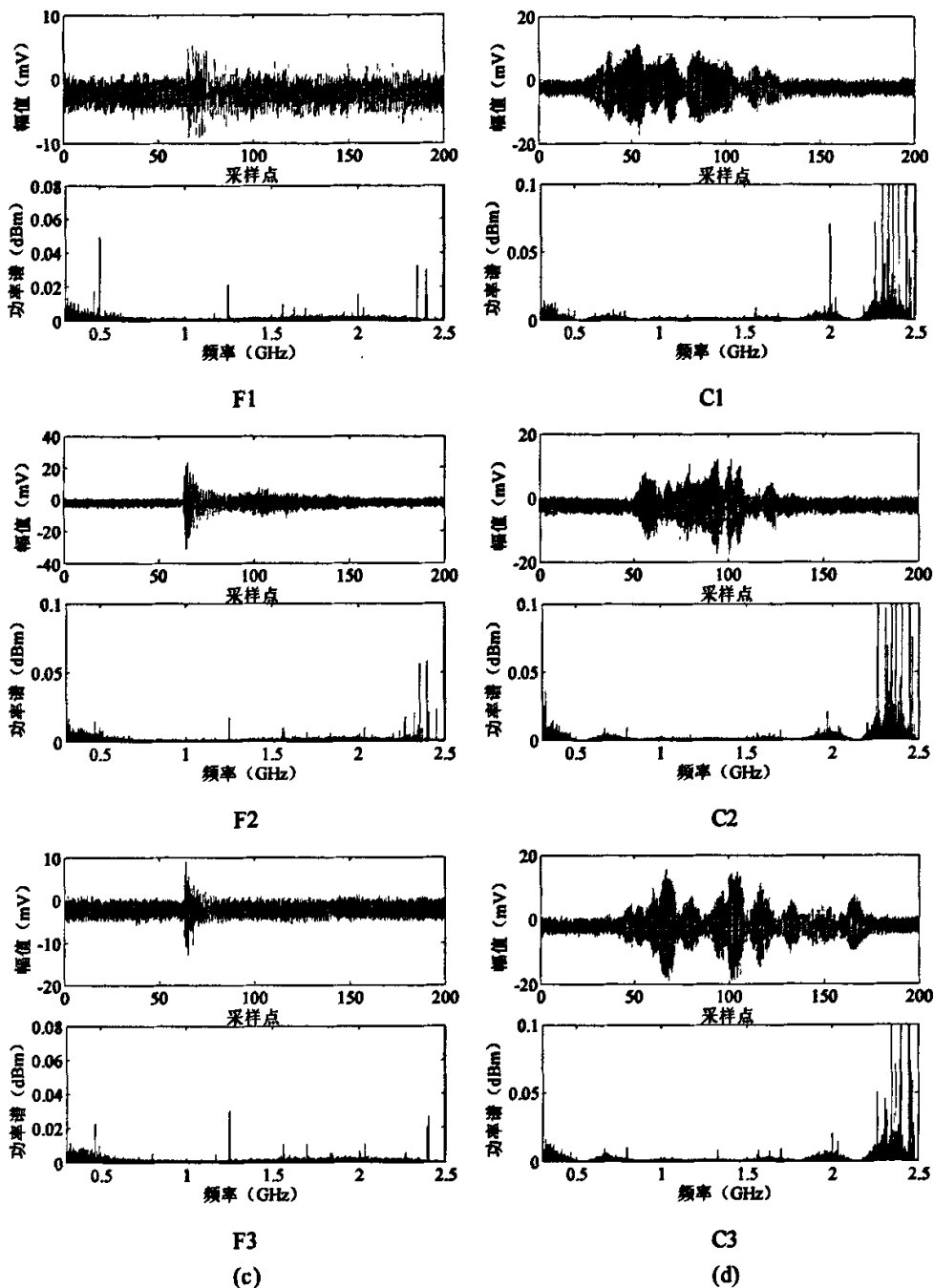


图 3.5 四种放电模型在三个不同试验电压下产生局部放电的超高频信号及信号频谱
Fig. 3.5 UHF signals and signal energies generated respectively by four types of discharge models under three test voltages

4 局部放电超高频信号的白噪声抑制改进小波去噪方法

4.1 引言

变压器局部放电在线监测能够及时发现变压器内部潜伏性绝缘故障,对保障变压器安全运行具有重要意义。但局部放电监测常常受到无线电干扰、脉冲干扰和白噪声等多种噪声的干扰,为精确测量局部放电信号带来很大困难。

近年来,为了避开低频噪声和空间电磁干扰,超高频检测法在变压器局部放电监测中得到广泛应用。尽管如此,来自高压线路的各种脉冲干扰以及系统随机白噪声仍然严重影响超高频检测的灵敏度。为了进一步深入研究局部放电源定位和局部放电电量标定,需要深入探讨超高频信号的去噪方法。

小波分析在数字信号滤波领域得到了广泛应用。通过小波变换能够有效去除脉冲干扰和白噪声,但小波去噪的效果很大程度上取决于母小波与原始信号在波形上的相似度,而超高频信号的波形随测量系统和测量环境变化很大,这为选取合适的母小波带来困难。本文提出一种改进小波去噪算法,在超高频信号原始波形未知的情况下,采用不同母小波对信号进行分解,通过计算对比经不同小波分解后的信号能量,逐层寻求最优母小波。应用该算法对人工油中沿面放电绝缘缺陷产生的超高频信号进行了去噪处理,与小波阈值去噪算法的去噪结果对比表明,该算法更能够有效抑制超高频信号中混叠的白噪声。

4.2 离散小波变换的基本原理

离散小波变换的经典算法是 Mallat 提出的塔式算法,它来源于多分辨率分析和多采样滤波器组理论。由于计算时需要进行抽取,所用的小波函数必须是正交或双正交的,因此它通常被称为正交小波变换。

设 $\{h(k), k \in Z\} \in l^2(Z)$ 和 $\{g(k), k \in Z\} \in l^2(Z)$ 分别是低通和高通滤波器的冲击响应序列,它们分别与多分辨率分析中的尺度函数和小波函数对应,则信号 $S(k)$ 的二进制小波变换为

$$\begin{aligned} a_j(k) &= \frac{1}{2} \sum_n h(n-2k)S_j(k) \\ d_j(k) &= \frac{1}{2} \sum_n g(n-2k)S_j(k) \end{aligned} \quad (4.1)$$

式中, a_j 和 d_j 分别为信号在尺度 j 上的平滑系数和小波系数, g 是对应于小波函数 $\psi(x)$ 的高通滤波器, h 是对应于尺度函数 $\varphi(x)$ 的低通滤波器。其算法结构如图 4.1 所示。

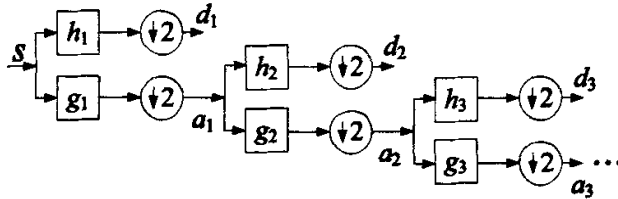


图 4.1 二进制小波变换的算法结构
Fig.4.1 The algorithm structure of DWT

4.3 逐层最优母小波阈值去噪算法

4.3.1 小波阈值法

小波阈值法去噪算法的理论依据是：(1) 对独立同分布的白噪声信号进行线性变换以后的结果仍然是独立同分布的白噪声信号，那么如果采用正交小波，时域中的白噪声干扰经过小波变换后在小波域仍然为独立同分布的白噪，而且在各个分解深度上小波系数没有相关性。(2) N 个具有独立同分布的标准高斯变量中的最大值小于 $\sqrt{2\ln(N)}$ 的概率随着 N 的增大而增大，最终趋于 1。因此，在假定噪声具有独立同分布特性的情况下，可以通过设置一个阈值来去除噪声。此方法的关键思想在于小波变换将大部分有用信号的信息压缩并将噪声的信息分散。

去噪的原理如下：设信号 $Y=\{y_i | i=1,2,\dots,n\}$ 的 n 个含噪样本

$$y_i = s_i + n_i \tag{4.2}$$

式中， n_i 是独立同分布的随机高斯白噪。对 y_i 做小波变换，得到：

$$W(y_i) = W(s_i + n_i) = W(s_i) + W(n_i) \tag{4.3}$$

当采用正交小波时，小波变换是一种线性运算，白噪 n_i 的变换结果仍然是白噪，用 w_{ni} 来表示：

$$W(y_i) = W(s_i) + W(n_i) = W(s_i) + w_{ni} \tag{4.4}$$

则有：

$$s_i = W^{-1}(W(y_i) - w_{ni}) \tag{4.5}$$

由于 w_{ni} 是一个未知量，通过阈值参数 λ 来估计，则有：

$$s_i = W^{-1}(W(y_i) - \lambda) \tag{4.6}$$

如图 4.1 所示，根据式 (4.7) 对信号 y_i 进行分解，得到一系列小波系数 $\{d_j\}$ 。根据某一阈值计算规则计算得到小波空间的阈值，对小波系数进行阈值处理，得到阈值处理后的小波系数 $\{d'_j\}$ 。最后根据式 (4.13) 对信号进行重构，得到重构后的信号 Y' 。

$$y'_j(i) = \sum_k h(2i-k)a_{j+1}(i) + \sum_k g(2i-k)d'_{j+1}(i) \tag{4.7}$$

综上所述，对于一个混有白噪声的信号 Y ，阈值去噪法可分为三基本步骤：

1) 信号分解: 图 4.1 所示为信号离散小波分解过程, a_j 为信号 Y 在第 j 层尺度空间系数, d_j 为信号 Y 在第 j 层小波空间上小波系数。

2) 阈值处理: 根据某一计算标准选取阈值, 将每一个尺度对应的小波系数 d_j 进行阈值处理, 得到阈值处理后的小波系数 \hat{d}_j ;

3) 信号重构: 依据阈值处理后的小波系数, 通过离散小波反变换重构信号, 得到去噪后的信号 \hat{Y} 。

从小波阈值去噪算法的三个步骤可以看出, 应用该算法实现较好的去噪效果, 需要解决以下四个关键问题: 1) 母小波的选取; 2) 阈值的选择; 3) 阈值处理方法的选择; 4) 分解层数的选取。本章将对以上四个问题分别讨论。

4.3.2 逐层选取最优母小波

小波变换本质上就是被分析信号和小波做内积运算。如果被分析信号波形与基小波波形的相似程度高则该信号在小波域中体现为模极大值, 而其他与基小波波形的相似程度低的信号在小波域体现为极小值。要使小波变换在局部放电小波去噪方面取得更好的效果, 就要尽量选择与采集到的局部放电信号波形接近的小波。对于一个既定的信号, 最佳小波的选取可以通过计算信号与小波波形之间的相似度来实现。但是, 一方面超高频检测法中应用的不同超高频天线性能差异很大, 导致对局部放电信号的响应波形存在差异; 另一方面不同变压器绝缘结构对超高频电磁波的传播特性的影响不尽相同, 也导致被检测信号的波形出现差异。因此目前并没有典型超高频信号的数学模型可以作为母小波选择的参考。本章提出结合离散小波变换 (DWT) 和离散快速傅立叶变换 (DFT), 在超高频信号原始波形未知的情况下, 逐层求取最优母小波。

设超高频天线的通频带下限频率为 f_L , 上限频率为 f_H ; 信号采样频率 $f_s \geq 2f_H$; 小波簇 $\Psi = \{\psi_i: i=2,3,\dots,N\}$, 如 Daubechies (db) 小波簇, ψ_i 为 i 阶 Ψ 小波, 如 db5 为 5 阶 db 小波。该算法思想如下:

1) 在第 j 层信号分解时, 小波簇 Ψ 中的每一阶小波 ψ_i 分别与待分解信号进行 DWT, 得到第 j 层的平滑系数 $a_{i,j}$ 和小波系数 $d_{i,j}$;

2) 对 $a_{i,j}$ 和 $d_{i,j}$ 分别做 DFT, 计算 $f_L \sim f_H$ 内的 $E_j = \text{sum}[\text{DFT}(a_{i,j}) + \text{DFT}(d_{i,j})]$, $\max\{E_{i,j}\}$ 对应的小波 ψ_i 被认为是第 j 层用于信号分解的最优母小波;

3) 最后形成最优母小波簇 $\Psi_{op} = \{\psi_{opi} | i=2,3,\dots,N\}$, 即为对应于每一层分解的最优母小波簇。

本文将分别以 Daubechies 小波簇和 Symlets 小波簇作为母小波的样本集, 逐层求取最优母小波。需要注意的是, DWT 为一个下采样过程, 对下采样后的信号分量作 DFT 会发生频谱泄漏。为了避免频谱泄漏对信号分析造成的误差, DFT 的对象应该是经 DWT 后未执行下采样的信号分量。

4.3.3 阈值的选取

对于一个已知信号，一般有四种方法可以求取阈值，分别是：（1）Donoho—Johnstone 阈值，又被称作通用阈值（Universal Threshold）；（2）Stein 无偏风险阈值（Stein Unbiased Risk Threshold, SURE）；（3）试探法的 Stein 无偏风险阈值（Heuristic Stein Unbiased Risk Threshold）；（4）Bridge—Massart 阈值，又被称作惩罚阈值。

（1）Donoho—Johnstone 阈值

根据式（4.8）、（4.9）可以计算得到 Donoho—Johnstone 阈值：

$$\lambda_j = \sigma_j \sqrt{2 \log(n_j)} \quad (4.8)$$

$$\sigma_j = \text{MAD}(|W_{j,k}| : 0 \leq k \leq 2^{j-1} - 1) / 0.6745 \quad (4.9)$$

式中， σ_j 为尺度 j 上的噪声方差， n_j 为尺度 j 上的小波系数的点数， $W_{j,k}$ 为尺度 j 上的小波系数。

（2）Stein 无偏风险阈值

SURE 阈值首先对选取阈值的风险进行估算，估算方法如下所示。设 $x_j(n)$ 为尺度 j 上按升幂排列的小波系数，记为：

$$x_j(n) = \text{sort}(|c_j(n)|) \quad (4.10)$$

式中， $c_j(n)$ 为尺度 j 上的小波系数， n 为 $c_j(n)$ 的点数， $n=1,2,\dots,N$ ， $\text{sort}(\cdot)$ 为升幂排列算子。因此，对于选取阈值的风险可以由下式计算：

$$\text{risk} = (N - 2n) + \frac{(\text{cumsum}(x_j) + (-n)x_j)}{N} \quad (n=1,2,\dots,N) \quad (4.11)$$

式中， n 为 x_j 的点数， cumsum 为累加算子， $(-n)$ 为 n 的相反数。当 $n=N_i$ 时， risk 最小，则尺度 j 上的 SURE 阈值为：

$$\lambda = \sqrt{x_j(N_i)} \quad (4.12)$$

（3）试探法的 Stein 无偏风险阈值

试探法的 Stein 无偏风险阈值是将 Donoho—Johnstone 阈值和 Stein 无偏风险阈值结合求取阈值的方法。该方法中定义了两个参数：

$$\varepsilon = \frac{\|x_j\|^2 - N}{N} \quad (4.13)$$

$$\text{crit} = \frac{(\log_2 N)^{1.5}}{N} \quad (4.14)$$

式中， x_j 和 N 的定义同上。尺度 j 上的试探法 Stein 无偏风险阈值可以根据下式计算：

$$\lambda = \begin{cases} \sigma_j \sqrt{2 \log(n_j)}, & \varepsilon < \text{crit} \\ \sqrt{x_j(N_i)} & , \varepsilon \geq \text{crit} \end{cases} \quad (4.15)$$

（4）Bridge—Massart 阈值

Bridge—Massart 阈值基于 Donoho—Johnstone 阈值提出。Bridge—Massart 阈值

同样基于噪声方差计算得到:

$$\lambda_j = \frac{\sigma_j(0.3936 + 0.1829 \log_2 N)}{0.6745} \quad (4.16)$$

式中参数的定义同上。

4.3.4 阈值处理

在小波去噪中,通常将小波系数划分成两类:一类是重要的、规则的小波系数;另一类被看作是非重要的或者受噪声干扰较大的小波系数。通常以小波系数的绝对值作为小波系数的分类标准。数据量多且绝对值小的小波系数通常被认为是由于干扰生成的系数,对于数量少但绝对值大的小波系数通常被认为包含了信号信息的系数。所以给定一个阈值 λ ,所有绝对值小于某个阈值 λ 的小波系数被划为“噪声”,全部置零,而超过阈值的小波系数的数值保持不变或者用阈值 λ 向绝对值减小的方向进行处理。这种方法意味着阈值化或者缩减小波变换将在小波域中移去小幅度的噪声或者非期望的信号,将处理以后的信号进行小波反变换即可得到处理以后的时域信号。目前阈值处理方法主要有软阈值法和硬阈值法,分别如(4.17)和(4.18)所示。

$$\hat{w} = \begin{cases} w - \lambda & w \geq \lambda \\ 0 & |w| < \lambda \\ w + \lambda & w \leq -\lambda \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\hat{w} = \begin{cases} w & |w| \geq \lambda \\ 0 & |w| < \lambda \end{cases} \quad (4.18)$$

式(4.17)、(4.18)中, λ 为根据第4.3.3节中的某种阈值计算方法得到的阈值, w 为小波系数, \hat{w} 为处理后的小波系数。

4.3.5 最优分解层数

理论上,分解层数越多,超高频信号中的低频分量就越会得到更好地抑制。但是,过多地分解层数需要更多的计算时间,因此,合理的选择分解层数可以避免计算时间的浪费。可以通过超高频天线的检测频带来求取有效分解层数 *efflev*,即信号的分解层数根据超高频天的检测频带下限频率 f_L 来确定。当信号分解进行到 j 层时,高通滤波器的上限截止频率已经低于检测频带下限频率 f_L ,在 $j+1$ 层上的阈值处理已经不会提高去噪效果,因此信号分解可以停止。则当前的分解层数 $n=j$ 被称作有效分解层数 *efflev*。因为滤波器的截止频率取决于采样频率 f_s ,所以有效分解层数的计算方法如下式所示:

$$efflev = round(\log_2(f_s/f_L)) - 1 \quad (4.19)$$

式中,算子 $round(\cdot)$ 表示取与自变量最接近的整数。

4.3.6 逐层最优母小波阈值去噪算法

本章提出逐层最优母小波阈值去噪算法步骤如下:

- 1) 生成 Daubechies 小波簇 $DB=\{db_i | i=2,3,\dots,N\}$ 和 Symlets 小波簇 $SYM=\{sym_i | i=2,3,\dots,N\}$;
- 2) 计算有效分解层数 $efflev$;
- 3) 采用第 1 步生成的两个小波簇分别对信号 S 进行第一层信号分解, 得到下分解后的系数 a_1 和 d_1 ;
- 4) 对 a_1 和 d_1 分别作 DFT, 计算在 $f_L \sim f_H$ 频带内的能量 $SumE_1=DFT(a_1)+DFT(d_1)$ 。记录 $\max\{SumE_1\}$ 对应的小波簇中的小波 $\psi_{opt,1}$ 和该小波对应的下采样后的离散逼近信号 a_1 和小波系数 d_1 ;
- 5) 以离散逼近信号 a_1 作为下一层 DWT 的信号, 重复步骤 2~3, 直到 $j=lev$;
- 6) 记录最优母小波簇 $\Psi_{opt}=\{\psi_{opt} | i=2, 3, \dots, N\}$, 对应的小波系数 $D_j=\{d_{i,j}\}$ 以及最后一层分解得到的离散逼近信号 $a_{i,lev}$ 。
- 7) 对小波系数 d_j 作阈值处理, 得到阈值处理后的小波系数 \hat{d}_j 。
- 8) 根据阈值处理后的小波系数和对应于每层的最优母小波重构信号。

4.4 实测局部放电超高频信号去噪分析

本章中, Daubechies 小波簇由 2~20 阶 db 小波构成, Symlets 小波簇由 2~20 阶 sym 小波构成。经式 (4.19) 计算, 有效分解层数 $efflev=4$ 。表 4.1、4.2、4.3、4.4 所示分别为四种放电模型在三个不同试验电压下产生的超高频信号, 每层分解天线检测频带 $f_L \sim f_H$ 内信号能量最大时, 分别对应的最优的 db 小波和 sym 小波。从四个列表中, 通过对比 db 母小波和 sym 母小波分解信号的能量, 可以得到对于每一个试验电压, 小波分解超高频信号的每一层对应的最优母小波。表 4.5 中对四种放电在每个试验电压下, 用于超高频信号分解的最优母小波簇进行了总结。

表 4.1 油中气隙放电超高频信号分解各尺度上最优母小波对应的信号能量
Tab. 4.1 The energies of UHF signals generated by gap-in-oil discharge model corresponding to optimal wavelet in each scale

试验电压(kV)	j	db	$E_{db}(J)$	sym	$E_{sym}(J)$
G1	1	db19	0.0075674	sym14	0.0075754
	2	db16	0.014315	sym18	0.014321
	3	db19	0.018013	sym7	0.017989
	4	db19	0.024244	sym19	0.024214
G2	1	db6	0.0075675	sym6	0.007562
	2	db12	0.019921	sym12	0.019926
	3	db12	0.027377	sym12	0.027441
G3	4	db19	0.03938	sym18	0.039486
	1	db11	0.0076522	sym19	0.007648
	2	db14	0.014454	sym20	0.014487
	3	db10	0.018429	sym17	0.018464
	4	db19	0.018321	sym4	0.018201

表 4.2 油中沿面放电超高频信号分解各尺度上最优母小波对应的信号能量

Tab. 4.2 The energies of UHF signals generated by surface-in-oil discharge model corresponding to optimal wavelet in each scale

试验电压(kV)	j	db	$E_{db}(J)$	sym	$E_{sym}(J)$
S1	1	db19	0.0073702	sym18	0.0073696
	2	db6	0.014736	sym18	0.01474
	3	db12	0.014487	sym18	0.014491
	4	db19	0.011046	sym15	0.010993
S2	1	db19	0.0082361	sym19	0.0082362
	2	db8	0.022263	sym20	0.022248
	3	db11	0.028496	sym17	0.028475
	4	db20	0.028558	sym4	0.028468
S3	1	db19	0.0082135	sym18	0.0082132
	2	db3	0.015436	sym19	0.015484
	3	db11	0.045397	sym19	0.045376
	4	db19	0.055534	sym7	0.058425

表 4.3 油中悬浮电极放电超高频信号分解各尺度上最优母小波对应的信号能量

Tab. 4.3 The energies of UHF signals generated by floating-electrode-in-oil discharge model corresponding to optimal wavelet in each scale

试验电压(kV)	j	db	$E_{db}(J)$	sym	$E_{sym}(J)$
F1	1	db19	0.0077167	sym19	0.0077159
	2	db20	0.014207	sym20	0.014207
	3	db5	0.016023	sym5	0.016004
	4	db20	0.017618	sym20	0.017575
F2	1	db9	0.013745	sym18	0.013747
	2	db20	0.060092	sym16	0.060084
	3	db20	0.084622	sym7	0.084579
	4	db16	0.10004	sym20	0.099956
F3	1	db19	0.0090424	sym19	0.009044
	2	db16	0.015283	sym15	0.015312
	3	db19	0.017425	sym20	0.017409
	4	db20	0.01427	sym14	0.014281

表 4.4 油中电晕放电超高频信号分解各尺度上最优母小波对应的信号能量

Tab. 4.4 The energies of UHF signals generated by corona-in-oil discharge model corresponding to optimal wavelet in each scale

试验电压(kV)	j	db	$E_{db}(J)$	sym	$E_{sym}(J)$
C1	1	db9	0.0064499	sym12	0.0064511
	2	db15	0.005806	sym20	0.0058037
	3	db10	0.059745	sym19	0.059732
	4	db10	0.20514	sym16	0.20519
C2	1	db18	0.0077053	sym13	0.0077078
	2	db8	0.0070124	sym13	0.0070169
	3	db11	0.055332	sym10	0.055302
	4	db10	0.12877	sym20	0.12876
C3	1	db20	0.0061695	sym12	0.0061681
	2	db16	0.0052278	sym20	0.0052237
	3	db19	0.096922	sym19	0.096941
	4	db16	0.26958	sym16	0.26959

表 4.5 四种放电的最优母小波簇
Tab. 4.5 The optimal wavelet families of four types of discharge

类型	j	w_{op}	类型	j	w_{op}	类型	j	w_{op}	类型	j	w_{op}
G1	1	sym14	S1	1	db19	F1	1	db19	C1	1	sym12
	2	sym18		2	sym18		2	db20		2	db15
	3	db19		3	sym18		3	db5		3	db10
	4	db19		4	db19		4	db20		4	sym16
G2	1	db6	S2	1	sym19	F2	1	sym18	C2	1	sym13
	2	sym12		2	db8		2	db20		2	sym13
	3	sym12		3	db11		3	db20		3	db11
	4	sym18		4	db20		4	db16		4	db10
G3	1	db11	S3	1	db19	F3	1	sym19	C3	1	db20
	2	sym20		2	sym19		2	sym15		2	db16
	3	sym17		3	db11		3	db19		3	sym19
	4	db19		4	db19		4	sym14		4	sym16

为了证明采用逐层最优母小波对信号分解有利于减少信号能量损失，表 4.6 中所示为对比逐层最优母小波，采用单一母小波对信号进行分解产生的能量损失。对于每种放电，在每个试验电压下，最优母小波簇中出现次数最多的小波作为单一小波对信号进行分解；如果不存在重复出现的母小波，则选择对应信号能量最大的母小波作为单一母小波对信号进行分解。每一层分解的能量损失为最优母小波分解得到的信号能量与单一母小波分解得到的信号能量之差。单一小波分解产生的能量损失为各层分解产生的信号能量损失之和。由表 4.6 可以看出，采用逐层最优母小波对信号分解有利于减少信号能量损失，这样有利于减小信号失真。

表 4.6 对比逐层最优母小波采用单一母小波分解信号造成的能量损失

Tab. 4.6 The energy losses generated by decomposing signals with single wavelet compared to optimal wavelet in each scale

放电类型	单一母小波	能量损失 (J)
G1	db19	0.0000240
G2	sym12	0.0000125
G3	sym20	0.0002622
S1	sym18	0.0000580
S2	db20	0.0000230
S3	db19	0.0000840
F1	db20	0.0000817
F2	db20	0.0000560
F3	sym15	0.0000660
C1	sym16	0.0033421
C2	sym13	0.0048280
C3	sym16	0.0018193

以下，将结合第 4.3.3 节、第 4.3.4 节中介绍阈值选择和阈值处理方法，采用第 4.3.6 节中的改进小波去噪算法对四种放电模型产生的局部放电超高频信号进行去噪处理。文献[51]对四种阈值选择的方法做了分析，Donoho—Johnstone 阈值与试探法的 Stein 无偏风险阈值，无论是采用硬阈值法去噪还是采用软阈值法去噪，相比

于另外两种阈值都能够更有效的去除噪声,但对信号能量的衰减较大,并且会改变信号的相位,为信号的后期处理带来不便;Stein 无偏风险阈值与 Bridge—Massart 阈值相对于另外两种阈值更加保守,采用软阈值法去噪效果较为理想,但是有利于保留信号细节。根据以上阈值的特点,本章将比较 Donoho—Johnstone 阈值和 Bridge—Massart 阈值,采用软阈值法对信号进行去噪处理。根据式 (4.8) 和式 (4.16) 计算得到两种阈值,式 (4.8) 和式 (4.16) 中的噪声方差 σ_j 可以根据第一层分解的小波系数求得。样本方差由下式计算得到:

$$\begin{cases} \bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \\ S^2 = \frac{1}{n-1} \left(\sum_{i=1}^n X_i^2 - n\bar{X}^2 \right) \end{cases} \quad (4.20)$$

式中, \bar{X} 为样本均值, S^2 为样本方差。表 4.7 所示为计算得到的对四种放电模型产生局部放电超高频信号进行去噪处理的 Donoho—Johnstone 阈值和 Bridge—Massart 阈值。由表 4.7 可以看出,根据式(4.9)和(4.16)计算得到的阈值,Donoho—Johnstone 阈值略小于 Bridge—Massart 阈值。

表 4.7 Donoho—Johnstone 阈值和 Bridge—Massart 阈值计算结果

Tab. 4.7 The calculation results of Donoho—Johnstone threshold and Bridge—Massart threshold

放电类型	DJ 阈值 ($\times 10^{-6}$)	BM 阈值 ($\times 10^{-6}$)
G1	1.8605	1.9263
G2	1.9706	2.0403
G3	1.9208	1.9887
S1	1.7070	1.7674
S2	1.8654	1.9313
S3	1.86720	1.9264
F1	1.8741	1.9404
F2	2.8663	2.9677
F3	2.0038	2.0747
C1	23.622	24.458
C2	18.611	19.269
C3	27.187	28.148

为了评价两种去噪方法的效果,引入两个评价去噪效果的特征参数:

1) 信号均方误差(MSE)

$$MSE = \sum_{k=1}^N [S_1(k) - S_2(k)]^2 \quad (4.21)$$

式中, S_1 为去噪后的信号, S_2 为原始信号, N 为信号的长度。

2) 信号幅值误差(ME)

$$ME = \frac{A_1 - A_2}{A_1} \times 100\% \quad (4.22)$$

式中, A_1 为原始信号, A_2 为去噪后的信号。

表 4.8 所示为对两种去噪方法的评价结果。采用 Donoho—Johnstone 阈值去噪的 MSE 误差和 ME 误差均小于采用 Bridge—Massart 阈值去噪的产生的 MSE 误差和 ME 误差。因此, 采用 Donoho—Johnstone 阈值对超高频信号进行去噪处理的效果优于采用 Bridge—Massart 阈值对超高频信号进行去噪处理的效果。

表 4.8 两种去噪方法的评价结果
Tab. 4.8 The evaluation results of two denoising approaches

放电类型	DJ 阈值		BM 阈值	
	$MSE (\times 10^{-7})$	$ME (\%)$	$MSE (\times 10^{-7})$	$ME (\%)$
G1	1.6206	0.034184	1.7371	0.035392
G2	1.8178	0.018643	1.9485	0.019303
G3	1.7263	-0.0087018	1.8505	-0.0090094
S1	1.3636	0.013426	1.4616	0.013901
S2	1.6285	0.0073304	1.7456	0.0075896
S3	1.6879	0.0246305	1.7851	0.0248465
F1	1.6444	-0.0092067	1.7627	-0.0096623
F2	3.8419	0.0054654	4.1181	0.0056587
F3	1.8792	0.0048402	2.0144	0.0050113
C1	258.37	0.13898	276.84	0.1439
C2	160.77	0.10202	172.28	0.10563
C3	341.7	0.33063	366.1	0.34233

图 4.2 所示分别为采用 Donoho—Johnstone 阈值对四种放电模型产生的超高频信号的去噪结果。图片中, (a) 为图原始信号波形, (b) 为采用 Donoho—Johnstone 阈值去噪的结果。

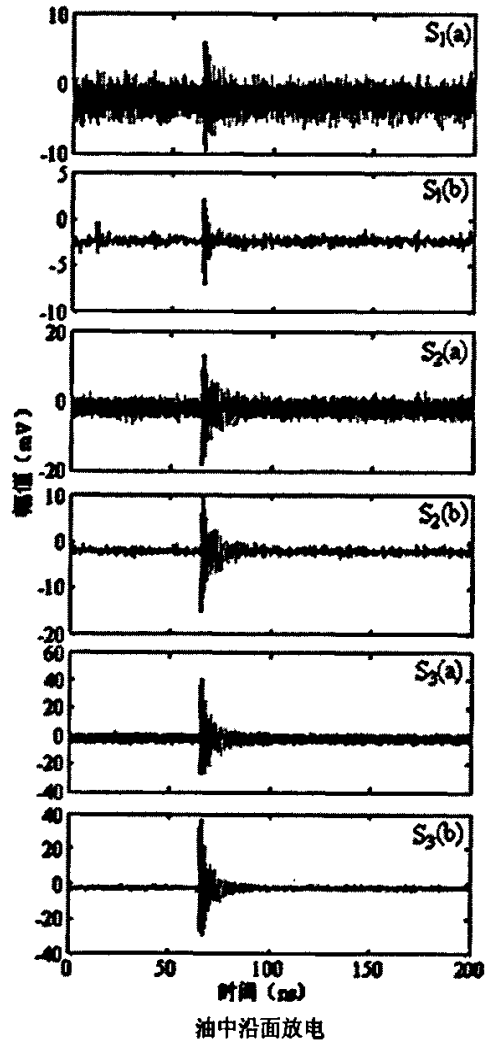
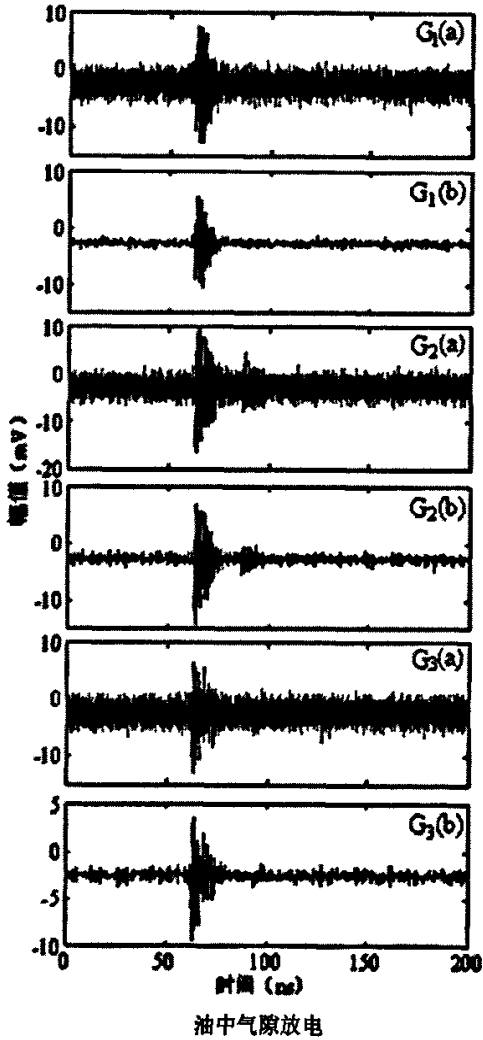
4.5 小结

(1) 根据超高频信号的特点, 提出了逐层最优母小波阈值去噪算法, 该算法采用不同母小波对信号分解, 计算经不同母小波分解后的信号能量, 以对应信号能量最大的母小波作为对应该尺度的最优母小波, 进而求取对应于所有尺度的最优母小波簇。

(2) 以 Daubechies 小波簇和 Symlets 小波簇作为母小波样本集, 计算得到针对不同试验电压下, 四种放电模型产生的超高频信号进行小波变换的最优母小波簇。分别采用 Donoho—Johnstone 阈值和 Bridge—Massart 阈值对超高频信号进行了去噪处理。通过对比采用逐层最优母小波和单一母小波的去噪结果表明, 采用逐层最优母小波分解信号有利于减少分解过程中产生的能量损失。

(3) 分别采用 Donoho—Johnstone 阈值和 Bridge—Massart 阈值对不同试验电压下, 四种放电模型产生的超高频信号进行了去噪处理。通过信号均方误差和信号幅值误差两个特征参数对去噪结果进行了评估, 结果表明, 采用 Donoho—Johnstone

阈值结合软阈值处理方法的去噪结果更佳。



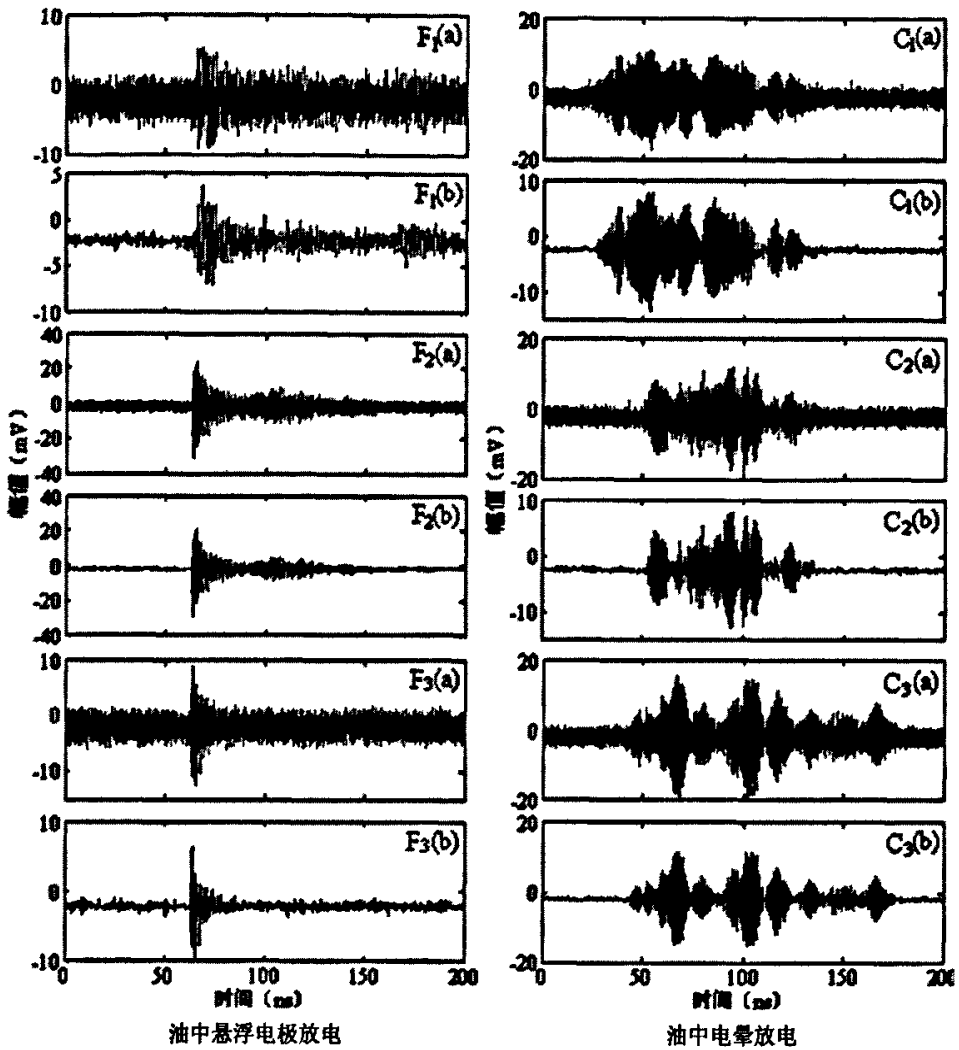


图 4.2 四种放电模型产生超高频信号去噪结果

Fig. 4.2 The de-noising results of UHF signals generated by four types of discharge models

5 基于小波变换与分形理论的超高频信号神经网络模式识别方法

5.1 引言

目前应用较为广泛的 PD 模式识别主要是基于 q 、 φ 、 n 的二维、三维分布图的统计方法,这种方法主要基于脉冲电流法的特征模式,需要采集多个工频周期的数据。而对于超高频检测法,信号频率在 300MHz 以上,要求数 GHz 的采样频率,数据量大大幅度增加,应用传统的模式识别方法会造成监测系统成本的巨大浪费。近年来,随着小波变换在数字信号处理领域的广泛应用,以小波系数作为特征量来研究变压器局部放电超高频信号的模式识别方法得到了高度重视。

本章在第四章的基础上,将离散小波变换(DWT)和分形理论结合,提取变用于变压器局部放电超高频信号模式识别的提取特征量。该方法首先采用第四章提出的逐层最优母小波去噪算法对超高频信号进行分解,得到每一个分解尺度上对应的平滑系数和小波系数,通过分形理论分别求取每一层分解得到的小波系数和最后一层分解得到的平滑系数的分维数,以求得的分维数作为特征量用于变压器局部放电超高频信号的模式识别。采用径向基函数(Radial Basis Function 简称 RBF)神经网络和改进 RBF 神经网络-概率神经网络分别设计模式识别的分类器,基于提取的特征量,对比不同局部放电类型的分类结果。

5.2 基于小波变换与分形理论的超高频信号特征量提取方法

根据所提出的逐层最优母小波去噪算法对不同试验电压下,四种放电模型产生的超高频信号进行了分解,分别得到最后一层的平滑系数 $G=g_4$ 和各层分解对应的小波系数 $H=\{h_1, h_2, h_3, h_4\}$ 。根据分形理论,计算得到的平滑系数和小波系数的分维数,将得到的分维数作为特征量对变压器局部放电超高频信号的模式识别。求取分维数的方法很多,本文采用应用一种改进的的差盒计数法(Difference Box-counting, 简称 DBC)求取各尺度小波系数的分维数^[84]。

5.2.1 差盒计数法计算曲线分维数

“分形”一词是由曼德尔布罗特于上世纪 70 年代首先提出。曼德尔布罗特认为自然界中许多形状并不是由平滑的线或面构成,而是由具有无限长度的曲线或无限大面积的曲面构成。曼德尔布罗特将这一革命性的理念引入了数学领域,形成了分形几何学。从此以后,分形几何学被应用在物理、化学、生物等众多科研领域,用来描述某些几何形状的性质。能够用分形几何描述的几何形状在其拓扑结构上具有

自相似特性, 这种自相似特性可以用分维数加以描述。分维数成为具有分形结构的几何形状的重要参数。在第二章中已经对 Hilbert 分形曲线的分维数计算方法进行了讨论, 此处将进一步讨论适用于所有分形结构的分维数计算方法。

基于曼德尔布罗特估计分维数的基本思想, 可以按照下式求取分维数:

$$D = -\frac{\ln(N_r)}{\ln(r)} \quad (5.1)$$

对于一维曲线和二维图谱, 式中 N_r 所代表的意义略有不同。对于一维曲线, N_r 表示边长为 $r \times h$ 的覆盖图象区域的最少矩形的个数; 而对于二维图谱, N_r 表示边长为 $r \times r \times h$ 的覆盖图象区域的最少长方体个数。式中, r 被定义为分形尺度, h 被定义为盒子高度。

计算分维数 D 实质就是根据选择的尺度 r 计算覆盖图象区域的矩形或长方体的个数 N_r 。分维数的计算方法很多, 文献[85]提出一种近似算法-差盒计数法, 通过与其它算法的比较, 认为是盒计维数方法中较优的方法^[85]。根据本章计算信号分维数的需要, 只介绍应用 DBC 法计算一维曲线分维数的算法。

DBC 计算一维曲线分维数的算法如下:

- 1) 将一维曲线定义为 $y=f(x)$, 对于离散时域信号, 集合 x 为采样点数, 集合 y 为信号幅值;
- 2) 用分形尺度 r 将集合 x 划分为 m 个子集, $x = \bigcup_{i=1}^m x_r(i)$;
- 3) 盒子高度 h 与分形尺度 r 相关, $h=r/G$, 其中 G 为常数, $G \geq 0$ 且 G 为整数;
- 4) 第 i 个尺度上的盒子数 $n_r(i)$ 可以由该尺度上曲线的最大值和最小值以及盒子高度 h 确定, $n_r(i) = [\max(y_i) - \min(y_i)]/h$;
- 5) 覆盖曲线的总盒子数 $N_r = \sum_{i=1}^m n_r(i)$;
- 6) 通过改变分形尺度 r , 形成分形尺度集合 $R = \{r_j \mid j=1,2,3,\dots\}$; 对分形尺度集合 R 中的每个元素分别执行以上步骤 2)~5), 形成盒子数几何 $N_{box} = \{N_{r_j} \mid j=1,2,3,\dots\}$;
- 7) 采用最小二乘法, 根据式 (5.1) 计算得到曲线的统计分维数。

在该算法中, 分形尺度 r 的选择难点。对于离散时域信号, 当分形尺度 r 改变时, 不能保证边长为 $r \times h$ 的矩形将曲线全部覆盖, 导致计算误差增大。为了克服这一缺点, 本章在计算过程中, 当分形尺度改变时, 首先计算没有被矩形覆盖的剩余点数, 通过补零, 使集合 x 能够被分形尺度 r 完整划分, 而不会增加计算结果的误差。常数 G 的取值越大, 对一维曲线的划分就越精细, 计算精确度就会越高, 本章中取 $G=256$ 。

5.2.2 基于分维数的小波系数特征量提取

第四章中，采用所提出逐层最优母小波去噪算法对不同试验电压下，四种放电模型产生的超高频信号进行了去噪处理。对每组信号进行了四层分解，得到了一个平滑系数 g_4 （为了叙述简便以下以 g 代替 g_4 ）和四个小波系数 h_1, h_2, h_3, h_4 。在不同的试验电压下，对不同的放电模型产生的超高频信号进行小波变换，得到的这五个系数存在差异。因此可以将系数间存在的差异作为特征量来区分不同的放电模型和试验电压，对变压器内部绝缘局部放电超高频信号进行模式识别。

然而直接采用平滑系数和小波系数作为特征量使得模式分类器的输入量维数过大，造成特征信息冗余，势必严重影响系统的识别效率，不利于实现工程应用中及时性和实时性的要求。因此，本章将通过提取以上五个系数的分维数，以提取的分维数作为超高频信号的特征量对局部放电进行识别，达到对特征量的压缩。图 5 所示为分形系数矩阵映射表，每种放电模式都可以对应一个分形系数 $[D_g, D_{h4}, D_{h3}, D_{h2}, D_{h1}]$ 。

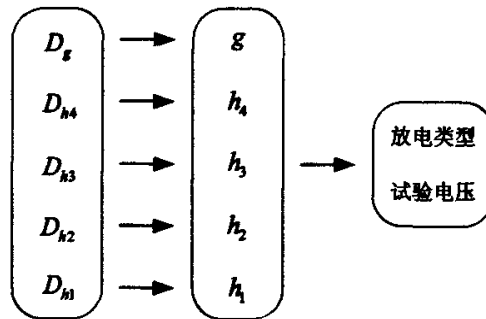


图 5.1 分形系数矩阵映射表
Fig. 5.1 The map of fractal coefficients matrix

表 5.1 所示分别为不同试验电压下，提取的四种放电的分形特征量。为了更明确的给出四种放电在不同试验电压下分形特征量的特点。本章将以计算得到的分维数作为特征量，采用 RBF 人工神经网络作为模式分类器，对变压器内部绝缘局部放电进行模式识别。

表 5.1 四种放电在不同试验电压下的分形特征量
Tab. 5.1 The fractal characteristics of four discharges under different testing voltages

放电类型	D_g	D_{h4}	D_{h3}	D_{h2}	D_{h1}
G1	1.7563	1.7458	1.7641	1.7519	1.7531
G2	1.7532	1.7631	1.7543	1.7537	1.7535
G3	1.7497	1.7477	1.7659	1.7495	1.7590
S1	1.7501	1.7467	1.7644	1.7519	1.7574
S2	1.7336	1.7399	1.7508	1.7535	1.7480
S3	1.7452	1.7951	1.7686	1.7555	1.7481
F1	1.7189	1.7593	1.7584	1.7554	1.7606
F2	1.7580	1.7208	1.7652	1.7440	1.7403

F3	1.7518	1.7450	1.7631	1.7497	1.7617
C1	1.8119	1.6979	1.7624	1.7529	1.5718
C2	1.7701	1.7059	1.7466	1.7526	1.6120
C3	1.7865	1.7071	1.7588	1.7477	1.5608

5.3 径向基函数 (RBF) 神经网络

径向基函数 (RBF) 网络是以函数逼近理论为基础构造的一类前向网络, 这类网络的学习等价于再多维空间中寻找训练数据的最佳拟合平面。径向基函数网络的每个隐层神经元传递函数都构成了拟合平面的一个基函数, 网络也由此而得名。径向基函数网络是一种局部逼近网络, 即对于输入空间的某一个局部区域只存在少数得神经元用于决定网络得输出。这个特点不同于 BP 网络。BP 网络是典型得全局逼近网络, 即对每一个输入/输出数据对, 网络得所有参数均要调整。由于二者的构造本质不同, 径向基函数网络与 BP 网络相比规模通常较大, 但学习速度较快, 并且网络的函数逼近能力、模式识别与分类能力都优于后者。

5.3.1 RBF 神经元模型

一个具有 R 维输入的径向基函数神经元模型如图 5.2 所示。图中的 $\|\text{dist}\|$ 模块表示求取输入矢量合权值矢量的距离。此模型中采用高斯函数 radbas 作为径向基神经元的传递函数, 其输入 n 维输入矢量 p 和权值矢量 w 的距离乘以阈值 b 。

高斯函数 radbas 是典型的径向基函数, 其表达式为

$$f(x) = e^{-x^2} \tag{5.2}$$

其函数曲线如图 5.3 所示。

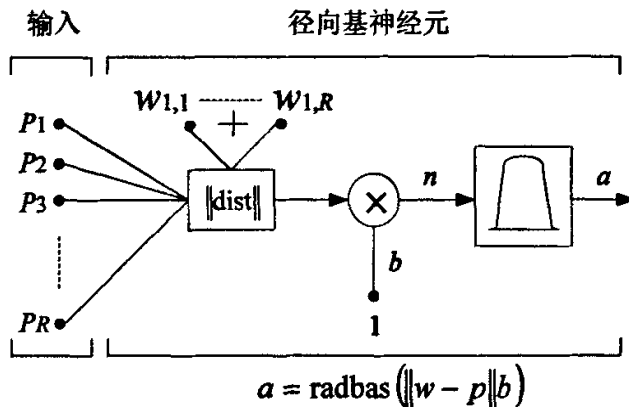


图 5.2 具有 R 维输入的 RBF 神经元

Fig. 5.2 The RBF neutrons with the inputs of R dimensions

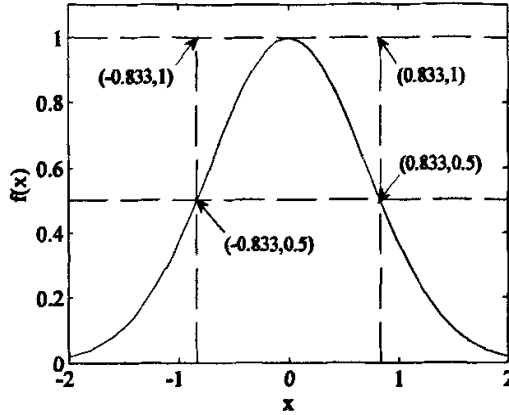


图 5.3 高斯 RBF 曲线
Fig. 5.3 The RBF curve of Gauss

中心与宽度是径向基函数神经元的两个重要参数。神经元的权值矢量 w 确定了径向基函数的中心，当输入矢量 p 与 w 重合时，径向基函数神经元的输出达到最大值，当输入矢量 p 距离 w 越远时，神经元的输出就越小。神经元的阈值 b 确定了径向基函数的宽度，当 b 越大，则输入矢量 p 在远离 w 时函数的衰减幅度就越大。

5.3.2 RBF 网络的结构

一个典型的径向基函数网络包含两层，即隐层和输出层。图 5.4 是一个径向基函数网络的结构图。图中所示网络的输入维数为 R 、隐层神经元个数为 S^1 、输出个数为 S^2 ，隐层神经元采用高斯函数作为传递函数，输出层的传递函数为线性函数。图中 a_i^1 表示隐层输出矢量 a^1 的第 i 个元素， w_i^1 表示第 i 个隐层神经元的权值矢量，即隐层神经元权值矩阵 W^1 的第 i 行。图中， R 为输入矢量的维数， S^1 为第一层神经元的个数， S^2 为第二层神经元的个数。

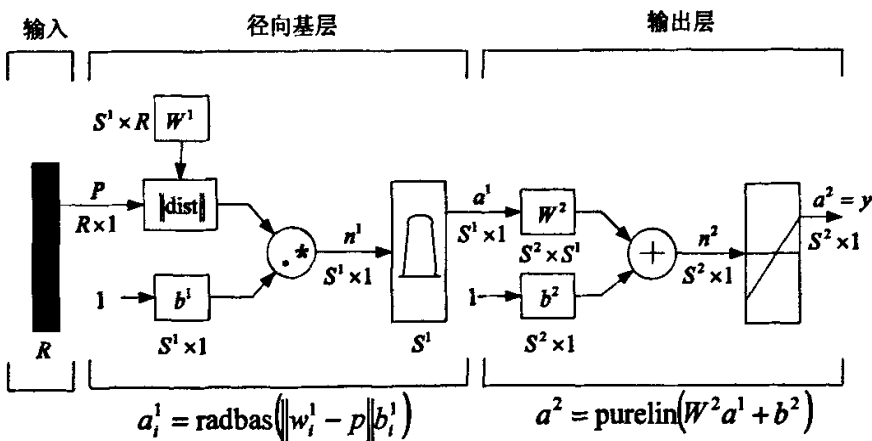


图 5.4 RBF 网络结构图
Fig. 5.4 The structure of RBF network

5.3.3 RBF 网络的学习

网络中要学习的参数有三个，即各 RBF 的中心和方差及输出单元的权值。对前两个参数的选择有三种方式。

(1) 根据经验选择中心， M 个中心应具有“代表性”。样本点密集的地方中心点也适当多些，如果数据本身是均匀分布的，则中心也均匀分布，设各中心间距离为 d ，可选方差 $\sigma = d/\sqrt{2M}$ 。

(2) 用聚类方法把样本聚成 M 类，类中心就作为 RBF 的中心，最常用的是 K -均值聚类，也可以采用自组织方法完成聚类。

(3) 采用 Parzen 窗法聚类，该方法认为从 N 个样本中选出 r 作为中心的标准应使 $p_r(x)$ 与 $p_N(x)$ 两个分布间的 Kullback 距离

$$K = \int \ln \left[\frac{p_r(x)}{p_N(x)} \right] p_r(x) dx = E \left[\ln \frac{p_r(x)}{p_N(x)} \right] \quad (5.3)$$

最小，其中 $p_r(x)$ 、 $p_N(x)$ 分别为由 r 个点或 N 个点所估计的分布密度函数。

RBF 函数的中心和方差选定后，输出单元的权值可由最小二乘法直接计算得到。最小二乘法 (OLS) 利用了线性回归模型。

$$d(n) = \sum_{i=1}^M x_i(n) a_i + e(n), \quad n=1,2,\dots,N \quad (5.4)$$

式中， a_i 为模型参数， $x_i(n)$ 作为变量， $e(n)$ 为残差。将上式改写为

$$d = Xa + e \quad (5.5)$$

式中， $d = [d(1), d(2), \dots, d(N)]^T$ ， $a = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T$ ， $X = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ ，而 $x_i = [x_i(1), x_i(2), \dots, x_i(N)]^T$ ， $1 \leq i \leq M$ ， $e = [e(1), e(2), \dots, e(N)]^T$ 。

回归变量 x_i 构成一组基向量。矩阵乘积 Xa 为把应有响应投影到基向量张成的子空间，它把回归变量 x_1, x_2, \dots, x_M 变换为一组正交基 u_1, u_2, \dots, u_M ：

$$u_1 = x_1 \quad (5.6)$$

$$a_k = \frac{u_i^T x_k}{u_i^T u_k}, \quad 1 \leq i \leq k \quad (5.7)$$

$$u_k = x_k - \sum_{i=1}^{k-1} a_{ik} u_i, \quad k=1,2,\dots,M \quad (5.8)$$

对于网络来说，选定样本点 x_1, x_2, \dots, x_M 的子集， t_1, t_2, \dots, t_m 作为中心 ($m < M$)，这可用上述正交化方法一个一个地选入，直到满足一定要求为止。OLS 一般可构造出较小规模地网络，且可避免计算过程中地病态现象。

也可以采用监督学习方法训练上述三个参数。如采用基于梯度下降法的误差纠正算法，定义目标函数为

$$E = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N e_j^2 \quad e_j = d_j - F^*(x_j) = d_j - \sum_{i=1}^m w_i G(\|x_j - t_i\|, c_i) \quad (5.9)$$

式中, N 为样本数, m 为所选隐层单元数, 有三个待学习地参数, w_i , t_i 和 Σ_i^{-1} (与变换阵 c_i 有关)。

下面直接给出其学习规则 (n 为迭代步数)。

(1) 输出单元地权值

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_i(n)} = \sum e_j(n) G(\|x_j - t_i(n)\| c_i) \quad (5.10)$$

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \eta_1 \frac{\partial E(n)}{\partial w_i(n)}, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (5.11)$$

(2) 隐层单元的中心 t_i

$$\frac{\partial E(n)}{\partial t_i(n)} = 2w_i(n) \sum_{j=1}^N e_j(n) G'(\|x_j - t_i(n)\| c_i) \Sigma_i^{-1}(n) [x_j - t_i(n)] \quad (5.12)$$

$$t_i(n+1) = t_i(n) - \eta_2 \frac{\partial E(n)}{\partial t_i(n)}, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (5.13)$$

(3) 函数宽度

$$\frac{\partial E(n)}{\partial t_i(n)} = -w_i(n) \sum_{j=1}^N e_j(n) G'(\|x_j - t_i(n)\| c_i) Q_{ji}(n) \quad (5.14)$$

$$Q_{ji}(n) = [x_j - t_i(n)]^T \quad (5.15)$$

$$\Sigma_i^{-1}(n+1) = \Sigma_i^{-1}(n) - \eta \frac{\partial E(n)}{\partial \Sigma_i^{-1}(n)} \quad (5.16)$$

式中, $e_j(n)$ 为 n 时刻第 j 个样本的误差, $G'(\cdot)$ 是格林函数的导数。

5.3.4 概率神经网络

概率神经网络时径向基网络的一类重要变形, 适合解决分类问题, 其结构如图 5.5 所示。该网络的隐层神经元个数与输入样本个数相同, 输出层神经元个数等于训练样本数据的种类个数。该网络的输出层是竞争层, 每个神经元分别对应于一个数据类别。图中的模块 C 表示竞争传递函数, 其功能是找出其输入矢量 n^2 中各元素的最大值, 并且使与最大值对应类别的神经元输出为 1, 其它类别的神经元输出为 0。这种网络得到的分类结果能够达到最大正确概率。当训练样本数据足够多时, 概率神经网络收敛与一个贝叶斯分类器, 而且推广性良好。

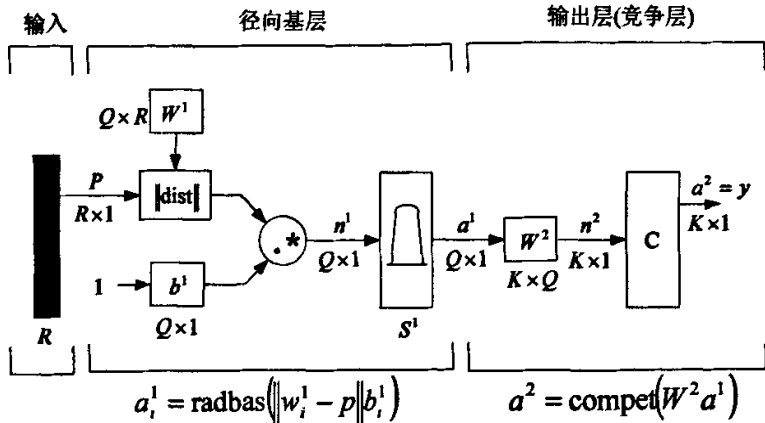


图 5.5 概率神经网络结构图
Fig. 5.5 The structure of Probability neuron network

表 5.2 放电模式目标向量真值表
Tab. 5.2 The true table of target vectors of discharge classifications

C	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈	C ₉	C ₁₀	C ₁₁	C ₁₂
S ₁	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
S ₂	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1
S ₃	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
S ₄	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0

注: C1—G1; C2—G2; C3—G3; C4—S1; C5—S2; C6—S3; C7—F1; C8—F2; C9—F3;
C10—C1; C11—C2; C12—C3.

5.3.5 RBF 神经网络的构建

基于 RBF 神经网络的基本原理, 本章应用 MATLAB7.0.1 神经网络工具箱实现了 RBF 神经网络的训练。由于每个放电模式由 5 个分维数表示, 因此, 本章构建的 RBF 神经网络的输入量的维数为 5。由于采用 4 位二进制数来表达 12 种放电模式, 因此, 本章构建的 RBF 神经网络的输出量的维数为 4。

第三章中, 对每种放电模式采集了 50 组放电样本, 将每种放电模式的 25 个放电样本作为训练样本对 RBF 神经网络进行训练。训练前, 径向基层中不含有径向基神经元, 训练开始后, 通过不断重复以下的 4 个步骤, 达到训练 RBF 神经网络的目的。径向基神经元的个数会随着重复次数的增加而逐渐增加。当神经网络的均方差达到了设定的目标值或者径向基神经元的个数达到了允许的上限, 训练结束。训练步骤如下:

- 1) 构建初始网络;
- 2) 寻找具有最大误差的输入向量;
- 3) 向径向基层增加一个径向基神经元, 其权系数等于上一步寻找到的输入向量;
- 4) 线性层的权值根据最小误差重新设计。

当训练结束，RFB 神经网络的构建完毕。

5.3.6 目标向量的校正

当应用已经训练完毕的 RBF 神经网络进行模式识别时，输出向量通常不会完全符合目标向量真值表，因此，需要设立一个校正法则来校正输出向量，进而能够采用目标向量真值表衡量输出向量，达到放电模式识别的目的。校正法则如下：

设输出向量 $T = \{t_{ij} \mid i=1,2,\dots,N; j=1,2,\dots,M\}$ ，则校正后的输出向量 T' 定义为：

$$T' = \begin{cases} 0, & \begin{cases} t_{i,j} < 0 \\ t_{i,j} > 0 \cup |t_{i,j} - 1| \leq 0.5 \end{cases} \\ 1, & |t_{i,j} - 1| > 0.5 \end{cases} \quad (5.17)$$

经过校正后的输出向量可以根据目标向量真值表映射到相应的放电模式，达到模式识别的目的。

5.4 局部放电模式识别结果

本章将第三章中每种放电模式下采集的 50 组放电样本之中的另外 25 个放电样本作为输入向量，采用 RBF 神经网络进行模式识别，以检验特征量提取方法的有效性和 RBF 网络的识别能力。

定义识别正确率 P 为：

$$P = \frac{corr(n)}{N} \quad (5.18)$$

$corr(n)$ 为在该类模式中的正确识别的样本个数， N 为该类模式的待识别样本总数。采用 RBF 神经网络与概率神经网络对各种放电模式的识别结果如表 5.3 所示。由表中可以看出，概率神经网络的识别率高于 RBF 神经网络的识别率，概率神经网络的总体识别率均在 85% 以上，识别率较高。

表 5.3 RBF 网络与概率网络识别率对比
Tab. 5.3 The comparative recognition results of RBF ANN and Probabilty ANN

放电类型	G1	G2	G3	S1	S2	S3	F1	F2	F3	C1	C2	C3
RBF 网络识别率 (%)	90.4	79.2	85.4	86.0	79.2	81.9	80.4	79.6	97.5	84.1	85.5	85.5
RBF 网络总识别率 (%)		85.0			82.4			85.8			85.0	
概率网络识别率 (%)	92.6	83.1	85.6	89.7	81.4	84.6	82.7	80.2	97.8	87.5	88.2	86.3
概率网络总识别率 (%)		87.1			85.2			86.9			87.3	

5.5 结论

(1) 在第四章工作的基础上，根据分形理论，采用差盒计数法，求取逐层最优

母小波分解信号得到的各层小波系数和最后一层的平滑系数的分维数，以求得的分维数作为变压器局部放电超高频信号的特征量，对放电类型进行识别。

(2) 介绍了 RBF 神经网络及其改进网络—概率神经网络—的基本概念、工作原理、网络构成、学习算法。概率神经网络作为局部逼近神经网络具有逼近能力强，分类效果好，学习速度快等优点。

(3) 以计算得到的分形系数矩阵作为变压器局部放电模式识别的特征量，分别采用 RBF 神经网络和概率神经网络对放电模式进行识别。通过对比两种网络的识别结果，概率神经网络的识别率高于 RBF 神经网络，总体识别率达到 85% 以上，具有较好的识别效果。

6 结论

电力变压器局部放电超高频在线监测方法是近年来电力变压器局部放电监测方法研究的重点。本文在总结国内外对超高频监测方法研究的基础上,提出将 Hilbert 分形天线作为内置式超高频传感器用于变压器局部放电在线监测;提出了有效抑制白噪声的改进小波去噪算法;将小波变换与分形理论相结合提取超高频信号特征量,通过神经网络识别放电类型。本文主要结论如下:

(1) 提出了一种用于变压器局部放电在线监测系统的内置式超高频传感器—Hilbert 分形天线。依据分形理论和函数迭代系统,推导出生成 Hilbert 分形曲线的迭代方程;在弯折线天线的理论上推导了 Hilbert 分形天线谐振频率的计算公式;通过仿真研究了天线几何参数对天线性能的影响,设计制作出采用非中心馈电方式的三阶 Hilbert 分形天线,该天线体积小,频带宽,驻波比小,便于阻抗匹配,满足变压器局部放电超高频监测的要求。

(2) 提出了一种改进小波阈值去噪算法抑制局部放电超高频信号中混叠的白噪声。该算法在超高频信号波形未知的情况下,通过对比分析不同母小波对各个尺度上信号能量的影响,逐层求取对应于各个尺度的最优信号分解母小波;对比了四种不同阈值的去噪效果,结果表明,通用阈值结合软阈值处理方法能够取得较好的去噪效果;采用改进小波阈值去噪算法对四种不同类型的局部放电超高频信号进行了去噪处理,结果表明,该算法能够有效抑制超高频信号中混叠的白噪声。

(3) 提出了从局部放电超高频信号的小波系数中提取分维数作为超高频信号的特征量,用于局部放电模式识别。研究了差盒计数法求取局部放电超高频信号小波系数分维数方法,以求得分维数作为超高频信号的特征量;构建了用于变压器局部放电超高频信号模式识别的径向基函数神经网络和概率神经网络,对比了两个网络对四种油中绝缘缺陷放电样本的识别结果,对比结果表明,概率神经网络比径向基函数神经网络具有更高的识别率,总识别率达到 85% 以上,识别效果较好。

致 谢

本论文是在导师李剑教授的精心指导和悉心关怀下完成的，在我三年的研究生学习生活和论文的研究工作中，倾注了导师辛勤的汗水和心血。导师的严谨治学态度、渊博的知识、高尚的思想情操、宽广博大的胸怀和无私的奉献精神使我深受的启迪。从导师身上，我不仅学到了扎实、宽广的专业知识，也学会了做人的道理，所有的这一切都将会对我今后的工作和人生道路产生深远的影响。在此谨向导师李剑教授致以最崇高的敬意和良好的祝愿。

研究生在读其间，杜林副教授、王有元副教授、杨丽君老师、陈明英老师、卢至老师等在学习和生活中给予了我无微不至的关心和巨大的支持，在此向以上老师致以最衷心的感谢。在日常的学习工作中，党剑亮、李勇、郭飞、张维等同学给予了我许多帮助，在实验过程中，得到了张峰、高洪武、程昌奎等师弟的大力协助，在此一并表示感谢。还要感谢为我的论文工作付出汗水的教研室其他老师和关心我的同学和朋友们。

感谢家人对我的关心和支持。父母对我无微不至的关怀是我不懈努力、不断进取的最大动力。

最后衷心的感谢百忙之中评阅和参加答辩的各位专家、教授。

宁佳欣

2007年4月5日于重庆

参 考 文 献

- [1] 孙才新, 重视和加强防止复杂气候环境及输变电设备故障导致大面积事故地安全技术研究, 中国电力, Vol.37, No.6, 2004, pp:1-8
- [2] 严璋编. 电气设备在线监测技术. 第1版. 北京: 中国电力出版社. 1995年11月
- [3] 杨霁, 于小波多尺度变换的局部放电去噪与识别方法研究, 重庆大学博士学位论文, 2004年10月
- [4] 马晓华, 电力设备绝缘监测综合式应用软件的研究, 华北电力大学硕士论文, 2003年1月
- [5] 王昌长等. 在线监测电力设备局部放电的电流传感器的研究. 电工技术学报, 1990.5
- [6] [苏]I.C.库钦斯基著, 徐永禧, 胡维新译. 高压电气设备局部放电. 第1版. 北京: 水利电力出版社. 1984年6月
- [7] 葛景滂, 邱昌容主编. 局部放电测量. 第1版. 北京: 机械工业出版社. 1984年6月
- [8] 邱昌容, 王乃庆主编. 电工设备局部放电及测试技术. 第1版. 北京: 机械工业出版社. 1994年9月
- [9] 朱德恒, 谈克雄主编. 电绝缘诊断技术. 第1版. 北京: 中国电力出版社. 1999年4月
- [10] R. T. Harrold, Acoustic Waveguides for Sensing and Locating Electrical Discharge in HV Power Transformers and Other Apparatus, IEEE. PAS. Vol.98, No.2, March/April. 1979
- [11] R. T. Harrold et al. Acoustic Technology Application in Electrical Insulation and Dielectrics, IEEE EI, Vol.20, No.1, Feb 1985
- [12] 金显贺等. 电力变压器绝缘局部放电的声发射频谱, 电工技术学报, No.4, 1989.11
- [13] 袁易全. 局部放电超声特性实验研究, 电工技术学报, No.1, 1992.2
- [14] 袁易全. 电力变压器局部放电超声定位中若干问题研究, 东南大学学报, No.3, 1991.3
- [15] 小崎正光. 高电压与绝缘技术. 科学出版社, OHM 出版社, 2001.7
- [16] 冯允平. 高电压技术中的气体放电及其应用. 北京: 水利电力出版社, 1989
- [17] 程玉兰, 红外诊断技术在电力生产中的应用, 中国电力.1993
- [18] 王国利 电力变压器局部放电检测技术的现状和发展, 电工电能新技术 2001.2
- [19] 中能电力科技开发公司. 变压器油中主要故障气体在线监测. 1997.12
- [20] 贾瑞君. 关于变压器油中溶解气体在线监测的综述. 电网技术, Vol.22, No.5, 1998.5
- [21] A. Black et al. The Application of the Pulse Discrimination System to the Measurement of Partial Discharge in Insulation under Noise Condition, 1987. IEEE Int. Symposium on E.I. Conf. Record.
- [22] Borsi. H. et al. Application of Rogowski Coils for Partial Discharge Decoupling and Noise

- Suppression. ISH, 1987, 42, 02
- [23] M. Hastje. Primary Result with a Partial Discharge Computer aided Measuring System on Power Transformers. ISH, 1987, 42, 10
- [24] H. Kawada et al. Partial Discharge Automatic Monitor for Oil-filled Power Transformers. IEEE. Vol.PAS. No.2 Feb. 1984
- [25] D. Allan et al. Australia and New Zealand Experience in the Application of Diagnostic Techniques for Assessment of Insulation in High Voltage Apparatus. CIGRE, 1990
- [26] D. Allan et al. New Techniques for Monitoring the Insulation Quality of In-service HV Apparatus. IEEE Tran. On EI. Vol.27, No.3 June 1992
- [27] C. Boisseau, Instrument Transformers on Line Monitoring by Means of Partial Discharge Measurement, 7th ISH, August 1991
- [28] 宋克仁等. 高压变压器在线局部放电测量, 高电压技术. 1992年3月
- [29] 朱德恒等. 在线检测变压器局部放电的微机系统, 高电压技术. 1992年3月
- [30] 郭恒等. 带电校正局部放电放电量方法的研究, 电工技术学报. 1990年8月
- [31] 郭恒. 用脉冲电流法在线检测电力设备局部放电的研究, 硕士学位论文. 清华大学. 1988年
- [32] W. R. Rutgers and Y. H. Fu, UHF PD-detection in a power transformer, 10th ISH, Montreal, vol. 4, pp: 2109-222, August 25-29, 1997
- [33] M Pompili, et al, Early stage of negative PD in dielectric liquids [J]. IEEE Trans, on Diel. , and Elect. , Insul. , 1995, 2(4): 602-613
- [34] 葛景滂, 邱昌容编. 局部放电测量 北京 机械工业出版社 1984
- [35] M.D. Judd, O. Farish, J.S. Pearson, UHF couplers for gas-insulated substations: a calibration technique, Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings , Volume: 144 Issue: 3 , May 1997, Page(s): 117 -122
- [36] M. Knapp, R. Feger, K.Feser, A. Breuer, Application of the CIGRE-sensitivity verification for UHF PD detection in three-phase GIS, High Voltage Engineering Symposium, 22-27 August 1999, Conference Publication No. 467, IEE, 1999
- [37] Judd, M. D, Cleary, G. P, Bennoch, C. J, Applying UHF partial discharge detection to power transformers, Power Engineering Review, IEEE, Aug.2002, vol. 22, Issue:8, pp:57-59
- [38] A.R. Convery, M.D. Judd, "Measurement of Propagation characteristics for UHF signals in transformer insulation materials", Proc. 13th Int. Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Delft, 2
- [39] M Pompili, C. Mazzetti and R. Bartnikas, Simultaneous ultrawide and narrowed detection of PD pulses in dielectric liquids, IEEE Trans. on Diel. And Elect. Insul. , 1998, 5(3):402-407
- [40] 郭俊, 吴广宁, 张血琴, 等. 局部放电检测技术的现状和发展[J]. 电工技术学报, 2005, 20

- (2): 29-35.
- [41] R. Convery, M. D. Judd. Measurement of Propagation characteristics for UHF signals in transformer insulation materials[C]. Proceedings of the 13th International Symposium on High Voltage Engineering, 2003:25-29.
- [42] CHEN Qing-guo, WANG Yong-hong, WEI Xin-lao. The UHF Method for Measurement of Partial Discharge and Interference Suppression[C]. Proceeding of 2005 International Symposium on Electrical Insulating Material, 2005: 829-832.
- [43] 王国利, 郑毅, 郝艳捧, 等. 用于变压器局部放电检测的超高频传感器的初步研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 22(4): 154-160.
- [44] H.Matsuzaki. Internal Discharge Measurement Using a Microcomputer[C]. IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Claymont, DE, 1986: 438-443
- [45] Wang Changchang, Wang Zhongdong, An Xianhe and Zhu Deheng, "A Digital Filter Technique Used for On-line Monitoring Partial Discharge", Proc. 2nd Sino-Japanese Conf. On Insul. Diagnosis, Shanghai, P.R. China, June 1992, Vol.3, No.3, p193-197.
- [46] 张贤达 现代信号处理 北京 清华大学出版社 1995
- [47] V.Nagesh, B.I.Gururaj, "Evaluation of Digital Filters for Rejection Discrete Spectral Interference in On-site PD Measurements", IEEE Transaction on Electrical Insulation, Feb.] 993, Vol.28, No.], p73-85.
- [48] 于鹏娟, 聂卫东, "一种可用于局部放电在线检测的数字滤波器", 变压器, Feb.1999, Vol.36, No 2, p30-33.
- [49] Mallat S, Huang W L, Singularity detection and Processing with Wavelets[J], IEEE Trans on Information Theory, 1992, 38(2):617-643
- [50] 王祁等, 用小波变换提取高压变压器局部放电脉冲的研究, 电工技术学报, 1997, 12 (4): 29-33
- [51] Donoho D, Johnstone I M, Kerkyacharian G, et al, Wavelet Shrinkage: asymptotically optimal Bayes/empirical Bayes rules for estimating parameters of a Gaussian mixture model, Journal of the Royal Statistical Society, Ser B, 1995, 57(2):301-369
- [52] Lapp. and H.-G. Kranz. The Use of the CIGRE Data Format for PD Diagnosis Applications. IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation. Vol.7, No.1, Feb. 2000. pp. 102-112.
- [53] M Hoof, R. Patsch. Pulse-Sequence Analysis: A New Method for Investigation the Physics of PD-induced Aging. IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol.142, No.1, January 1995. pp. 95-101.
- [54] Hans-Gerd Kranz. Diagnosis of Partial Discharge Signals Using Neural Networks and Minimum Distance Classification. IEEE Transaction on Electrical Insulation. Vol.28, No.6, Dec. 1993. pp. 1018-1024.
- [55] Amira A. Mazroua. Discrimination Between PD Pulse Shapes Using Different Neural Network

- Paradigms. IEEE Transaction on Electrical Insulation. Vol.1 No.6. Dec. 1994. pp. 1119-1131.
- [56] Zhenyuan Wang, Deheng Zhu, Kexiong Tan, Fuqi Li. PD Monitor System for Power Generators. IEEE Transaction on Electrical Insulation. Vol.5, No.6, Dec. 1998. pp. 850-856.
- [57] 郑重, 谈克雄, 高凯. 局部放电脉冲波形特征分析. 高电压技术. 1999,25(4): 15-17.
- [58] Zheng Zhong, Tan Kexiong. Partial Discharge Recognition Based on Pulse Waveform Using Time Domain Data Compression Method. Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials. June 21-26, 2000, Xi'an, China. pp.483-486.
- [59] M. Cacciari, A. Contin, G. C. Montanari. Use of a Mixed-Weibull Distribution for the Identification of PD Phenomena. IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.2, No.4, August 1995. pp. 614-627.
- [60] R.Schifani, R.Candela. A New Algorithm for Mixed Weibull Analysis of Partial Discharge Amplitude Distributions. IEEE Trans on Dielectrics and Electrical Insulation. Vol. 6, No. 2, 1999. pp. 242-249.
- [61] Gao Kai, Tan Kexiong, Li Fuqi, Wu Chengqi. The Use of Moment Features of Partial Discharges in Generator Stator Winding Models. Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials. June 21-26, 2000, Xi'an, China. pp. 290-293.
- [62] L. Satish and W. S. Zaengl. Can Fractal Features be Used for Recognition 3-D Partial Discharge Patterns. IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, 1995, Vol.2, No.3: pp352-359
- [63] 成永红, 谢小军, 陈玉,等. 气体绝缘系统中典型缺陷的超宽频带放电信号的分形分析. 中国电机工程学报, 2004,24(8): 99-102.
- [64] Krivda, E. Gulski, L. Satish and W. S. Zaengl. The Use of Fractal Features for Recognition of 3-D Discharge Patterns. IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation. Vol.2, No.5, Oct. 1995. pp. 889-892.
- [65] R. Candela, G. Mirelli, R. Schifani. PD Recognition by Means of Statistical and Fractal Parameters and a Neural Network. IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation. Vol.7, No.1, Feb. 2000. pp. 87-94.
- [66] 李新. 局部放电在线监测的信号重构和模式识别方法的研究. 重庆大学博士论文. 1999年7月.
- [67] 李剑, 孙才新, 杜林, 等. 局部放电灰度图象分维数的研究. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 123-127.
- [68] 孙才新, 许高峰, 唐炬, 等. 以盒维数和信息维数为识别特征量的 GIS 局部放电模式识别方法. 中国电机工程学报, 2005,25(3):100-104
- [69] 孙才新, 李新, 李俭. 小波与分形理论的互补性及其在局部放电模式识别中的应用研究. 中国

- 电机工程学报, 2001, 21(12): 73-76.
- [70] 杨丽君, 廖瑞金, 孙才新, 李剑, 梁帅伟. 油纸绝缘老化阶段的多元统计分析. 中国电机工程学报. 2005, 25(18): 151-156.
- [71] 全玉生, 马彦伟, 何秋宇, 李学鹏, 杨俊伟. 基于模糊概率论的变压器局放信号模式识别法. 电力系统自动化, 2006, 30(4): 71-74.
- [72] 姜磊, 朱德恒, 李福琪, 谈克雄等. 基于人工神经网络的变压器绝缘模型放电模式识别的研究. 中国电机工程学报, 2001, 21(1): 21-24.
- [73] Kai Gao, Kexiong Tan, Fuqi Li. PD Pattern Recognition for Stator Bar Models with Six Kinds of Characteristic Vectors using BP Networks. IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, 2002, Vol.9, No.3: pp381-389
- [74] D.Wenzel, H.Borsi, E.Gockenbach. A New Approach for Partial Discharge Recognition on Transformers on-site by means of Genetic Algorithms. Conference Record of the 1996 IEEE International Symposium on Electric Insulation, Montreal, Quebec, Canada, 1996, June 16-19: pp57-60
- [75] 袁曾任主编. 神经网络及其应用. 第 1 版. 北京: 清华大学出版社. 南宁: 广西科学技术出版社. 1999 年 10 月.
- [76] 李剑. 局部放电灰度图象识别特征提取与分形压缩方法的研究. 重庆大学博士学位论文, 2001.12.
- [77] 阎平凡, 张长水编. 神经网络与模拟进化计算. 第 1 版. 北京: 清华大学出版社. 2000 年 11 月.
- [78] Tsutomu Endo, Yonehiko Sunahara, Shinichi Satoh, et al. Resonant Frequency and Radiation Efficiency of Meander Line Antennas. Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 83, No. 1, 2000: 52-58.
- [79] Jinhui Zhu, Ahmad Hoorfar, and Nader Engheta. Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas. IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 2, 2003: 2-5.
- [80] Boggs S A, Sotne C. Fundamental limitations in the measurement of corona and partial discharge, IEEE Trans. on EI 1982, 17(2): 143-150
- [81] M.D. Judd, O. Farish, and B.F. Hampton, "Excitation of UHF signals by partial discharges in GIS," IEEE Trans. Dielect. Elect. Insulation, vol. 3, Apr. 1996, pp:213~228
- [82] Pemen A J M, Rutgers W R, van Rijin T J M, et al. On-line partial discharge monitoring of HV components[C]. 11th ISH, London, 1999.
- [83] K. Raja, F. Devaux, and S. Lelaidier, "Recognition of discharge sources using UHF PD signatures," IEEE Elect. Insul. Mag., vol.18, no.5, pp:8-14, Sep/Oct, 2002

- [84] 李剑, 孙才新, 陈明英, 等. 局部放电识别中分维数分布的研究. 高压电器, 2001, 37(2): 18-23.
- [85] Nirupam Sarker and B. B. Chaudhuri. "An Efficient Differential Box-counting Approach to Compute Fractal Dimension of Image". IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics. Vol.24, No.1, Jan. 1994. pp.115-120
- [86] B. B. Chaudhuri and Nirupam Sarker. "Texture Segmentation Using Fractal Dimension". IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. Vol.17, No.1, Jan. 1995. pp.72-77

附件一：作者在攻读硕士学位期间发表的论文

- [1]李剑, 宁佳欣, 金卓睿等, 局部放电在线监测超高频 Hilbert 分形天线研究, 电力自动化设备 (已录用, 待发表)
- [2]李剑, 王有元, 杜林, 杨洋, 宁佳欣, 变压器局放宽频带监测及数字滤波去噪方法, 重庆大学学报 (已发表)
- [3]杨眉, 李剑, 杨丽君, 杨洋, 宁佳欣, 变压器典型油纸绝缘局部放电特性研究, 重庆大学学报 (已录用, 待发表)

附件二：作者在攻读硕士学位期间参加的科研项目

- [1] 三峡水电厂左岸电厂 5 号机组励磁变压器局部放电在线监测系统开发。
- [2] 重庆綦江变电站 220kV 变压器局部放电在线监测系统开发。
- [3] 四川绵阳变电站 110kV 变压器局部放电超高频在线监测系统开发。