

Y237532

高压电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测技术的研究

摘 要

电力设备绝缘在线检测技术是保证安全发、配电,及时发现事故隐患、提高供电可靠性的重要手段。随着电力事业的迅速发展,对电力系统运行可靠性的要求进一步提高,电气设备在线检测技术的发展日益得到重视。高压电容型电气设备在变电站中占有相当大的比例,而介质损耗角正切值($\tan\delta$)是反映其绝缘状况的重要绝缘参数,因此,研究电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测方法具有十分重要的意义。基于国内外在开发该项技术中所遇到的主要技术难点,本文重点研究了如何将数字化测量及故障诊断方法更好地应用于在线检测系统,使测量的稳定性、可靠性及抗干扰能力得到提高。主要内容如下:

针对电容型设备被测电流信号有的仅为微安数量级及现场设备安全运行的要求,本文提出采用有源电流传感器系统进行电流信号的提取,并研制出由单匝穿芯式电流互感器及放大电路组成的有源电流传感器系统。此外,根据测试现场电磁干扰强的特点,设计了一种能有效屏蔽电磁场干扰的传感器多层屏蔽结构,使电流传感器系统可从较强的噪声干扰环境中提取出微弱的被测电流信号,解决了 $\tan\delta$ 在线检测的首要问题——被测信号的提取问题。

数字化波形采集系统的性能对测量结果有很大影响,通过分析其量化误差及统计模型得到了波形采集系统的参数(包括 A/D 转换位数及采样速率)与测量结果准确性之间的对应关系。此外,提出了在实际应用中如何寻求数字化测量系统最佳工作点的原则,为下一步的工作奠定了基础。

本文利用 FFT 算法能有效地从电网谐波干扰中提取被测工频信号的特点,将其作为电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测的数字化信号处理方法。结合工频信号的频率特征,在国内首次提出将混合基 FFT 算法用于 $\tan\delta$ 在线检测中的数据分析,避免了采用基-2FFT 算法进行数据处理时容易出现频谱泄漏现象,保证了信号处理的精度。并且研究了基于最小二乘准则的递推最小二乘自适应滤波算法在消除不恒定干扰因素及改善系统测量稳定性方面的作用。

电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测中的主要技术难点是如何减小、消除外界噪声干扰及环境因素的影响,从而提高测量结果的稳定性、降低测量结果的分散性。由此,本文在电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测中进一步提出了“综合相对测量法”的思想,并针对在线检测的具体特点,对设备绝缘状况的“趋势分析”方法进行了研究。

基于以上研究成果，成功地开发、研制了一套便携式电容型设备绝缘带电检测系统，并已投入现场试运行，取得了满意的结果。

关键词：电容型设备、介质损耗角正切、在线检测、电流传感器、信号采集、数字化信号处理、故障诊断、趋势分析



Y23753

The Study on the On-line TAN(δ) Monitoring Technique of High Voltage Capacitive-Type Equipment

Abstract

The on-line insulation monitoring technique of power apparatus is very important to guarantee the safety of power delivery, find insulation faults in time and increase the reliability of power supply. With the development of electrical engineering and the further demand on the service reliability of power systems, the on-line insulation monitoring technique has been put more value on. High voltage capacitive-type equipment plays a very important role in power systems, and dielectric loss tangent ($\tan\delta$) is an important parameter to reflect its insulation condition. Therefore, the study on the on-line $\tan\delta$ monitoring methodology is of practical values. Considering the difficulties during developing this technique interiorly and overseas, the way of how to put digital measuring and fault diagnosing method into better use in the on-line monitoring system is presented in this dissertation.

The current signal measured in capacitive-type apparatus is very weak which can be only a few microamperes. The current signal extraction method is proposed, on the basis of which an active current sensor system is designed. It is composed of an amplifier and a current transducer with single coil and toroidal core. Furthermore, a multi-layer shielding structure showing good performance is contrived so that the current sensor system could extract the current signal measured from strong electromagnetic interference background successfully. Therefore the principal problem of how to extract signal measured is solved.

The measured results are greatly influenced by the property of the wave sampling system. The relationship between the measurement accuracy and parameters of the wave sampling system including the bits of A/D converter and the sampling rate, can be obtained by analysing the quantitative error of the wave sampling system. Moreover, the principle of how to find the optimal working point of the digital measuring system in practical applications is presented. It establishes the foundation for next procedure. It is put forward in this thesis that FFT algorithm can be used to process the

on-line monitoring data for it can abstract the measured power frequency signals effectively from the power system harmonics. Furthermore, to avoid the spectrum leakage and assure the accuracy in $\tan\delta$ measurement, the mixed radix FFT algorithm is adopted for the first time interiorly. An adaptive digital filter with Recursive-Least-Square(RLS) algorithm based on Least-Square(LS) criterion is studied for eliminating unstable interference on-site and improving the measuring stability.

The difficulty of successful on-line $\tan\delta$ monitoring of capacitive-type equipment is how to suppress interference. For this reason, a comprehensive comparative measuring method is presented. And according to the concrete feature of on-line monitoring, the trend analysis method of insulation condition is studied.

Based on the research work mentioned above, an on-line insulation monitoring system for capacitive-type equipment has been developed successfully and put into use.

Key Words Capacitive-type equipment, Dielectric loss tangent, On-line monitoring, Current sensor, Signals sampling, Digital signal processing, FFT algorithm, Fault Diagnosis, Trend analysis

目 录

第一章 绪论	(1)
1.1 高电压设备绝缘在线检测的重要性	(1)
1.2 电容型设备的绝缘特性及反映其绝缘状况的特征参量	(2)
1.3 高压电容型设备绝缘在线检测的发展	(3)
1.4 影响 $\tan \delta$ 在线检测结果的主要因素	(5)
1.5 本文的主要研究内容	(7)
第二章 用于 $\tan \delta$ 在线检测的传感器系统	(8)
2.1 电流传感器的结构、工作原理及误差分析	(8)
2.1.1 概述	(8)
2.1.2 电流传感器的基本原理及结构	(10)
2.1.3 电流传感器的误差分析	(11)
2.1.4 有源放大电路	(12)
2.2 电流传感器的材料选取及误差补偿	(13)
2.2.1 电流传感器材料的选取	(13)
2.2.2 电流传感器系统误差的补偿	(13)
2.3 传感器系统在测试现场的电磁兼容问题	(15)
2.4 电流传感器系统性能的测定	(18)
2.5 本章小结	(20)
第三章 $\tan \delta$ 在线检测用数字化波形采集系统	(21)
3.1 数据采集卡 A/D 转换性能的分析	(21)
3.1.1 量化误差及其统计分析	(21)
3.1.2 幅值误差及相角误差	(24)
3.2 数字化波形采集系统最佳工作点的仿真研究	(26)
3.2.1 最佳工作点的分析	(26)
3.2.2 最佳工作点的试验研究	(28)
3.3 本章小结	(29)
第四章 $\tan \delta$ 在线检测中的数字化信号处理方法	(31)
4.1 $\tan \delta$ 算法的基本原理	(31)
4.2 FFT 算法在 $\tan \delta$ 在线检测中的应用	(34)
4.2.1 FFT 的基本算法	(34)
4.2.2 采用实用化 FFT 算法进行谐波分析	(37)
4.2.3 FFT 算法用于 $\tan \delta$ 在线检测的仿真研究	(39)

4.3 采用自适应信号处理方法改善测量结果的稳定性	(42)
4.3.1 基于最小二乘 (LS) 准则下的自适应滤波	(42)
4.3.2 自适应滤波用于改善 $\tan \delta$ 测量结果稳定性的仿真研究	(44)
4.4 本章小结	(46)
第五章 $\tan \delta$ 的综合相对测量及趋势分析	(47)
5.1 $\tan \delta$ 的“综合相对测量法”	(47)
5.2 “综合相对测量法”在电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测中的应用	(49)
5.2.1 “综合相对法”的仿真研究	(49)
5.2.2 “综合相对法”的现场应用	(50)
5.3 在线检测结果的分析与诊断	(52)
5.3.1 概述	(52)
5.3.2 在线检测结果的“趋势分析”	(52)
5.4 “趋势分析”的方法及应用	(53)
5.4.1 “趋势分析”数学模型的建立	(53)
5.4.2 $\tan \delta$ 在线检测结果的“趋势分析”	(56)
5.5 本章小结	(60)
第六章 电容型设备绝缘带电检测系统的研制与现场应用	(61)
6.1 电容型设备绝缘带电检测系统的研制	(61)
6.1.1 测试对象及系统要求	(61)
6.1.2 数字化绝缘带电检测系统的总体结构	(61)
6.1.3 带电检测的硬件支持系统	(62)
6.1.4 检测系统的应用软件	(63)
6.2 便携式绝缘带电检测系统的实际应用	(66)
6.2.1 便携式绝缘带电检测系统的实验室试验	(66)
6.2.2 便携式绝缘带电检测系统的现场应用	(67)
6.3 本章小结	(69)
第七章 结论	(70)
致谢	(72)
参考文献	(73)
攻读博士学位期间的研究成果	(79)

第一章 绪 论

1.1 高电压设备绝缘在线检测的重要性

变电站中电力设备的绝缘状况直接关系到电力系统能否安全、可靠地运行。电力系统运行中的许多事故是由于高电压设备的绝缘老化引起的,导致设备绝缘老化的因素很多,一些是在设备制造、运输和检修过程中潜伏下来的,另一些是运行中在外界因素影响下逐渐发展起来的。这些外界因素包括工作电压及过电压的作用、机械力损伤、导体发热、化学腐蚀作用以及大气条件影响(如温度、湿度)等。

为了及早发现电气设备绝缘劣化,以往在电力系统中定期进行常规的绝缘预防性试验,以便及时发现设备缺陷、减少事故发生。在过去长期运行经验中逐步确立起来的常规预防性试验,曾为确保电气设备安全运行发挥过巨大作用。但近年来愈来愈多的电力工作者从实践中认识到,过去的离线预试方法存在着很多不足之处,已经难以满足电力系统的实际需要,主要表现为以下几点^[1-6]:

(1) 传统预试都是在停电后进行的,其试验电压远低于运行电压。按现行《绝缘预防性试验规程》规定,停电预防性试验所加的交流试验电压一般不超过10kV,而大部分变电设备的运行电压为 $110/\sqrt{3} \sim 500/\sqrt{3}$ kV,因此不易发现缺陷,以致于曾多次发生预试合格的电气设备在运行中烧坏和爆炸的事故。

(2) 由于传统的停电预试大多执行定期维修制,因此难以根据设备的实际状况因地制宜地确定试验周期,也就难于发现设备在短时期内发展起来的故障缺陷,很难对设备缺陷作到及时发现、及时跟踪、及时检修;也正因为是“到期必修”,没有充分考虑到设备的实际状态,往往导致不必要的超量维修,造成很大的经济损失及人力、物力的浪费。

(3) 试验结果与电气设备的运行状况、气象条件有很大关系。为了测得准确结果且便于分析比较,预防性试验一般应在相对湿度低于65%、温度在20℃左右的条件下进行。因此,预防性试验的时间太集中,难以一一安排停电进行试验。此外,传统的绝缘预防性试验通常是完全由试验人员人工操作的,自动化水平低、工作量大;试验结果很容易受人为因素的影响,真实性较差。

由于传统的电气预防性试验项目往往难以全面、真实地反映高压设备的绝缘状态,特别是电气强度,因此近年来,一方面在电气绝缘试验中逐步引入色谱分析、局部放电等试验项目,其中局部放电试验对于发现某些缺陷相当有效;另一方面,随着技术的发展,实现根据设备的实际情况来确定试验及检修周期的方案也日益成熟,因此各发达国家如美国、日本等,相继从早期的事后维修(Breakdown Maintenance)和定期维修(Time Based Maintenance)逐步发展到以状态为基准的维修方式,即状态维修(Condition Based Maintenance)。实时

的绝缘检测及诊断技术是状态维修的基础,即通过各种检测手段及时、准确地掌握运行设备的绝缘状况,并根据其自身特点及变化趋势等来确定检修策略。因此,在线检测是实现状态维修的前提条件之一。随着人工智能的发展和新型传感器、计算机技术、信息处理技术的融合,为电力设备在线检测技术的推广应用展现了广阔的前景。

1.2 电容型设备的绝缘特性及反映其绝缘状况的特征参量

电力系统中,高压电容型电气设备是指绝缘结构可视为一组串联电容的设备,包括高压电容式套管、电流互感器(CT)、电容式电压互感器(CVT)及耦合电容器(OY)等,数量约占变电站设备总台数的40%~50%。电容型设备在变电站中具有重要的地位,它们的绝缘状态是否良好直接关系到整个变电站能否安全运行,因而对其绝缘状况进行监测具有重大的意义^[7]。

各种电介质(绝缘材料)在电压作用下都有能量损耗。介质损耗会使绝缘温度上升,促使材料老化。如果介质温度高达使绝缘体熔化、烧焦,则会使之失去绝缘性能而导致热击穿。电容型设备在运行中发生爆炸事故主要就是由于绝缘受潮或放电等,聚积大量能量形成热击穿,从而使设备内部压力不断增加、超过外瓷套的强度造成的。由此可见,介质损耗的大小是衡量电容型设备绝缘水平的一项重要指标。

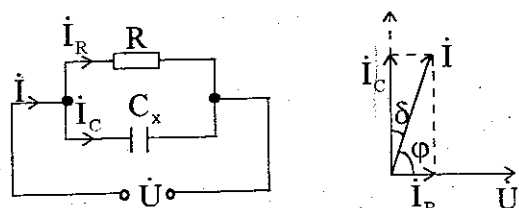
绝缘材料的介质损耗按物理性质分大致有漏导损耗、极化损耗和局部放电损耗三种基本形式^[2]。介质损耗角正切值(又称介质损耗因数) $\tan \delta$ 是反映绝缘介质损耗大小的特征参量,它仅取决于绝缘材料的介电特性,与介质的尺寸无关。以往的经验证明,对于体积较小的电容型设备,测量其整体绝缘介质损耗因数 $\tan \delta$ 可较灵敏地发现设备中发展性的局部缺陷及设备绝缘整体受潮和劣化变质等缺陷,因而测量 $\tan \delta$ 对于判断电容型设备的绝缘状况十分重要。

在交流电压作用下电容型设备的绝缘特性如图1.1所示。流过介质的电流可看成由电容电流分量 $\dot{I}_C$ 和有功电流分量 $\dot{I}_R$ 两部分组成。通常 $I_C \gg I_R$, δ 很小。介质中的有功损耗功率为^[8]

$$P = UI_R = UI_C \tan \delta = U^2 \omega C_x \tan \delta \quad (1-1)$$

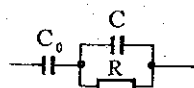
在设备绝缘良好的情况下其 $\tan \delta$ 的数值一般均很小,此时,在数值上可以认为 $\tan \delta \approx \delta$ 。

当电容型设备存在缺陷时,其等值电路如图1.2(a)所示^[9,10]。图中C、R代

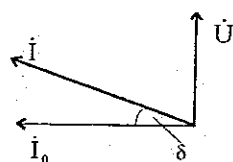


(a) 等值电路 (b) 相量图
图 1.1 电容型设备的绝缘等值电路和相量图

表部分串联绝缘层有缺陷, 如以 C_0 代表其它绝缘良好的部分, $\tan \delta$ 代表设备整体的介质损耗角正切值, 而 $\tan \delta_p$ 代表有缺陷部分的介质损耗角正切值。为了便于分析当缺陷性质变化时整个设备各绝缘参数的变化规律, 将无缺陷部分 C_0 近似地



(a) 等值电路



(b) 相量图

图 1.2 有绝缘缺陷的电容型设备

看成损耗极小, 以致可以忽略; 而用电阻 R 来反映有缺陷部分的损耗大小。

当没有缺陷时, $R \gg 1/(\omega C)$, 设备可近似视为两无损电容 C_0 与 C 的串联等值电路。在电压 $\dot{U}$ 的作用下, 设备的电流为 $\dot{I}_0$; 而出现局部缺陷后, R 减小, 即出现 $\tan \delta_p = 1/(\omega CR)$, 设备的电流变为 $\dot{I}$, 如图 1.2(b)所示。令 $k = C/C_0$, 则设备整体介质损耗角正切值 $\tan \delta$ 有一个增量 $\Delta \tan \delta$ [11]

$$\Delta \tan \delta = \frac{\tan \delta_p}{k} \cdot \frac{1}{\frac{k+1}{k} + \tan^2 \delta_p} \quad (1-2)$$

同时, 整个设备的电容量也有一个变量 ΔC [11]

$$\left| \frac{\Delta C}{C_0} \right| = \frac{\tan^2 \delta_p}{k} \cdot \frac{1}{\left(\frac{k+1}{k} \right)^2 + \tan^2 \delta_p} \quad (1-3)$$

电流的变化 [11]

$$\left| \frac{\Delta \dot{I}}{\dot{I}_0} \right| = \frac{\tan \delta_p}{k} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{k+1}{k} \right)^2 + \tan^2 \delta_p}} \quad (1-4)$$

设备没有缺陷时, 其介质损耗一般很小, 因此当发生局部缺陷后, 设备整体介质损耗角正切值的变化量 (增量) $\Delta \tan \delta$ 便可以比较灵敏地反映设备绝缘状况的变化。

此外, 设备的电流及其电容量也是反映电容型设备绝缘状况的重要特征参量, 在监测设备介质损耗变化的同时, 还应同时注意监测其电流及电容量的变化。

1.3 高压电容型设备绝缘在线检测的发展

电容型设备绝缘在线检测是电力系统中开展较早的项目之一, 国外在这方面的研究始于六十年代初, 国内也于同时期展开了早期研究工作 [12]。

电容型设备绝缘在线检测方法是由离线测试方法演变而来的, 如早期普遍采用的带电测量 $\tan \delta$ 和电容的西林电桥法 [13] 便沿用了传统停电预试中测量 $\tan \delta$

的 QS-1 型高压西林电桥的测量原理。但由于必须另配更高耐压的高压标准电容器、并对原有电桥进行改造等原因,难以在现场推广。随着研究的进一步深入,电容型设备绝缘在线检测技术已发展到了一个新的水平。目前,电容型设备 $\tan \delta$ 的在线检测方法基本上采取图 1.3 的原理,所不同的是在如何获取数字化测量信号及采用何种信号处理方法对这些数字信号及数据进行处理和分析等方面形成了两大分支。一是主要靠“硬件”实现的检测方法,以过零点的相位比较法(也称脉冲计数法)、电压比较器法等为代表^[14-23],此外还有一些其它方法,如改进的西林电桥法^[24, 25]等;二是主要靠“软件”实现的检测方法,其典型代表是谐波分析法^[26]。

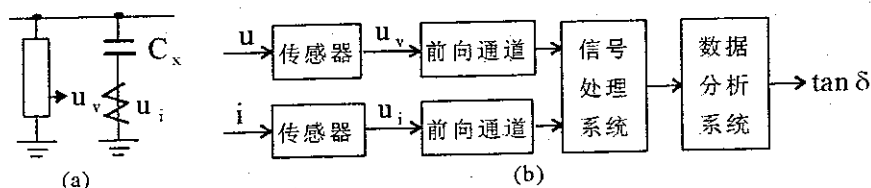


图 1.3 $\tan \delta$ 在线检测的原理图
(a) 信号的获取 (b) 检测过程框图

国外目前对电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测技术的研究主要集中在对硬件检测法的改善上。如澳大利亚研制的用于电流互感器及变压器套管介质损耗角在线检测的装置^[14-16],便是利用脉冲计数法进行测试的。该装置采用了高速计数器对被测信号与标准正弦信号之间的相位差进行测量,并实时显示数字化测量结果,据有关文献介绍,其测量分辨率达到了 $0.1\% \text{ rad}$,已得到实际应用;而南非的研究人员则是研究采用比较的方法,以介质损耗角很小的高压电容器上的电压作为标准电压,将被试品上的电流转换成电压后与标准电压信号进行相位比较,从而对设备的 $\tan \delta$ 实现在线检测^[27, 28]。如果用作标准电压信号的高压电容器本身具有一定的介质损耗角,则测到的设备 $\tan \delta$ 是相对于标准电容器的“相对”值。但当采用介质损耗角近似为零的高压气体电容器充当标准电容时,则可认为测得的是设备介质损耗角正切值的“绝对”值。他们研制的这套系统也已被用于测试套管和电流互感器的 $\tan \delta$ 相对值。日本用相位比较法对电力电缆的 $\tan \delta$ 在线检测的方法,从原理上也同样可用于电容型设备的在线检测^[29]。

近年来,国内研究和应用较多的方法是脉冲计数法,它是“硬件法”的典型代表。其基本原理是比较反映被试品电流的电压信号 u_i 波形和作为标准电压的信号 u_v 波形之间的过零点相位:将从传感器获得的两信号波形通过过零转换变成幅值相同的两个方波,再将 u_i 信号和移相 90° 后的 u_v 信号相与,得到的方波宽度由单片机或计算机内时钟脉冲计数,所得结果便反映了介质损耗角 δ 的大小,继而可以得到 $\tan \delta$ 。

电容型设备的介质损耗角 δ 很小(通常不大于 1°)，因此如何保证其测量精度就十分重要。如果 u_v 或 u_i 信号波形过零的瞬间稍有干扰，将直接影响到过零转换后方波的起始位置，妨碍了对 δ 及 $\tan\delta$ 的准确测量^[1]。而硬件线路对于外界引入的电磁干扰、谐波干扰等十分敏感，因此脉冲计数法易受零点漂移和信号波形畸变的影响，往往造成较大的误差和分散性。尽管其中的脉冲计数电路经历了由单板机到单片机、再到计算机的发展过程，使 $\tan\delta$ 的测量精度逐步提高，但现场干扰对测量精度的影响及测量稳定性问题始终是一个亟待解决的难题。国内不少单位也对此进行了研究，提出了一些相应的改进方法，如采用测试前自校的方法^[30]、采用无相移滤波器^[31-33]、采用双向过零比较后取平均值的方法及设法增强二次侧信号^[34]等，此外还出现了过零点电压比较法^[18]和自由矢量法^[35]等。

用硬件法对电容型设备绝缘的 δ 及 $\tan\delta$ 进行在线检测时，易受外界干扰的影响，从而降低了整个测试系统的稳定性和测量精度；而要使测量的性能有所提高，又将增加硬件线路设计的难度和复杂性。鉴于这些难以避免的缺点，促使 $\tan\delta$ 在线检测方法的研究逐渐向软件化方向发展。软件法的研究主要集中在谐波分析法上，其基本原理如图 1.4 所示。

谐波分析法的主要特点是基于傅立叶变换(FT)对被测电压及电流进行分析，由于三角函数的正交性，傅立叶变换求解电压、电流信号基波时不受高次谐波和仪器电子线路所产生的零漂的影响。

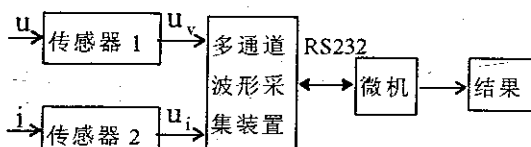


图 1.4 谐波分析法测量原理图

同时该方法还充分应用数字化测量方法^[36-40]，克服了传统的模拟测量方法抗干扰能力差的缺点，提高了测量精度及测量结果的稳定性。

在线检测技术发展到今天，已经在很多方面弥补了定期停电预试的不足，但同时还存在一些尚未解决的问题。对设备绝缘进行在线检测的最终目的是为了及时、准确地掌握运行中设备的绝缘状况，因此仅仅通过在线检测获得设备绝缘参数的结果是远远不够的，还要对这些结果进行综合性的分析与诊断。但是，目前的在线检测方法仍局限于将得到设备的绝缘参数与单一、静态标准进行比较，没有使在线检测的优势得到充分发挥。因此，如何有效结合“在线”的特点对测试结果进行综合性的动态分析甚至故障预测，将成为在线检测今后主要的研究方向之一。

1.4 影响 $\tan\delta$ 在线检测结果的主要因素

影响设备绝缘 $\tan\delta$ 测量结果的因素较多、也较复杂，其中几个主要因素为：

1. 传感器自身的角差

无论采用什么检测方法，最首要的问题是如何真实、可靠地获取被测设备的

信号。如图 1.3，电容型设备在线检测中测量信号的获取包括两个方面。一是被测电流信号的获取；二是基准电压信号的获取。电流传感器将电容型设备的被测电流信号转换成电压信号，而电流传感器一般来说都有角差，这将给整个系统 $\tan \delta$ (δ) 值测量的准确度带来一定影响，它是 $\tan \delta$ 在线检测的基本误差因素之一。

2. 运行中电压互感器 (PT) 角差的变化

在对电容型设备进行在线检测时，无论采用“硬件法”还是“软件法”，都需要获得一个基准电压，其获取有多种方式，如从高压标准电容器获得^[27]、从变电站中电磁式电压互感器 (PT) 的二次侧获取等，甚至有些单位如西宁供电局已开始尝试从电容式电压互感器 (CVT) 的二次侧获取基准电压信号。由于测试现场实际环境的限制，如高压标准电容器的体积通常较大，用于现场测试有一定的困难等，因此目前各类电容型设备在线检测系统大都从 PT 的二次侧获取基准电压信号。

在用 PT 提取标准电压信号的检测方法中，PT 低压侧和高压侧之间的相角差是影响 $\tan \delta$ 在线检测精度的另一个主要因素^[41]。由于 PT 低压侧和高压侧之间本身存在一个相角差 (变电站中常用的等级为 0.5 级的 PT，其角差允许变化范围为 $\pm 20'$ ，约为 $5.8\% \text{ rad}$)，而 PT 低压侧通常接有二次仪表，相当于 PT 的负载，它将在 PT 的高压侧和低压侧之间再增加一个相角差。并且 PT 的这些角差随外施电压的幅值、谐波及二次负载的变化而变化，其波动范围可能会超过介质损耗角本身的大小^[26]。因此，从 PT 低压侧获取的电压信号并不能完全真实地反映高压侧电压的相位。

3. 现场各种干扰的影响

在线检测过程中，干扰信号有多种，来源和途径亦各不相同。如通过线路直接注入电力设备的电晕信号，相邻设备、母线等的电场干扰，其它电力设备内部的局部放电信号，硅整流信号，电力系统内部的高频保护和载波通讯信号，以及系统外的广播通讯信号等。各种干扰信号按波形特征又可分为：①连续的周期干扰信号，主要是包括电力系统内的高频保护和载波通讯信号，系统外的广播通讯信号及电网电压的高次谐波分量^[42]；②脉冲型干扰信号，主要是通过线路直接注入电力设备的电晕信号、其它电力设备内的局部放电信号、硅整流信号^[43]。其中影响电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测的干扰主要是周期性干扰信号，特别是电网运行电压中的高频谐波分量；其次是随机出现的一些脉冲干扰信号。

4. 环境因素的影响

不同温度、湿度等外界环境因素的变化将对 $\tan \delta$ 在线检测的结果有很大影响。实测结果证明，一台绝缘良好的设备，其 $\tan \delta$ 的在线检测结果往往呈现周期性的变化趋势，因此很难简单地根据单次测量的结果判定设备的绝缘状况是否良好。

由于各种不利因素的影响,使测试结果的稳定性问题成为当前 $\tan \delta$ 在线检测中一个突出的问题,这表现在测量结果有较大的分散性、数据重复性差等方面,这个问题在各种检测方法中都不同程度地存在着。

1.5 本文的主要研究内容

近年来,传感器技术、计算机技术及数字信号处理等技术的迅猛发展使电气设备绝缘在线检测与诊断技术有了更为广阔的应用与发展前景。就电容型设备绝缘在线检测技术而言,将朝着智能化、数字化的方向发展。如何将数字化分析方法更好地应用于检测系统以改善 $\tan \delta$ 检测结果的稳定性及系统的抗干扰性能是本文的主要研究方向。此外,将整个测试系统的后级处理与变电站设备绝缘在线检测专家系统结合起来也是电容型设备绝缘在线检测的一个发展方向,本文利用测试系统“在线”的特点进一步拓展了专家系统的综合诊断方法。

本文的主要工作内容如下:

1. 针对测试现场电磁干扰强而被测电流信号弱的特点,研究这类电流传感器系统的设计方法及其在现场工作环境中的电磁兼容问题。
2. 通过分析数字化波形采集系统的量化误差及其对 $\tan \delta$ 测量结果的影响,研究如何在实际应用中寻求数字化测量系统的最佳工作点。
3. 根据工频信号的频率特征,研究数字化信号处理方法在 $\tan \delta$ 在线检测中的应用及自适应滤波算法在提高检测结果稳定性中的作用。
4. 针对电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测的主要技术难点,即如何减小、消除外界噪声干扰及环境因素的影响,从而提高测量结果的稳定性、降低测量结果的分散性,提出“综合相对测量法”的思想并研究它在高压电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测中的应用。同时根据在线检测的具体特点,研究有关设备绝缘状况的综合分析与诊断方法。
5. 综合基础研究成果,开发变电站电容型设备绝缘带电检测系统,并投入现场运行。

第二章 用于 $\tan\delta$ 在线检测的传感器系统

在电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测过程中, 进入测试系统的所有被测信号 (反映设备电流的电压信号 u_i 、基准电压信号 u_v) 都是由传感器获取的。只有首先从传感器获得真实的被测信号, 才有利于进一步对信号进行分析、处理, 并由此判断设备的绝缘状况。因此, 传感器是在线检测技术的一个关键环节。

传感器是整个在线检测系统的输入端, 担负着信号提取的任务。它处于强电磁场环境中, 容易受到电磁干扰; 同时又长期工作在户外, 易受温度、湿度等大气条件的影响。为了准确地在电力系统强噪声干扰环境下获取被测信号, 用于电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测的传感器应能满足以下要求^[44, 45]:

(1) 电流传感器应能满足测量弱电流信号 (mA 级或几百 μA 级) 的要求, 灵敏度高, 使输出量能够灵敏地反映输入量的微小变化, 同时二次输出信号电压应尽可能高。

(2) 在测量范围内线性度好, 输出波形不畸变, 被测信号与输出信号电压之间的角差变化小。

(3) 工作稳定性好。当外界条件变化时, 输出量应保持不变, 或在允许范围内变化。

(4) 具有较强的抗干扰能力及良好的电磁兼容性能。

由于电容型设备的被测电流信号较弱, 因此对电流传感器的性能在这方面要求比电压传感器更高。在此, 本文着重于对电流信号的提取及电流传感器进行研究, 其原则对电压传感器也同样适用。

2.1 电流传感器的结构、工作原理及误差分析

2.1.1 概述

在早期的在线检测方法中曾采用在被试品接地端与大地间直接串入电阻的方法提取被测电流信号^[8], 但这种电阻取样法易造成设备末屏或接地端开路, 危及设备的安全运行及试验人员的人身安全, 因此逐渐被新的信号提取方式及新型电流传感器所取代。近年来, 国内外围绕在线检测用电流传感器开展了广泛的研究, 取得了许多有益的经验与成就^[34, 44-49]。

目前, 电容型设备的在线检测中采用的电流传感器普遍具有以下共同特点:

(1) 以电磁耦合为基本工作原理, 即一次和二次绕组之间没有电气联系, 只有磁的联系。这样首先满足了电力系统中尽量不要断开 (或改变) 设备原有接地线的要求, 确保高压设备的正常运行不受二次回路 (即从电流传感器二次绕组得到测量信息的外部回路) 影响, 同时还可使二次测量电路及计算机等不易受一次回路 (即一次绕组与高压回路) 中危险过电压等造成的损坏^[50]。

(2) 采用环形铁芯, 其优点是结构上没有气隙, 磁性能好, 卷制也很方便。如果在铁芯上均匀绕制线圈, 则漏磁很小^[51]。

除以上共同点外, 它们还有一些各自不同的特点。

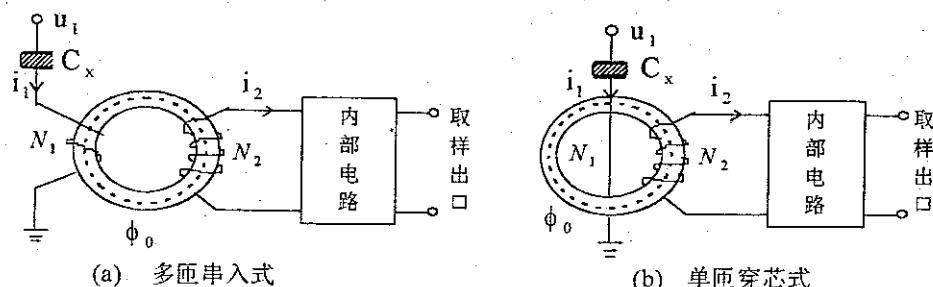


图 2.1 电流传感器的两种结构

首先, 在结构上主要分为多匝串入式和单匝穿芯式两种, 如图 2.1 所示。两种结构各有优、缺点。被测电容型设备的电流信号通常比较微弱, 通过增加串入式电流传感器一次绕组的匝数可以提高传感器二次侧的输出信号电压, 有利于提高信号传输的信噪比; 但这种传感器是将被测设备的末屏或接地端断开后串入, 由此会改变设备末屏接地线的接线方式, 且增加了潜在的故障点, 不利于设备的安全运行及操作人员的人身安全。单匝穿芯式电流传感器则是直接套装在被测设备的接地线或末屏回路中, 不改变被测设备原有接线方式, 在测量上安全性更高, 因此现场测试一般更倾向于采用图(b)那样的电流传感器。但是, 由于单匝穿芯式电流传感器是以被测设备的末屏接地线作为一次线圈, 即 $N_1 = 1$, 因此其二次侧输出电压信号幅值较小。而在线检测现场的干扰信号却很强, 甚至有可能淹没被测信号从而导致测量结果不准确。

其次, 根据是否要在现场对被测信号进行放大, 电流传感器又可分为无源传感器和有源传感器两种类型。无源电流传感器不需要外加任何辅助电路, 具有结构简单、维护方便、传感器本身性能稳定、价格低廉、使用寿命长等优点^[34]。但是, 对于电容型设备来说, 被测电流信号本身较弱, 因此从单匝穿芯式电流传感器二次侧获得的输出电压信号也比较小, 通常只有几十毫伏, 在信号传输过程中极易受到外界大量噪声信号的干扰而失真, 从而直接影响到整体测量结果的准确性。为此, 本文从提高在线检测系统整体性能的角度考虑, 认为采用有源电流传感器更为合适。此处“有源”是指在电流传感器的输出端就加入有源运算放大器, 将传感器二次端的输出电压信号放大后再进行传输。这样可以有效地增强传感器系统的二次输出电压信号, 提高被测信号的信噪比, 降低外界干扰信号对测量结果的影响, 使测试系统具有较高的稳定性。与无源电流传感器相比, 有源电流传感器在结构上复杂些, 同时需要向放大电路提供电源, 因此给设计增加了一定难度。此外, 放大电路的性能及稳定性等也将直接影响传感器系统的性能, 因此对

于放大电路的设计、元件的选取及传感器系统的屏蔽等应有较高要求。

基于以上研究,本文提出采用有源电流传感器系统进行电流信号的提取,并研制了由单匝穿芯式电流互感器及放大电路组成的有源电流传感器系统。

2.1.2 电流传感器的基本原理及结构^[50-54]

单匝穿芯式电流传感器的工作原理如图 2.2 所示。其中, $\dot{I}_1$ 为被测设备的电流, $\dot{I}_2$ 为电流传感器二次线圈的感应电流, Z 为取样阻抗, 从 Z 两端可获得反映被测电流变化的电压信号。

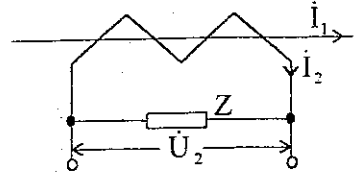


图 2.2 电流传感器原理示意图

单匝穿芯式电流传感器的结构如图 2.3 所示, 它由环形铁芯和匝数分别为 N_1 和 N_2 的一次、二次线圈组成。 N_1 为一匝 (即电容型设备的末屏或接地端的引下线), N_2 通常有几百到几千匝。由于在电容型设备在线检测系统中, 电流传感器的负载阻抗一般较大, 传感器基本上处于空载状态, 因此二次信号适合于电压传输方式^[34], 即通过取样阻抗 Z 得到输出电压 $\dot{U}_2$ 。采用这种传输方式的优点是电压信号受电缆长度、连线阻抗等因素的影响小, 缺点是易受现场电磁场的干扰, 因此对整个传感器系统进行有效的电磁屏蔽就变得尤为重要。单匝穿芯式电流传感器的简化等值电路如图 2.4 所示。

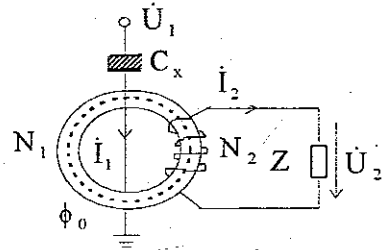


图 2.3 电流传感器结构示意图

图中, L_0 为激磁电感, R_0 为激磁回路的损耗电阻; L_2 为传感器二次线圈的电感, R_2 为二次线圈的电阻; $\dot{I}_0$ 为激磁电流。

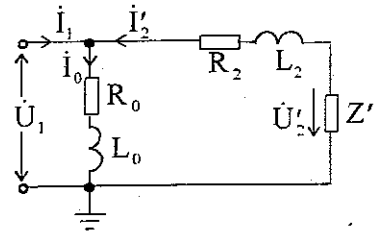


图 2.4 电流传感器等值电路

对传感器系统而言, 经被测电容型设备的绝缘而进入电流传感器一次线圈的电流 $\dot{I}_1$ 可视为恒流源。 $\dot{I}_1$ 在环形铁芯中产生磁通 $\bar{\Phi}_1$, 由于电磁感应, 二次线圈中将感应有电流 $\dot{I}_2$, 并在铁芯中产生与 $\bar{\Phi}_1$ 方向相反的去磁磁通 $\bar{\Phi}_2$ 。于是铁芯中的磁通应为两者之差, 即激磁磁通 $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$ 。二次电流 $\dot{I}_2$ 通过取样阻抗产生的二次输出电压为

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z \quad (2-1)$$

由图 2.4 的等值电路可知,

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \quad (2-2)$$

$$\text{或} \quad \dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_1}{R_0 + j\omega L_0} \approx \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_0} \quad (\because R_0 \ll \omega L_0) \quad (2-3)$$

而由磁路计算可知^[46]

$$L_0 = \mu_0 \mu \omega^2 \frac{h}{2\pi} \ln \frac{r_0}{r_1} \quad (2-4)$$

式中: μ_0 为真空磁导率, μ 为铁芯材料的磁导率, h 为铁芯的高度, r_0 、 r_1 分别为环形铁芯的外径和内径。

另外, 如果忽略线圈的电阻和漏抗, 电流传感器二次输出的电压信号 $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z$ 应当与 $\dot{\Phi}_0$ 在二次绕组中产生的感应电势 $\dot{E}_2$ 在大小上相等, 即

$$U_2 = E_2 = 4.44 f N_2 \phi_0 \quad (2-5)$$

ϕ_0 也可以认为由 $\dot{I}_1$ 的激磁分量 $\dot{I}_0$ 产生, 根据磁路定律可求得:

$$\phi_0 = \frac{F_0}{r_0} = \frac{N_1 I_0}{1/(\mu S)} = \frac{I_0}{1/(\mu S)} \quad (2-6)$$

式中 μ 、 S 及 l 分别为环形铁芯的磁导率、横截面面积和平均有效磁路长度。

$$\text{或} \quad I_0 = \phi_0 1/(\mu S) \quad (2-7)$$

其中, $F_0 = N_1 I_0 = I_0$ 为穿芯式传感器的激磁电流在铁芯中产生的磁势, $r_0 = 1/(\mu S)$ 为环形铁芯的磁阻。

2.1.3 电流传感器的误差分析

由图 2.4 的等值电路可以看出, 电流传感器的一次输入电流 $\dot{I}_1$ 反向 180° 后和二次输出电流 $\dot{I}_2$ 的相位并不相同, 即与电流传感器二次输出电压信号 $\dot{U}_2$ 的相位不同。而在电容型设备绝缘在线检测中, 电流传感器需借助二次电压信号 $\dot{U}_2$ 的相位来反映一次被测电流的相位。因此,

电流传感器存在相角误差。图 2.5 所示为电流传感器的相量图。图中 $\dot{I}'_2$ 为电流传感器二次电流 $\dot{I}_2$ 折算到一次侧后的相量, 对于

$$\text{单匝式满足关系式 } \dot{I}'_2 = \frac{N_2}{N_1} \dot{I}_2 = N_2 \dot{I}_2;$$

$\dot{E}_2$ 为二次感应电势, 相位超前 $\dot{I}'_2$ 一个角

α ; ϕ_0 、 $\bar{B}_m$ 分别为铁芯中产生 $\dot{E}_1$ 及 $\dot{E}_2$ 的磁通和磁通密度, 超前 $\dot{E}_2$ 90° ^[50]; 而激磁电流 $\dot{I}_0$ 超前 $\bar{B}_m$ 一个角度 ψ , 即铁芯的损耗角。由相量图上也可以清楚地看出, 正是因为存在激磁电流 $\dot{I}_0$, 因而 $\dot{I}_1 \neq -\dot{I}'_2$ 。

从图 2.5 中还可看出, 电流传感器的测量误差因素有两个, 即比值差 f (简

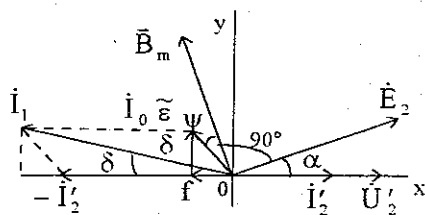


图 2.5 电流传感器相量图

称为比差)和相角差 δ (简称为角差), 合称为电流传感器的复数误差 $\tilde{\varepsilon}$, 可用百分数表示为

$$\tilde{\varepsilon} = f + j(\delta) = -\frac{I_0}{I_1} \times 100\% \quad (2-8)$$

电流传感器的比差 f 是指从传感器二次侧测得的电压信号折算到一次电流后与一次电流之间的算术差, 再求其与一次电流的比值, 通常用百分比表示

$$f = \frac{N_2 I_2 - I_1}{I_1} \times 100\% \approx -\frac{I_0}{I_1} \sin(\psi + \alpha) \times 100\% \quad (2-9)$$

如果折算后的二次电流大于一次电流, 则比差为正值; 反之, 比差为负值。相角误差 δ 一般定义为: 传感器的一次电流和反向后的二次电流向量间的夹角, 用“分”来表示,

$$\begin{aligned} \delta &\approx \sin \delta = \frac{I_0}{I_1} \cos(\psi + \alpha) \times 100\% \quad (\text{rad}) \\ &= \frac{I_0}{I_1} \cos(\psi + \alpha) \times 3438 \quad (') \end{aligned} \quad (2-10)$$

当反向后的二次电流向量超前于一次电流向量时, δ 为正值, 反之为负值。对于没有经过补偿的电流传感器, 其比差均为负值, 而角差均为正值^[51]。

2.1.4 有源放大电路

作为有源电流传感器系统, 除了电流传感器本身外, 传感器二次端还接有放大器, 它对电流传感器二次输出电压起放大作用。根据被测设备电流值范围的不同, 放大器可采用单级放大或多级放大等不同结构。图 2.6 所示为本文设计的单级放大器的一种典型电路, 其中 R_F 为反馈电阻。该电路具有输入电阻 R_i 极高的优点 (一般达到 $R_i > 10\text{M}\Omega$, 理想运算放大器要求 $R_i = \infty$); 缺点是共模输入电压大, 故选用共模输入电压范围 U_{CM} 和 $CMRR$ (共模抑制比) 都大的运算放大器作为放大元件, 如 OP-07^[55-58]。多级放大电路的原理与此类似。

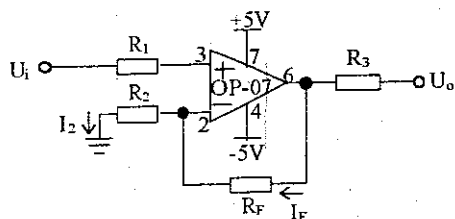


图 2.6 有源放大器原理图

作为电流传感器系统的一部分, 有源放大电路的性能会直接影响整个传感器系统的测试性能, 因此放大电路也是传感器系统中的一个关键环节。根据对运算放大电路的基本分析^[59], 图 2.6 所示放大电路的闭环增益为

$$K_F = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_F}{R_2} \quad (2-11)$$

由此可知,该放大电路的闭环增益 K_F 只与外部电阻 R_2 和 R_F 有关,而与放大器本身参数无关。所以,为了保证放大电路具有较高的精度及整个电路的工作性能, R_2 和 R_F 应选取精度高、温度系数小的电阻。

2.2 电流传感器的材料选取及误差补偿

2.2.1 电流传感器材料的选取

为了保证电流传感器有良好的工作性能,应尽可能降低其激磁电流以减小传感器的误差。由式(2-3)、(2-4)及(2-7)可知,当传感器铁芯尺寸、二次线圈匝数一定的情况下,其导磁率 μ 越高,则铁芯的激磁电感 L_0 越大而激磁电流 I_0 越小,因此有必要选用高导磁率的铁磁材料制作铁芯。目前常用的环形铁芯材料有硅钢片、坡莫合金、铁氧体等软磁材料。其中,坡莫合金在弱磁场和中等强度磁场下具有极高的导磁率和很低的矫顽力,并有较好的防锈性能。其中的 1J85 类坡莫合金更有以下特点^[60-65]: ①在软磁合金中具有最高的初始磁导率 μ_i , 极低的矫顽力 H_c 和相当高的最大磁导率 μ_m 。1J85 合金的成分中主要含镍 80%、钼 5% 和少量硅、锰元素,在磁场强度 $H = 0.001 O_e$ 条件下可测得其初始磁导率 $\mu_{0.001} \approx 6 \sim 7 \times 10^4$ 。②具有较好的温度特性,这反映在其居里温度 T_c 较高(400 °C)。因为一般来说,由于磁性材料在不同温度下导磁率 μ 相应的温度系数不同,其磁化特征也不一样。通常是材料的居里温度越高, μ 的温度系数越小,从而磁性材料的温度特性越好。③磁滞回线形状狭窄,磁滞回线面积小,因而磁滞损耗小。④对微弱信号反应灵敏。⑤具有较好的抗过载能力(即经受饱和磁化电流冲击的能力)。所以说 1J85 类坡莫合金是制作电流传感器铁芯较理想的材料。

坡莫合金也存在一些缺点: ①饱和磁通密度 B_s 较低(6000 ~ 7000 G_s), 对外加机械应力十分敏感。当铁芯经受坠落等外力冲击后, μ 将下降,磁性能变差,因此本文在设计电流传感器时采取了加装外护环等措施;且为使电流传感器二次输出电压波形不发生畸变,应使其工作在磁化曲线的线性区间。②电阻率较低(1J85 类坡莫合金的电阻率 ρ 只有 $5.6 \times 10^{-4} \Omega/m$), 只适合用于 1MHz 以下频率范围内,如工作频率太高会造成很大的能量损耗。对于电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测而言,由于被测的电流信号频率范围很窄(以工频为主),所以用 1J85 类坡莫合金制作的电流传感器,其工作频带已能满足需要。

2.2.2 电流传感器系统误差的补偿

电流传感器系统包括传感器及有源放大电路两部分,因此其误差也主要由两者的误差共同决定。补偿电流传感器系统的测量误差应由两方面着手,一是使传感器中的激磁电流尽可能小以减小传感器的比差及角差,二是尽量提高放大电路

的性能。主要可采取以下措施：

(1) 选用高导磁率的材料制作电流传感器的铁芯，适当增大铁芯截面积，并在保证所需环形窗口尺寸条件下使有效磁路长度尽可能小。

(2) 在不降低电流传感器二次输出电压信号 $\dot{U}_2$ 幅值的前提下，增加二次线圈匝数 N_2 ，因 ϕ_0 减小[见式 (2-5)]， $\dot{I}_0$ 亦可减小。但是由于受到铁芯环形窗口的限制， N_2 的增加有一定限度^[46]。

(3) 在电流传感器的二次线圈并联阻抗元件 Z_p 补偿传感器的误差，线路如图 2.7 所示。由于 $Z_p \gg Z$ ，可近似认为并联 Z_p 后，铁芯磁通不变，即激磁磁势 $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 N_1 = \dot{I}_0$ 不变。

此时，二次线圈端电压加在 Z_p 上，产生 $\Delta \dot{I}$ ，通过二次线圈 N_2 后，产生磁势 $\Delta \dot{I} N_2$ ，因此 $\Delta \dot{I} = \frac{\dot{I}_2 Z}{Z_p}$ 。对电流传感器误差的补偿为

$$\Delta \tilde{\varepsilon} = -\frac{\Delta \dot{I} N_2}{\dot{I}_1 N_1} \approx -\frac{\Delta \dot{I} N_2}{\dot{I}_2 N_2} = -\frac{Z}{Z_p} \quad (2-12)$$

当二次线圈并联电容进行补偿时，即

$$Z_p = -jx_c = -j \frac{1}{\omega C}, \text{ 则}$$

$$\Delta \tilde{\varepsilon}_c = -\frac{Z}{-jx_c} = -j\omega CZ \quad (2-13)$$

并联电容补偿的复平面图如图 2.8 所示。

从补偿复平面图可以看出，采用并联电容的补偿方式，能够同时对传感器的比差和角差进行补偿，其中对比差的补偿为正值，对角差的补偿为负值，且补偿的数值与二次负载与并联电容的大小成正比。此外，采用该补偿方法可以减弱由于二次负荷阻抗大小和功率因数变化而引起比差和角差的变化。

(4) 采用零磁通法补偿电流传感器的误差^[50]，其原理如图 2.9 所示。

用零磁通法补偿误差时，能够均匀调节电流误差，直至为零，但铁芯尺寸会增加。此方法是通过改变可调阻抗 Z_3 的阻值实现的 (Z_3 与补偿绕组 N_4 相连)，而要将阻值固定在一个数值上保持不变是较难做到的，因此要实现真正的零磁通有一定的难度。此外，在采用零磁通法进行误差补偿时，需要两个铁芯，因此传

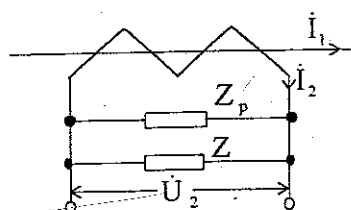


图 2.7 二次线圈并联阻抗补偿原理示意图

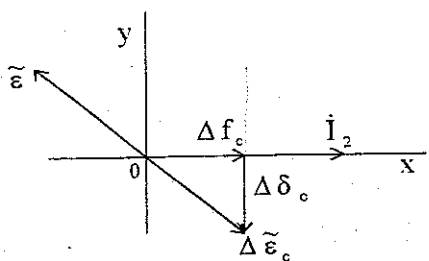


图 2.8 二次线圈并联电容补偿复平面图

传感器的体积比较大, 结构也较为复杂, 且造价也会有较大提高, 难以在现场广泛采用。

(5) 对有源电流传感器系统来说, 放大电路性能的优劣对传感器的性能也有较大影响。为了保证放大电路具有良好的工作性能, 应对电路进行合理的设计, 在选择元件时应选择温度漂移小、线性度好的元件。此外还应注意提高放大电路抗电磁干扰的能力。

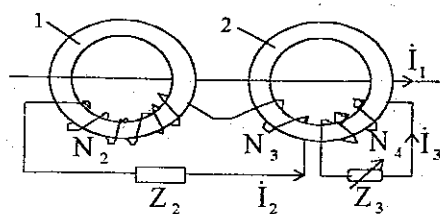


图 2.9 零磁通法电流传感器
误差补偿原理图

2.3 传感器系统在测试现场的电磁兼容问题

电力系统由各种不同类型的电气设备组成, 在运行中它们共同形成了一种特殊的电磁环境。各种电气设备不仅以各种方式影响着电磁环境, 而且对所处的电磁环境有一定要求, 即存在电磁兼容性 (Electromagnetic Compatibility, 简称 EMC) 问题。

运行方式的改变如故障、开关操作等引起的电磁振荡会波及很多电气设备, 使这些设备的工作性能受到影响, 甚至遭到破坏。即使在正常的运行状态下, 某些整流设备及非线性元件等产生的谐波也会危害其它设备。电力系统中的电磁干扰大致可分为三种情况^[66]: 一次设备之间、一次和二次设备之间、二次设备之间。电磁干扰的频率范围包括工频、谐波、冲击和高频振荡。其传播途径有传导、耦合和辐射三种形式。

变电站是一次设备和二次设备最集中的场所之一^[67]。一次回路中的开关操作、雷电流及短路电流等可能在接地网上引起电位升高; 这时甚至二次回路中电缆之间的电磁耦合都会对二次回路产生干扰。因此, 现场存在的大量干扰信号也就不可避免地会以各种方式进入绝缘在线检测系统, 与被测信号混在一起, 使在线检测的灵敏度和可靠性下降。如何有效地屏蔽外界干扰, 保证传感器系统的工作可靠性是需要认真考虑的问题之一。

屏蔽、滤波、接地是抑制电磁干扰最基本的方法^[68, 69]。而对传感器系统而言, 主要采取屏蔽的方法抑制电磁干扰。屏蔽主要用于切断干扰的传输途径, 根据其性质可分为电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁屏蔽。

传感器的屏蔽结构要从屏蔽电场干扰和磁场干扰两方面来考虑。屏蔽效能 (Shielding Effectiveness, 简称 SE, 也称屏蔽损耗) 是衡量屏蔽效果好坏的指标, 屏蔽效能越大, 表示屏蔽的效果越好。总的屏蔽损耗包括吸收损耗 A、反射损耗 R 及多次反射损耗 B 三部分。一般情况下, 由于多次反射损耗较小, 因此计算总的屏蔽效能时只要考虑吸收损耗及反射损耗即可。对于电场干扰的屏蔽, 主要靠反射损耗 R; 而对于磁场干扰的屏蔽, 主要靠吸收损耗 A, 其计算

公式分别为^[70]

$$A = 131.43t\sqrt{f\sigma_r\mu_r} \quad (\text{dB}) \quad (2-14)$$

$$R = 321.7 + 10\lg\left[\frac{\sigma_r}{f^3 r^2 \mu_r}\right] \quad (\text{dB}) \quad (2-15)$$

式中: f —电磁波频率 (Hz)

σ_r —屏蔽体的相对于铜的电导率

μ_r —屏蔽体的相对于铜的磁导率

t —金属屏蔽体厚度 (m)

r —干扰源离屏蔽体的距离 (m)

由式 (2-14) 及 (2-15) 可知, 电磁场屏蔽的效果与屏蔽材料、屏蔽材料厚度、电磁波频率及干扰源离屏蔽体的距离等有关。通常采用高电导率、低磁导率的铜材作为电场屏蔽材料。试验表明, 只要铜屏蔽材料的厚度大于 $30\mu\text{m}$, 其屏蔽效能在全频谱范围内均可达到 120dB 以上^[70]。但铜材料对于低频磁场的屏蔽效能很差, 同样厚度为 $30\mu\text{m}$, 对于工频 50Hz 的电源频率之磁场几乎没有屏蔽作用 ($SE_{\text{dB}} \approx 0\text{dB}$)。如果要求对工频磁场的屏蔽效能达到 40dB, 则铜材厚度应达到 1cm 以上。

铜材料不适于作低频磁场的屏蔽体是因为这种高电导率、低磁导率的抗磁材料主要靠反射起屏蔽作用, 而对于低频磁场, 反射损耗非常小, 几乎不起反射作用。因此对工频磁场干扰应采用高磁导率、低电导率的强磁材料进行屏蔽, 这类材料是靠把磁通限制在屏蔽体内的原理进行屏蔽。至于磁屏蔽材料的选择, 要看屏蔽磁场的强弱而定^[60]。一般在外磁场较弱时, 可以采用 1J79 类坡莫合金; 当外磁场较强时, 多用饱和磁感应密度高的 1J46 类坡莫合金或电磁纯铁, 必要时可和 1J79 类坡莫合金一起使用, 即当单层屏蔽不能满足要求时, 可采取双层以上的多层屏蔽结构^[71, 72]。

针对电力系统电磁干扰的具体特点 (工频为主、高频范围宽), 本文研制的传感器采用了多层屏蔽结构^[73]。其屏蔽效能为每层屏蔽效能之和, 因此要比单层屏蔽效能大得多。对于电屏蔽, 由于实壁单层铜屏蔽的屏蔽效能最薄的厚度情况下也大于 100dB, 因此一般不需要双层屏蔽。而对磁场干扰采用多层屏蔽才能获得很高的屏蔽效能。这类屏蔽一般采用高饱和磁感应密度材料和高导磁率材料构成的双屏蔽结构, 它可以在屏蔽体内将相当强的外磁场干扰降到很低的值, 因为借助两层屏蔽之间的空气隙, 一般只需较小的壁厚就可将磁场干扰屏蔽至很小的程度。

传感器系统电磁屏蔽的屏蔽效能与屏蔽结构的设计密切相关。图 2.10 所示为本文设计的传感器多层屏蔽结构。其中电屏蔽层采用 2mm 厚的高电导率的铜材料; 而磁屏蔽分为内外两层, 分别采用 1mm 厚高导磁率坡莫合金材料和 1mm

厚高饱和磁感应密度的铁皮。为了验证屏蔽结构与屏蔽效能之间的关系, 本文将几种材料进行不同的结构组合并对屏蔽效果加以比较, 得到如表 2.1 所示的结果。由于尚缺少完善的精密检测设备, 因此只能先定性给出不同屏蔽结构的屏蔽效果。

由表中结果可以看出, 选择将铜作为最外的屏蔽层、铁皮作为内层磁屏蔽, 而将坡莫合金材料作为外层磁屏蔽的多层屏蔽结构效果最好。将铜作为最内层的屏蔽, 则屏蔽效果下降; 而将内、外磁屏蔽层的材料顺序改变后, 屏蔽效果则明显变差。

将铜作为最外层的屏蔽层是因为铜不仅可以屏蔽电场, 而且对高频磁场也有很强的屏蔽作用, 因此可以先将部分高频磁场屏蔽掉。而对于磁屏蔽, 不仅要考虑材料的磁导率, 还必须考虑磁

饱和电平。坡莫合金的磁导率虽然很高, 但磁饱和电平却较低, 因此若将其作为靠近磁场的外层磁屏蔽, 很容易发生磁饱和, 从而导致整个屏蔽结构失效。所以, 靠近电磁场源的一层应采用磁导率相对低一些、但饱和电平相对高一些的材料如铁皮, 以避免磁饱和; 内层屏蔽由于该处磁场已较弱, 不会产生磁饱和, 则可采用高导磁率的坡莫合金材料。

此外, 在各屏蔽层之间不能相互连接, 其间应隔开空气或填充绝缘材料, 否则会失去多层屏蔽的作用。磁屏蔽体要构成回路, 所有孔洞、缝隙尽量避免切断磁力线, 否则会降低磁屏蔽效果。然而, 需要注意的是, 由于穿芯式传感器采用的是电磁耦合工作原理, 因此各屏蔽层均应留有缝隙, 以免形成短路匝。而为了获得好的磁屏蔽效果, 还必须保证磁路的畅通, 即小的磁阻^[70]。所以, 当屏蔽层需要开狭缝时, 狭缝不能切断磁路, 即狭缝只能与磁通的方向一致, 而不能与磁通的方向垂直, 否则将影响磁屏蔽的效果。

对环形铁芯而言, 与其轴向相垂直的径向干扰磁场对它的影响最为严重^[74]。其次, 环形铁芯对轴向干扰磁场的影响也比较敏感。本文设计的屏蔽结构中, 两层 U 形磁屏蔽层主要对径向场起屏蔽作用, 因此它们在径向上开缝。而最外层的铜屏蔽层, 除了屏蔽电场干扰外, 还对轴向磁场的干扰有一定的屏蔽作用, 因此在铜屏蔽层上应沿轴向开缝, 这样便可以保证磁屏蔽的效果基本不受影响。

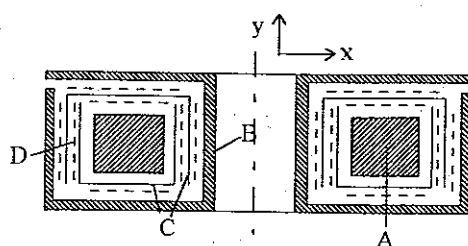


图 2.10 传感器屏蔽结构示意图

x—径向, y—轴向

A—传感器铁芯横截面、B—电屏蔽层
C—磁屏蔽层、D—屏蔽层之间的绝缘层

表 2.1 不同屏蔽结构布置的效果

屏蔽结构(从外到里)	屏蔽效果
1, 2, 3	好
2, 3, 1	较好
1, 3, 2	差
3, 2, 1	差

1—铜屏蔽层、2—铁屏蔽层
3—坡莫合金屏蔽层

根据表 2.2 给出的屏蔽材料的参数及式 (2-14), 可以计算出图 2.10 所示的屏蔽结构对工频磁场的屏蔽效能约为 65dB, 而对工频电场的屏蔽效能应在 100dB 以上^[70]。对于更高频的电磁场, 该屏蔽结构的屏蔽效能更大。

最后, 在传感器系统电磁干扰的抑制中还应考虑传感器及放大电路的接地问题。由于放大电路可能通过电源、地线等因素耦合引起电路的振荡, 在设计放大器印刷电路板时, 应尽量将电源线和地线分开布局, 避免相互耦合; 采取一点接地方案, 减小信号电流流过地线时产生的相互耦合; 同时将地线布置成网状结构, 尽量加大地线面积, 以此减小地线电阻的影响等。

表 2.2 材料对铜的相对电导率 σ_r 和相对磁导率 μ_r

材 料	σ_r	μ_r
铜	1	1
铁	0.17	1000
坡莫合金	0.04	80,000

2.4 电流传感器系统性能的测定

本文通过试验, 对已采用上述补偿和屏蔽的传感器系统进行了性能测定, 项目包括电流传感器的工频电压试验、匝间绝缘强度试验、传感器系统的误差 (包括比差、角差) 试验、及线性度、稳定性的测定。其中传感器系统采用了图 2.7 所示的电容补偿方式及如图 2.10 所示的屏蔽结构。

1. 工频电压试验

试验方法是: 将传感器的二次线圈对地施加 2kV 工频电压, 维持 1 分钟, 看传感器绝缘是否有击穿、损坏现象。试验结果表明, 传感器绝缘良好, 无击穿、损坏现象。

2. 匝间绝缘强度试验

试验方法是: 在传感器原边通以额定电流, 二次线圈开路, 维持 1 分钟, 看传感器匝间绝缘是否良好。试验结果表明, 传感器匝间绝缘良好。

3. 线性度的测定

试验方法是: 在传感器原边通以已知标准频率的电流信号, 其值在该传感器额定工作电流值的 80%~120% 范围内变化, 然后由传感器二次侧测得相应的输出电压值, 从而获得一次电流和二次电压间的伏—安特性曲线。如工作电流为 30mA 的电流传感器线性度试验的数据如表 2.3 所示, 与之对应的伏—安曲线则如图 2.11 所示。

表 2.3 30mA 电流传感器线性度试验结果数据

一次电流 (mA)	24.0	26.0	28.0	30.0	32.0	34.0	36.0
二次电压 (mV)	23.80	26.05	27.90	30.06	32.07	34.06	36.18

从试验曲线中可以看出,工作电流为 30mA 的传感器在其额定电流值 80%~120%变化范围内,二次输出电压呈良好的线性变化趋势。由试验结果数据可以计算出传感器的比差仅为-0.5%,小于 $\pm 1\%$;线性度约 99.6%,准确等级达到 0.05 级,完全符合电流传感器设计的比值差要求。

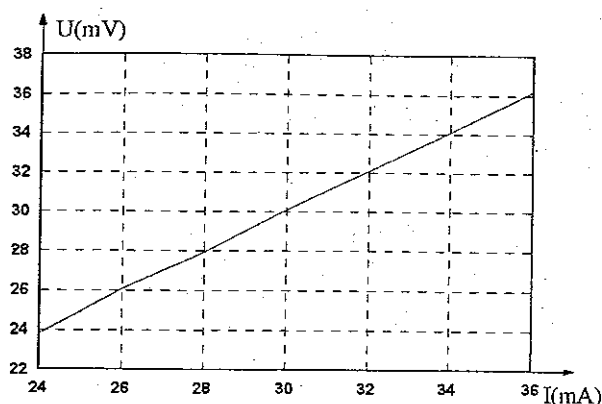


图 2.11 30mA 电流传感器的线性度伏—安曲线

4. 角差的测定

传感器系统角差测定及校正的试验方法是:在传感器原边通以额定工作电流,将此电流信号和经放大器输出端得到的输出电压信号分别接到双踪示波器的两个通道上,比较两者的相位差。对三个额定电流为 130mA 的电流传感器系统进行,试验数据如表 2.4 所示。从试验结果可知,经过电容补偿后,可将传感器系统的角差控制在 $2'$ (约 0.58% rad) 左右,准确等级也达到 0.05 级。在传感器的线性工作区间和温度变化的极限范围内,其角差的最大变化值均小于 $\pm 0.5'$,满足系统设计要求。

5. 温度稳定性的测定

试验方法是:将传感器系统置于恒温箱中,调节温度变化 ($0 \sim 40^\circ\text{C}$),观察传感器系统在不同温度下的角误差变化情况。图 2.12 中曲线 1、2、3 分

表 2.4 130mA 电流传感器角差测定试验结果数据

角差(分)		温度		
		-20 $^\circ\text{C}$	+20 $^\circ\text{C}$	+40 $^\circ\text{C}$
130	(1)	1.4	1.5	1.7
	(2)	1.8	1.8	2.0
	(3)	1.6	1.7	1.9
156	(1)	1.3	1.4	1.7
	(2)	1.6	1.5	1.8
	(3)	1.5	1.7	2.0

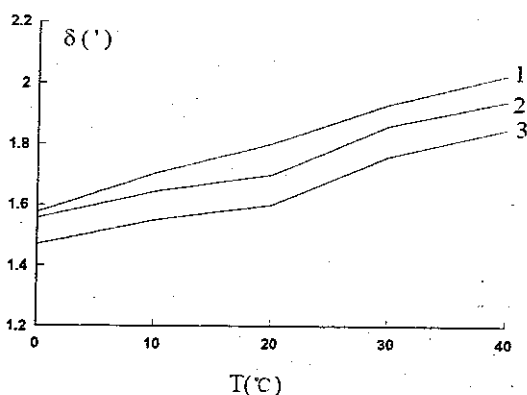


图 2.12 传感器系统的 δ —T 曲线

别对应三个工作电流均为 130mA 的传感器系统的角差随温度变化曲线。从图 2.14 中的曲线可以看出, 在 $0 \sim 40^\circ\text{C}$ 的范围内, 传感器系统的角误差随着温度的升高而基本呈线性趋势增加。由此可知, 通过软件进行线性修正可以减小温度对系统测量带来的影响, 提高测量稳定性。

2.5 本章小结

本章提出采用有源电流传感器系统提取被测电流信号, 并研制了由单匝穿芯式电流互感器及放大电路组成的有源电流传感器系统。基于电流传感器的基本工作原理分析了它的结构、性能参数、误差及其补偿方法, 并对传感器系统在变电站现场条件下的电磁兼容问题进行了研究, 得到以下结论:

1. 单匝穿芯式电流传感器不改变被测一次设备原有接线方式, 具有测量安全性更高等优点, 更适于电容型设备 $\tan\delta$ 的在线检测。为了克服单匝穿芯式电流传感器二次输出电压信号小的缺点, 可在其二次侧接放大电路构成有源传感器系统以提高被测信号在传输过程中的信噪比, 降低外界干扰信号对测量结果的影响, 使测试系统具有较高的稳定性。
2. 影响传感器性能的主要误差因素来自于激磁电流分量 I_0 , 因此应尽量设法减小 I_0 以提高传感器的性能、减小传感器的误差。按本章提出的铁芯材料的选取原则, 根据磁性材料的特性, 认为选择 1J85 类坡莫合金软磁材料制作传感器铁芯是较为理想的。这种材料导磁率高、矫顽力低、损耗小、温度特性较好、对微弱信号敏感及抗过载能力也较强。
3. 为了减小传感器系统的误差, 除了对铁芯进行合理设计外, 还需采取一系列误差补偿措施。经理论分析及研究证明, 采用传感器二次端并联电容的补偿方式, 不仅结构简单、容易实现, 可有效地减小传感器系统的比差和角差, 而且性能价格比最优, 完全满足工程需要。
4. 为有效地解决传感器系统在变电站现场中存在的电磁兼容问题, 消除各种电磁干扰的影响, 应对传感器系统进行良好的屏蔽。本文针对 $\tan\delta$ 在线检测现场工频干扰强的具体特点, 提出了一种多层屏蔽结构形式, 并对其特点进行了分析, 认为屏蔽效能与屏蔽结构的设计密切相关。经分析, 这种屏蔽结构对工频磁场的屏蔽效能约为 65dB, 而对工频电场的屏蔽效能应在 100dB 以上。此外, 放大电路的结构与元件选取也十分重要。
5. 对传感器系统进行实测的结果表明, 本文所研究的传感器系统具有较好的线性度及温度稳定性, 其误差等均可满足实际应用的需要。

第三章 $\tan\delta$ 在线检测用数字化波形采集系统

从传感器系统获得了准确的被测模拟信号后,重要的一步便是将它转换成可由计算机分析、处理的数字信号,在线检测过程中实现这一功能的系统便是数字化波形采集系统。

在整个在线检测系统中,波形采集系统处于传感器系统和计算机数据处理系统之间,是实现绝缘特性在线检测的重要环节,本文所研制的波形采集系统基本构成如图 3.1 所示。它负责将传感器获取的被测信号进行放大预处理,再将放大后的模拟信号送至数据采集卡(A/D卡)的输入端,由 A/D 卡进行模/数(A/D)转换,将模拟信号离散、量化为数字量;最后将数字化的采样数据传送给计算机系统,进行数据的分析和处理。

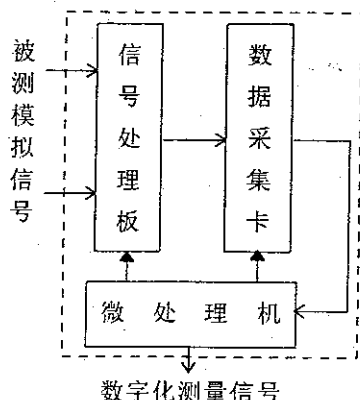


图 3.1 数字化波形采集系统的基本构成

数字化波形采集系统中由数据采集卡完成的 A/D 转换是连接模拟信号和数字信号之间的桥梁,有了它才能进一步实现数字信号处理。对数字化绝缘在线检测系统而言,数据采集系统的性能如何将对整个系统的测试结果准确性产生很大影响。因此,有必要对数据采集卡的转换性能进行分析、研究。

3.1 数据采集卡 A/D 转换性能的分析

根据数字测量理论,决定数据采集卡 A/D 转换性能的基本因素是其量化误差,而对于波形采集来说,量化误差又具体表现为幅值误差和相角误差。

3.1.1 量化误差及其统计分析

对于 A/D 卡而言,其输入信号为模拟信号,信号幅值具有从 $u_{\min} \sim u_{\max}$ 的无穷个可能数值,这里 $u_{\min}$ 与 $u_{\max}$ 分别是输入信号量程的最小值及最大值。经过 A/D 转换之后模拟量被数字化了,而数字化信号是用一定位长的二进制码表示的,它只能表示有限个数值。如一个位长为 b 的 A/D 转换器,尽管输入值是连续的,但它只能输出 2^b 个数值^[75],即

$$u_q = kQ \quad k = 0, 1, 2, \dots, 2^b - 1 \quad (3-1)$$

它们对应于输入电压中 2^b 个离散值。式中 Q 称为最小量化电平或量化阶梯,对于均匀量化来说,最小量化电平为

$$Q = \frac{1}{2^b} (u_{\max} - u_{\min}) \quad (3-2)$$

所有其它的值都用其最接近的二进制码表示，这一过程称为量化。

显然，A/D 转换的量化过程是存在误差的。设输入信号 $x(t)$ 经时间变量离散化为 $x(n)$ ，再幅值量化成 $\hat{x}(n)$ ，因此量化误差可表示为

$$e(n) = \hat{x}(n) - x(n) \quad (3-3)$$

量化有舍入及截尾两种方式，而量化误差的大小与 $\hat{x}(n)$ 的量化方式有关。舍入方式是按最邻近的量化电平取近似。待量化的信号电平 u 与最邻近的量化电平 kQ 比较，当两者间的差值超过一个最小量化电平的一半 ($Q/2$) 时，量化值 k 的最小有效位加 1；当尾数不足 $Q/2$ 时则舍去，量化值 k 不变，因此，舍入量化方式所具有的最大量化误差为 $\left| \frac{Q}{2} \right|$ 。而截尾量化方式中是将比较后不足一个最小量化电平 Q 的尾数都舍去，因此，截尾量化方式的最大量化误差为 $|Q|$ 。舍入及截尾两种量化方式如图 3.2 所示。

由式 (3-3) 可知，量化误差还与输入信号 $x(n)$ 的形式有关。一般来说，量化误差的具体规律是无法确定的，它具有随机性，输入信号的起伏变化越复杂，量化误差的随机性越强，因此常把量化误差信号称为量化噪声。采样量化过程如图 3.3 所示。由图可见，A/D 转换过程的量化噪声 $e(n)$ 也可等效地看成对被测信号 $x(n)$ 的噪声干扰。对于舍入量化方式，量化噪声的最大值为最小量化电平的一半，当输入信号归一化时，量化电平为 $Q = 2^{-b}$ ，记作 LSB，最大量化噪声为

$$|e(n)|_{\max} \leq \frac{1}{2} \text{LSB} = \frac{1}{2^{b+1}} \quad (3-4)$$

由上述分析可知，A/D 转换过程中的量化误差可视为一随机变量。为了减小 A/D 转换过程中的量化误差，一般采用舍入量化的形式，其量化误差 $e(n)$ 值分布在 $[-\text{LSB}/2, \text{LSB}/2]$ 之内。假设量化过程中 $e(n)$ 在误差范围内呈均匀分

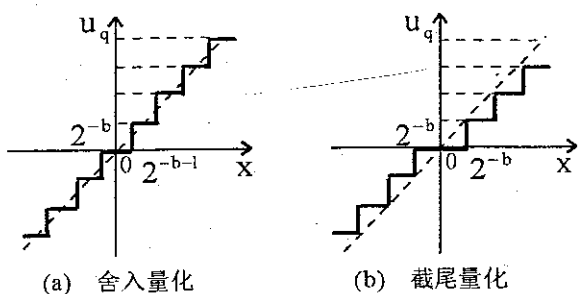


图 3.2 舍入量化及截尾量化示意图

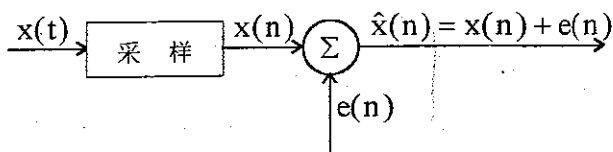


图 3.3 信号量化过程的统计模型

布, 其概率密度函数为

$$p(e) = \begin{cases} q & |e| \leq \frac{LSB}{2} \\ 0 & |e| > \frac{LSB}{2} \end{cases} \quad (3-5)$$

根据概率论, 连续随机变量 x 的概率密度有如下性质^[76]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1 \quad (3-6)$$

因此, 对量化误差 $e(n)$ 的概率密度也有

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(e) de = \int_{-LSB/2}^{LSB/2} q de = 1 \quad (3-7)$$

从而可得 A/D 转换过程量化误差的概率密度为

$$q = \frac{1}{LSB} \quad (3-8)$$

即概率密度等于量化误差范围的倒数。

另外还可看出, 量化误差的平均值为

$$m_e = E[e_n] = \int_{-\infty}^{+\infty} e p(e) de = \int_{-LSB/2}^{LSB/2} (e/LSB) de = 0 \quad (3-9)$$

而量化方差为

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= E[(e_n - m_e)^2] = E[e_n^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} e^2 p(e) de \\ &= \int_{-LSB/2}^{LSB/2} (e^2/LSB) de = (LSB)^2/12 \end{aligned} \quad (3-10)$$

数据采集卡 A/D 转换的量化误差形成对被转换信号 $x(n)$ 的噪声干扰, 这种噪声的平均功率用方差 σ_e^2 表示。在实际应用中, 常定义 A/D 卡的信噪比为信号功率与噪声功率之比, 并以此来描述量化噪声的严重程度

$$\frac{E[x_n^2]}{E[e_n^2]} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \quad (3-11)$$

而且一般用分贝表示, 即信噪比

$$SNR = 10 \log \left[\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right] \quad (3-12)$$

而对于本文所讨论的正弦波而言, 常定义信噪比如下

$$SNR = 20 \log \left[\frac{S_{rms}}{N_{rms}} \right] \quad (3-13)$$

其中 S_{rms} 为正弦波信号的有效值, 假定输入的正弦信号是双极性信号, 则峰-峰

值(满量程)为 2^bLSB , 峰值为 2^{b-1}LSB , 其有效值为 $S_{\text{rms}} = 2^{b-1} \text{LSB} / \sqrt{2}$; N_{rms} 为量化噪声的有效值, 满足 $N_{\text{rms}} = \sqrt{\sigma_e^2} = \text{LSB} / \sqrt{12}$ 。故根据式(3-13)有

$$\text{SNR} = 20 \log \left[\frac{2^{(b-1)} \text{LSB} / \sqrt{2}}{\text{LSB} / \sqrt{12}} \right] = 20 \log(2^b \cdot \sqrt{15}) \quad (3-14)$$

$$\approx 6b + 1.76 \text{ dB}$$

由以上分析可见, 信噪比与 A/D 卡的转换位数 b 成正比, 每增加一位, 信噪比提高约 6dB。信噪比表征了 A/D 卡的动态范围及精度, 由式(3-14)可知, 如果要求 $\text{SNR} \geq 60\text{dB}$, 则转换位数 b 要求在 10 位以上。

由此可见, 量化噪声的方差与 A/D 转换的位数 b 有关, 转换位数越长, 量化噪声越小。但应当考虑到, 送到 A/D 输入端的信号本身就有一定的信噪比, 如果 A/D 转换器的量化单位增量比被测信号的噪声电平小, 则增加 A/D 的位数并不能改善量化信噪比, 反而提高了噪声的量化精度, 是没有必要的^[77]。因此, 本文经研究认为, 在实际应用中, 选择 A/D 卡的位数时, 应以能够满足系统要求的精度为准则, 然后在性能价格比合适的基础上再考虑适当提高 A/D 卡的信噪比, 而不能单纯追求增加 A/D 卡的位数以求得高信噪比, 造成不必要的浪费。

3.1.2 幅值误差及相角误差

1. 幅值误差

假设数据采集卡的满度(满量程)电压为 U_{FS} , 按上面的分析, A/D 转换的最大绝对舍入量化误差为

$$e_{\text{max}} = \pm U_{\text{FS}} 2^{-(b+1)} \quad (3-15)$$

若被测信号的幅值为 U_m , 则由量化误差引起的幅值最大相对误差为

$$|\Delta U_m| = \frac{U_{\text{FS}}}{U_m} \cdot 2^{-(b+1)} \cdot 100\% \quad (3-16)$$

由上式可见, 在不超过 A/D 卡满度电压 U_{FS} 的前提下尽量提高被测信号幅值 U_m (对正弦信号而言, 其峰-峰值一般应满足 $\geq 2/3 U_{\text{FS}}$ ^[38]) 或增加 A/D 卡的转换位数 b , 都可以有效地减小由 A/D 转换对在线检测带来的幅值误差。

2. 相角误差

相角误差对于电容型设备绝缘在线检测中 $\tan\delta$ 测量的准确度具有重要的意义。为了减小相角误差, 除了要求测量系统本身通道之间的固有相角偏差尽可能小以外, 减小由量化误差引起的相角误差也十分重要。

相角误差主要取决于数据采集卡的垂直分辨率和水平分辨率。垂直分辨率, 即归一化后的最小量化电平, 表示为 $\text{LSB} = 2^{-b}$ 。水平分辨率是数据记录长度和

采样速率的函数；而记录长度是一组测量数据的个数。对于被测工频正弦信号 $u = U_m \sin(\omega t - \theta_0)$ 而言，如果采样频率足够高，则在过零点（即 $\omega t = \theta_0$ ）附近，正弦曲线可以近似看成直线，如图 3.4 所示，其斜率为：

$$\left[\frac{du}{d\omega t} \right]_{\omega t = \theta_0} = U_m \quad (3-17)$$

若过零点为非采样点，则可用线性插值方法确定过零点处的相角，此时误差主要来自于零点两侧采样点数值的量化误差。当过零点两侧采样值均为最大量化误差且符号相同时，即

$$\Delta u = e_{\max} = U_{FS} 2^{-(b+1)}$$

则相角误差最大，为：

$$\Delta \theta = \frac{\Delta u}{\left[\frac{du}{d\omega t} \right]_{\omega t = \theta_0}} = \frac{U_{FS}}{U_m} \cdot 2^{-(b+1)} \quad (3-18)$$

比较式 (3-16) 和 (3-18) 可以看出，过零点处的最大相角误差和最大幅值相对误差在数值上相等。

当被测正弦信号在过零点附近可被近似视为直线时，对 A/D 卡的采样速率应满足的条件分析如下：

设数据采样的第一个点为过零点，即 $u_1 = 0$ ，则经过一个采样周期 T_s 后，第二个采样点的数值应为

$$u_2 = U_m \sin(\omega T_s) \quad (3-19)$$

若将过零点附近视为直线，则第二个采样点的数值为

$$u'_2 = U_m \alpha_T \quad (3-20)$$

式中 U_m 为直线的斜率， α_T 为一个采样周期 T_s 所对应的角度值， $\alpha_T = \omega T_s \text{ rad}$ 。根据上述假设，有 $u_2 = u'_2$ ，即

$$U_m \alpha_T = U_m \sin(\omega T_s) \quad (3-21)$$

简化后为 $\omega T_s = \sin(\omega T_s)$ ， $\omega = 2\pi/T$ ， T 为被测正弦信号的周期。根据极限定理，有

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\sin x}{x} = 1 \quad (3-22)$$

由此可知，只有当 $\omega T_s = 2\pi \frac{T_s}{T} = 2\pi \frac{f}{f_s} \rightarrow 0$ 时，式 (3-21) 才成立，即只有当采样频率 f_s 与被测正弦信号频率 f 之间满足 $f_s \gg f$ 时，才能将被测正弦信号在

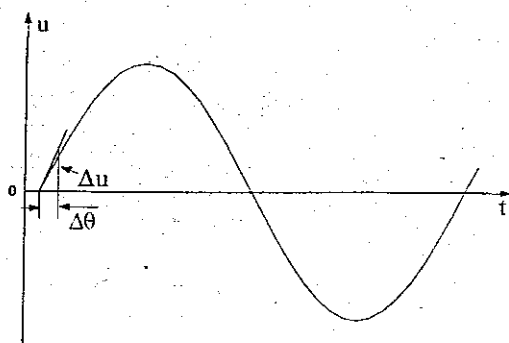


图 3.4 A/D 转换的相角误差估计

过零点附近近似视为直线。

3.2 数字化波形采集系统最佳工作点的仿真研究

在实际应用中,需根据系统测试精度的要求选择数字化波形采集系统 A/D 卡的转换位数 b 和采样速率,其基本方法是^[78]:

(1) 根据系统总的误差要求来选择 A/D 卡的精度和分辨率,并据此确定其转换位数。其中 A/D 卡的精度是指转换后所得结果相对于实际值的准确度^[79],这有绝对精度和相对精度两种表示法。绝对精度可以用最大量化误差来表示,如一个满度电压 U_{FS} 为 10V 的 10 位 A/D 卡,由式 (3-15) 可知其绝对精度为 $\pm 4.88\text{mV}$;而它的相对精度则可用满量程时相对量化误差的百分数来表示,约为 $\pm 0.1\%$ 。而分辨率是指 A/D 卡可检测模拟输入信号最小变量的能力^[80],它是 A/D 卡满度电压 U_{FS} 及位长 b 的函数,其计算公式为:分辨率 = $U_{FS}/2^b$ 。

(2) 根据被测信号的变化率及转换精度要求,确定 A/D 转换速度,以保证系统实时性的要求。

此外,从前面的分析可知,在电容型设备在线检测系统中,其数字化波形采集系统的 A/D 位数和采样频率越高,则获得的数字化波形越接近被测信号的真实波形,且给测量带来的幅值误差及相角误差也越小。但在实际的工程应用中,选择波形采集系统的参数时,既要考虑其性能是否能够满足系统的要求,同时还要考虑系统的造价。因此,应当在系统性能价格比最优的前提下寻求一个最佳的工作点。

3.2.1 最佳工作点的分析

1. A/D 卡转换位数的选择

本文所研究的绝缘在线检测数字化测量系统中,对 $\tan\delta$ 测量的精度要求最高,如 $\pm 0.1\%$ (此处是指绝对精度)。根据前面对量化误差的统计分析,为了保证 A/D 转换能达到较高的信噪比、精度及分辨率,应使其位数为十位以上。本文在此采用十二位的 A/D 卡,其满度电压为 10V,双极性方式工作。由前面分析可知,系统 A/D 转换的分辨率为 $\pm 2.44\text{mV}$,最大量化误差即绝对精度为 $\pm 1.22\text{mV}$,最大相角误差约为 0.02%,只占系统介质损耗测量精度要求的五分之一,精度满足系统要求。

2. A/D 卡转换速率的选择

根据奈奎斯特 (Nyquist) 采样定理,当采样频率大于或等于信号中最高频率的两倍时,信号就完全可由采样值唯一确定,并可通过理想低通滤波器重新恢复原信号波形。

奈奎斯特采样定理是实现无信息损失,重现采样数据的必要条件,要求原始数据的采样以及数据重构都是理想状态。而实际使用中,很难达到这样的理想情况。为了保证数据采集精度,一般选取采样频率为信号中最高频率的 7 ~ 10 倍,

而对于本文所研究的电容型设备绝缘在线检测波形采集系统,其采样速率的设定还应考虑系统的精度要求及设备的具体情况。

对于电容型设备,其介质损耗角 δ 一般在 1% 左右,换算成工频 50Hz 下的时间间隔, $T_\delta = 1\% / \pi \times (1/50) \times 10^6 \div 2\mu\text{S} \approx 31.8\mu\text{S}$ 。为了测出如此一个小的时间间隔, A/D 卡的采样周期必须小于 $31.8\mu\text{S}$, 即采样频率应大于 31.5kHz 。考虑到有的电容型设备如高压油浸纸电容式套管,其 δ 一般更小(0.3%),因此在线检测时所采用的 A/D 卡转换速率应在 100kHz 以上。

值得一提的是,在本文所研究的在线检测系统中,对经过波形采集系统离散、量化的数字化波形采用了快速 Fourier 变换(FFT)算法进行数据处理。因此,有必要在此对 FFT 算法的量化误差对系统测量精度的影响及其与波形采集系统参数间的关系作一简要讨论。

对于最常用的基-2 时间抽取 FFT 算法,其舍入误差和系统量化误差经统计分析有如下结果^[77, 81, 82](FFT 其它算法的误差分析方法与之类似):

(1) FFT 系统定点运算中,采用逐级比例变换防止溢出时,输出的信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{1}{4N \cdot 2^{-2b}} \quad (3-23)$$

(2) FFT 系统浮点运算输出的信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{3}{2\log_2 N \cdot 2^{-2b}} \quad (3-24)$$

(3) FFT 中系数量化误差对 FFT 输出的统计影响为

$$\text{SNR} = \frac{6}{\log_2 N \cdot 2^{-2b}} \quad (3-25)$$

以上三式中 N 为 FFT 输入端的数据点数, b 为输入数据的位数。对本文研究的系统而言, N 即为被测信号一个周期内的采样点数,它与 A/D 卡的采样频率 f_s 成正比,采样频率越高,则采样点数越多;而 b 即为 A/D 卡的转换位数。

从以上三个等式可知,FFT 算法的信噪比随着 A/D 转换位数的增加而提高,但随着采样点数的增加而降低。由此可以得到以下结论,即 A/D 卡的转换位数选定后,虽然从理论上说采样频率越高,经波形采集系统采集到的数字化波形越能真实地反映被测信号波形,但由此造成后级 FFT 数据处理方法信噪比的降低程度却有可能抵消其作用,并且会由于一个信号周期内采样点数的成倍上升而增加后级分析、处理数据的时间,从而降低系统运行的速度。因此,本文经研究认为,从定性的角度来看,对 A/D 卡采样频率的选择有一个折衷点,在这个采样频率上能使波形采集系统与后级信号处理系统之间达成最佳的性能组合。

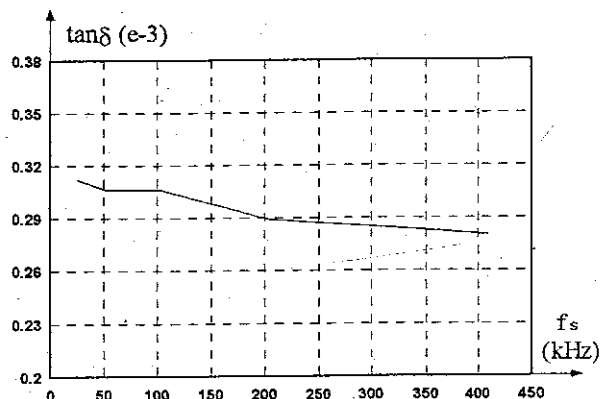
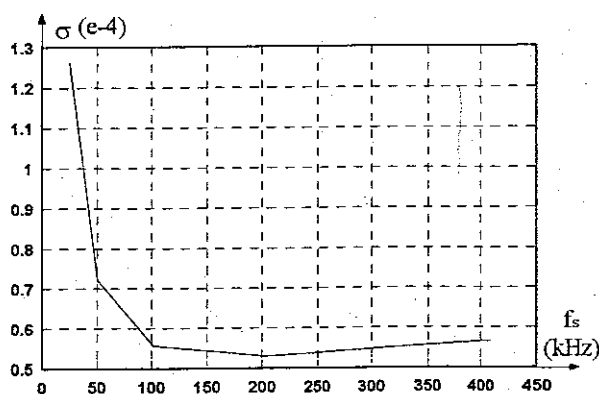
3.2.2 最佳工作点的试验研究

为测试波形采集系统的性能, 分析数据采样频率与 $\tan\delta$ 测量准确度之间的关系, 本文先进行了一系列仿真模拟试验: 即在计算机上采用模拟信号来研究波形采集系统的性能。为了方便讨论, 先选择 $\tan\delta$ 的理论值为 0。表 3.1 为仿真试验的测量结果。其中每个试验结果都是由系统连续采样 100 次后计算出的统计结果, 包括 $\tan\delta$ 的平均值及其方差。波形采集系统中 A/D 卡的位数选择为 12 位。图 3.5 及 3.6 为根据测量结果绘制的 $\tan\delta$ 及其均方根误差 σ 与采样频率 f_s 之间的关系曲线。

从表 3.1 中的仿真试验结果可以看出, 在试验所取的采样频率范围内, 所有的测量结果, 在此也就是 $\tan\delta$ 的绝对误差均在 0.03% 附近, 即波形采集系统及后级数据处理系统两部分的精度约占系统 $\tan\delta$ 测量总精度要求的三分之一, 说明系统可达到工程上的要求, 有良好的准确度。而统计结果也表明, 在同样采样频率下多次试验的结果无明显变化, 且测量结果的均方误差很小, 说明系统测量结果分散性小、稳定性好。分析改变采样频率后的试验结果可知, 随着采样频率

表 3.1 波形采集系统模拟试验结果

序号	采样频率 (kHz)	$\tan\delta$ 测量值 (%)	$\tan\delta$ 均方误差 $\sigma^2(e-8)$
1	25	0.307	1.634
2	25	0.317	1.556
3	51	0.312	0.365
4	51	0.3	0.667
5	102	0.303	0.347
6	102	0.309	0.272
7	204	0.29	0.277
8	204	0.288	0.289
9	409	0.28	0.268
10	409	0.28	0.380

图 3.5 $\tan\delta$ 模拟试验测量结果 $\tan\delta$ - f_s 曲线图 3.6 $\tan\delta$ 模拟试验均方根误差 σ - f_s 曲线

率的提高, $\tan\delta$ 测量值的绝对误差及均方根误差 σ 总体上呈下降趋势, 即系统测量的准确度、分散性和稳定性均随采样频率的提高而有所改善。其中在采样频

率小于 100kHz 时,随着采样率的提高, σ 的下降趋势较为明显;而当采样频率高于 100kHz 时,随着采样率的提高,系统测量准确度提高的趋势越来越平缓。这说明片面追求波形采集系统的高采样率在此已意义不大,反而会因一个信号周期内采样点数的成倍增长而增加后级分析、处理数据的时间,从而降低了系统运行的速度。同时,这也证实了本文前面分析结果的正确性,即随着采样频率的进一步提高,后级数据处理的量化误差带来的影响逐渐增强,抵消了波形采集系统因采样频率提高所带来的优势。从图 3.5 和 3.6 所示的曲线来看,综合考虑测量结果的绝对误差及均方根误差,采样频率 f_s 在 200kHz 附近时 $\tan \delta$ 和 σ 的误差都比较小。因此,本文认为,当 $\tan \delta$ 测量的精度要求为 $\pm 0.1\%$ 时,如波形采集系统采用 12 位 A/D 数据采集卡,则选择 200kHz 左右的采样频率较为理想。若要进一步提高系统测试的精度和准确度,应在中速采样的基础上,适当增加 A/D 卡的转换位数。

3.3 本章小结

本章根据电容型设备的绝缘性能及特点,研究了电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测数字化波形采集系统。主要分析了波形采集系统的性能,从理论上对 A/D 转换的量化误差及其统计模型加以研究,并讨论了由此给被测信号带来的幅值测量误差及给 $\tan \delta$ 测量引入的相角误差。此外还分析了与波形采集系统密切相关的后级数据处理方法——FFT 算法的量化误差对测量系统的影响及其与数据采集系统参数之间的关系。

经研究得出以下结论:

1. 电容型设备在线检测波形采集系统的量化误差是造成系统测量幅值误差和相角误差的主要因素之一,是由数据采集卡进行被测信号 A/D 转换时的量化过程引起的。幅值误差和相角误差与 A/D 卡的转换位数及采样速率密切相关, A/D 卡的转换位数越长、采样速率越高,则波形采集系统的误差越小。
2. 定性分析和仿真试验表明,波形采集系统与后级数据处理系统的量化误差之间存在着相互制约的关系。即波形采集系统的量化误差,包括幅值误差和相角误差虽然随着 A/D 转换位数的增加及采样频率的提高而不断减小;但对数据处理系统而言,其量化误差虽然也随着 A/D 转换位数的增加而减小,却随着采样频率的提高而增大,同时由于后级数据处理的时间成倍增长而使整个系统的工作速度大受影响。因此,要提高整个测试系统的性能,应主要考虑在 A/D 卡采样速率满足系统要求的前提下适当提高 A/D 转换的位数。
3. 从仿真试验的结果也可看出,在 A/D 卡转换位数一定的前提下,随着采样速率的提高, $\tan \delta$ 测量的绝对误差及其均方误差曲线均呈下降趋势;如进一步提高采样速率,则两条曲线便趋于平缓。由此可知,整个测量系统的性能并不是随着 A/D 转换位数的增加及采样频率的增大而不断提高,而是存在一个优选点。当

波形采集系统的参数选择在优选点附近时，整个测量系统的性能价格比也最优。而在实际应用中，此最佳工作点应当根据系统精度等的具体要求进行选择。

第四章 $\tan\delta$ 在线检测中的数字化信号处理方法

数字化信号处理是电容型设备在线检测的重要步骤，由计算机将经过离散、量化的被测信号进行分析、计算，最终得到 $\tan\delta$ 及其它被测参数的准确结果。

在正常情况下，电容型试品的介质损耗角 δ 通常在 1° 以内，因此 $\tan\delta$ 的测量属于精密测量。此外，电容型设备的电流信号一般比较弱，而在电力系统现场存在极强的噪声背景，其中影响设备 $\tan\delta$ 在线检测精度的主要干扰因素包括周期性干扰信号（尤以电力系统的高次谐波干扰最为严重）、随机干扰信号等。

本文针对现场干扰的具体特点以及如何有效消除它们对测量准确性的影响，从两方面对 $\tan\delta$ 在线检测的数字化信号处理方法进行了研究：

- (1) 采用快速 Fourier (FFT) 算法进行数字信号的基本处理，滤除被测信号中的电力系统谐波；同时分析现场随机噪声对 FFT 算法的影响。
- (2) 研究自适应信号处理方法在改善 $\tan\delta$ 测量结果稳定性方面的应用。

4.1 $\tan\delta$ 算法的基本原理

图 4.1 所示为由传感器系统检测到的反映被测电容型设备电流的电压 $u_i(t)$ 及基准电压 $u'_v(t)$ 的信号波形（对基准电压的实际波形 $u_v(t)$ 已进行了 90° 移相），两个波形之间的相角差即为设备的介质损耗角 δ 。

由数学分析可知，任一周期函数均可由一系列正弦量叠加的 Fourier 级数表示，因此， $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 便可分别表示如下：

$$u_i(t) = U_{i0} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{ikm} \sin(k\omega t + \varphi_{ik}) \quad (4-1)$$

$$u'_v(t) = U_{v0} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{vkm} \sin(k\omega t + \varphi_{vk}) \quad (4-2)$$

其中 $\omega = 2\pi/T$ 为基波角频率， T 为电流及电压信号的周期， U_{i0} 、 U_{v0} 分别为 $u_i(t)$ 和 $u'_v(t)$ 中所含直流分量， $k=1$ 时两者的正弦分量分别表示其基波分量，

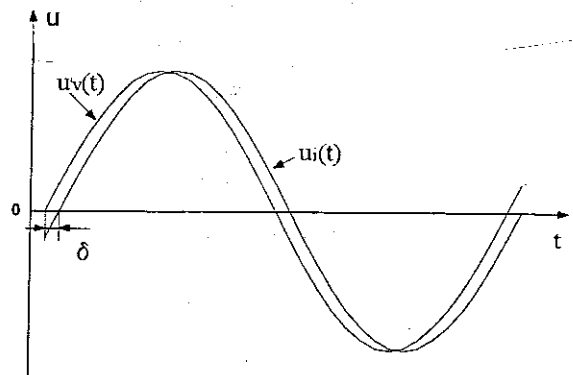


图 4.1 反映被测电流的电压及基准电压波形示意图

$u_i(t)$ —反映被测电流的电压信号

$u'_v(t)$ —基准电压信号

而其余分量则为它们各自的 k 次谐波。

要得到被测设备的介质损耗角 δ ，进而求得 $\tan\delta$ ，首先必须获得两个信号波形的基波分量，即工频 50Hz 的信号。而 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 的基波分量可表示为：

$$u_{i1}(t) = U_{i1m} \sin(\omega t + \varphi_{i1}) \quad (4-3)$$

$$u'_{v1}(t) = U_{v1m} \sin(\omega t + \varphi_{v1}) \quad (4-4)$$

其中 φ_{i1} 和 φ_{v1} 分别为两信号波形的基波初相角。由此便可以得到被测设备的介质损耗角为

$$\delta = \varphi_{v1} - \varphi_{i1} \quad (4-5)$$

因此，求解电容型设备介质损耗角 δ 及 $\tan\delta$ 的关键就在于去除系统谐波干扰的影响，准确地求得 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 的基波分量及其初相角。

在第三章中已讨论，测量系统实际获得的 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 是经过离散、量化后的有限长度的离散周期序列，而对于有限长时间序列

$$x(n) = \cos\left(\frac{2\pi m}{N} n\right) \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 0 < m < N$$

式中， N 表示序列的总长度，对应于离散波形的总采样点数；而 m 对应于波形的频率。经离散 Fourier 变换（Discrete Fourier Transform，简称 DFT）后

$$\begin{aligned} X(k) &= \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N} kn} = \sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi m}{N} n\right) e^{-j\frac{2\pi}{N} kn} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2} \left(e^{j2\pi \frac{m}{N} n} + e^{-j2\pi \frac{m}{N} n} \right) e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{n}{N} (m-k)} + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m+k)} \end{aligned}$$

因为 $0 < m < N$ ，因此有

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{n}{N} (m-k)} = \begin{cases} N, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases}$$

及
$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m+k)} = \begin{cases} N, & k = N - m \\ 0, & k \neq N - m \end{cases}$$

所以对 $X(k)$ 满足

$$X(k) = \begin{cases} \frac{N}{2} & k = m \text{ 或 } k = N - m \\ 0 & k = \text{其它} \end{cases} \quad 0 \leq k < N \quad (4-6)$$

此外，对于有限长时间序列

$$y(n) = \sin\left(\frac{2\pi m}{N}n\right) \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 0 < m < N$$

经 DFT 变换后

$$\begin{aligned} Y(k) &= \text{DFT}[y(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \sum_{n=0}^{N-1} \sin\left(\frac{2\pi m}{N}n\right) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2j} \left(e^{j2\pi\frac{m}{N}n} - e^{-j2\pi\frac{m}{N}n} \right) e^{-j2\pi\frac{k}{N}n} \\ &= \frac{1}{2j} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{n}{N}(m-k)} - \frac{1}{2j} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\frac{n}{N}(m+k)} \end{aligned}$$

经过类似于式 (4-6) 的推导可得

$$Y(k) = \begin{cases} \frac{N}{2j} & k = m \\ -\frac{N}{2j} & k = N - m \\ 0 & k = \text{其它} \end{cases} \quad 0 \leq k < N \quad (4-7)$$

而对于有限长时间序列

$$z(n) = \cos\left(2\pi\frac{f}{f_s}n + \varphi\right) \quad 0 \leq n \leq f_s - 1, \quad 0 < f < f_s$$

其中, f 对应于时域波形的频率, f_s 对应于离散波形采样频率。经 DFT 变换后

$$\begin{aligned} Z(k) &= \text{DFT}[z(n)] \\ &= \text{DFT}\left[\cos\left(2\pi\frac{f}{f_s}n\right)\cos\varphi - \sin\left(2\pi\frac{f}{f_s}n\right)\sin\varphi\right] \\ &= \cos\varphi \cdot \text{DFT}\left[\cos\left(2\pi\frac{f}{f_s}n\right)\right] - \sin\varphi \cdot \text{DFT}\left[\sin\left(2\pi\frac{f}{f_s}n\right)\right] \end{aligned}$$

由式 (4-6) 及 (4-7) 可以推出

$$Z(k) = \begin{cases} \frac{N}{2}(\cos\varphi + j\sin\varphi) & k = f \\ \frac{N}{2}(\cos\varphi - j\sin\varphi) & k = f_s - f \\ 0 & k = \text{其它} \end{cases} \quad (4-8)$$

$$0 \leq k < f_s$$

由式 (4-8) 可以看出, 时间序列 $z(n)$ 的初相角 φ 可通过

$$\varphi = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{\operatorname{Im}[Z(f)]}{\operatorname{Re}[Z(f)]} \right] \quad (4-9)$$

求出。

4.2 FFT 算法在 $\tan\delta$ 在线检测中的应用

4.2.1 FFT 的基本算法^[75, 77, 79]

FFT (Fast Fourier Transform) 是 DFT 的高效、快速算法, 已知一个有限长时间序列 $x(n)$ ($0 \leq n \leq N-1$) 的离散 Fourier 变换 DFT 及其反变换 IDFT 可以定义为

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-10)$$

$$x(n) = \text{IDFT}[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-11)$$

式中 $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ 。通常 $x(n)$ 和 $X(k)$ 都是复函数, 如按复数形式展开式 (4-10), 则

$$\begin{aligned} X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} & \left\{ \left(\operatorname{Re}[x(n)] \operatorname{Re}[W_N^{kn}] - \operatorname{Im}[x(n)] \operatorname{Im}[W_N^{kn}] \right) \right. \\ & \left. + j \left(\operatorname{Re}[x(n)] \operatorname{Im}[W_N^{kn}] - \operatorname{Im}[x(n)] \operatorname{Re}[W_N^{kn}] \right) \right\} \quad (4-12) \\ & k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned}$$

此时, 如果直接用 DFT 对一个 N 点序列进行频谱计算, 运算时间近似正比于 N^2 。当 N 很大时, 运算工作量将会很大。如 $N = 1024$ 时, 需要进行复数乘法运算约 100 多万次, 这使 DFT 的应用大受限制。

FFT 算法利用 DFT 中权函数 W_N^{kn} 的周期性和对称性, 可以提高 DFT 的运算效率。

(1) W_N^{kn} 的周期性, 即

$$W_N^{(k+N)n} = W_N^{k(n+N)} = W_N^{kn}$$

(2) W_N^{kn} 的对称性, 即

$$W_N^{k(N-n)} = W_N^{-kn} = (W_N^{kn})^*$$

$$W_N^{(k+N/2)} = -W_N^k$$

利用上述两个性质, 可对式 (4-12) 进行合并, 这样, 乘法运算次数大约可减少一半。此外, 利用 W_N^{kn} 的周期性和对称性, 可将长序列的 DFT 分解为更

小点数的 DFT。DFT 的运算量是与 N^2 成正比的, 如果一个大点数 N 的 DFT 能分解为若干小点数 DFT 的组合, 则显然可以达到减少运算工作量、快速计算序列 DFT 的目的, 这就是快速 Fourier 变换 (FFT) 的基本思想。

时间抽取的 FFT 算法 (Decimation-in-Time Algorithm, 简称 DIT) 是最基本的 FFT 算法之一, 它利用权函数 W_N^{kn} 的周期性和对称性, 将 DFT 的计算分解成逐次变小的 DFT 计算, 其分解过程是将时间序列 $x(n)$ 按奇偶分解, 而将频率分量 $X(k)$ 按前后分半。

设 N 点序列 $x(n)$, $N = 2^M$, M 为正整数; 如以 $N = 2^3 = 8$ 为例进行推导。

时间信号序列表示为:

$$x(n) = \{x(0), x(1), x(2), x(3), x(4), x(5), x(6), x(7)\}$$

其 DFT 为

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

先将 $x(n)$ 按序号进行奇偶分解

$$\begin{cases} g(r) = x(2r) & \text{偶数项} \\ h(r) = x(2r+1) & \text{奇数项} \end{cases} \quad r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (4-13)$$

则 $x(n)$ 的 DFT 变为

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0,2,4,\dots} x(n) W_N^{kn} + \sum_{n=1,3,5,\dots} x(n) W_N^{kn} \\ &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} g(r) W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} h(r) W_{N/2}^{rk} \\ &= G(k) + W_N^k H(k) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \end{aligned} \quad (4-14)$$

式中 $G(k)$ 和 $H(k)$ 都是 $N/2$ 点的 DFT。

此时再将 $X(k)$ 按频率前后分为两组。由式 (4-14) 可知, 前 4 个 k 值的 $X(k)$ 表示为

$$X(k) = G(k) + W_N^k H(k) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1$$

后 4 个 k 值的 $X(k)$ 表示为

$$\begin{aligned} X(k + \frac{N}{2}) &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} g(r) W_{N/2}^{r(k+\frac{N}{2})} + W_N^{(k+\frac{N}{2})} \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} h(r) W_{N/2}^{r(k+\frac{N}{2})} \\ &= G(k) - W_N^k H(k) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \end{aligned} \quad (4-15)$$

因此有

$$\begin{cases} X(k) = G(k) + W_N^k H(k) \\ X(k + N/2) = G(k) - W_N^k H(k) \end{cases} \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (4-16)$$

由式 (4-16) 表示的这种将时间序列逐次偶奇分解的过程可由图 4.2 的信号流程图表示。从图中可以看出, 这相当于把原来 N 点的 DFT 运算分解成两个 $N/2$ 点的 DFT 计算。

因为前面假设 N 是 2 的整数幂, 所以 $N/2$ 也为偶数, 这样又可以进一步将 $N/2$ 点的 DFT 计算再分解成 $N/2$ 点的 DFT 运算。如此循环分解, 直到计算 2 点的 DFT (即最小的 DFT 运算), 不能再分解为止。最后可得到如图 4.3 所示的时间抽取 FFT 算法的信号流程图。

从图 4.3 可以看出, 对于任何一个 2 的整数幂 $N = 2^M$, 总可以通过 M 次分解后成为 2 点的 DFT 运算。这 M 次分解构成从 $x(n)$ 到 $X(k)$ 的 M 级迭代运算, 每级有 $N/2$ 个蝶形算法。完成

每一个蝶形算法需要进行 1 次复数乘法运算和 2 次复数加法运算。

因此, 完成 N 点 DFT 的时间抽取 FFT 算法的总运算量为: 复数乘法运算次数 $(N/2)\log_2 N$ 次; 复数加法运算 $N\log_2 N$ 次, 与不分解时 DFT 的复数乘法次

数 N^2 相比: $K = \frac{N^2}{(N/2)\log_2 N} = \frac{2N}{\log_2 N}$ 。

由此可见, 时间抽取 FFT 算法的复数乘法次数大为减少, 而且压缩的程度与点数 N 有关, N 越大, 压缩比 K 越大。例如 $N = 1024$ 时 $K = 205$, 即比原来直接计算要快约 200 倍。因此, FFT 算法极大地节省了 DFT 的运算时间。

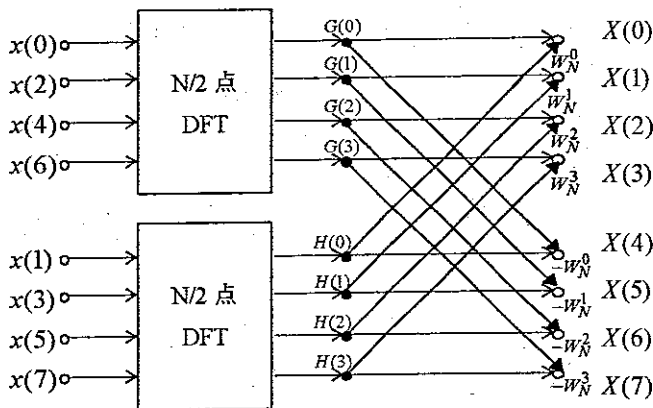


图 4.2 N 点 DFT 分解成两个 $N/2$ 点 DFT 的时间抽取信号流程图 ($N=8$)

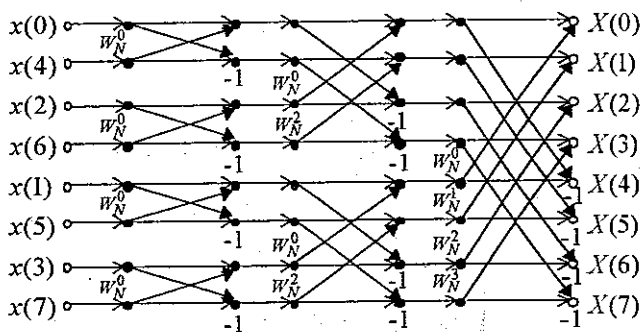


图 4.3 $N=8$ 时间抽取 FFT 算法信号流程图

4.2.2 采用实用化 FFT 算法进行谐波分析

以上讨论 FFT 算法时假设 N 点序列 $x(n)$ 的长度 N 为 2 的整数次幂, 即 $N = 2^M$, M 为正整数, 这种以 2 为基的 FFT 算法称为基-2 算法, 它是 FFT 众多算法中最基本、也是最常用的算法之一。

Fourier 变换 (FT) 在电力工程中的应用十分广泛, 包括计算和分析电力系统的谐波含量、电压波动、元件阻抗、谐波共振等。然而本文分析发现, 基-2 算法并不适用于分析此处在线检测中的工频 50Hz 信号。因为基-2 算法是以时间序列 $x(n)$ 的长度 N 满足 $N = 2^M$ 为条件, 而在这种情况下工频信号的谐波频率并不能直接与经基-2 算法计算得到的谱线频率相对应。因此, 在这里需要一种能够适应一定采样频率、并能分解出与电力系统频率相吻合的 FFT 频率谱线的实用化 FFT 算法。

1. 基-2 系列 FFT 算法与电力系统频率

在 DFT 运算中时域信号的采样频率 f_s 、采样点数 N 及频率分辨率 F 之间的关系示例如表 4.1 所示。其中频率分辨率 F 定义为离散频谱中两相邻谱线之间的频率增量^[83], 它与采样频率 f_s 及采样点数 N 之间满足关系式 $F = f_s/N$ 。

表 4.1 采样频率、采样点数及它们与工频 50Hz 之间的关系

采样频率 (Hz)	采样点数 (点)	50Hz 周期数	频谱谱线 个数	频率分辨率 (Hz)	最接近 50Hz 的频率谱线	最大频率 分量(Hz)
1,000	1,024	51.2	512	0.9765625	49.8046875	500
2,000	1,024	25.6	512	1.953125	50.78125	1,000
5,000	1,024	10.24	512	4.8828125	48.828125	2,500
10,000	1,024	5.12	512	9.7656625	48.828125	5,000
1,024	1,024	50.0	512	1.0	50.0	512
2,048	1,024	25.0	512	2.0	50.0	1,024
4,096	1,024	12.5	512	4.0	50.78125	2,048
8,192	1,024	6.25	512	8.0	49.152	4,096
1,000	1,000	50.0	500	1.0	50.0	500
2,000	1,000	25.0	500	2.0	50.0	1,000
5,000	1,000	10.0	500	5.0	50.0	2,500
10,000	1,000	5.0	500	10.0	50.0	5,000

从表 4.1 的数据可以很清楚地看到, 基-2 算法分解得到的谱线频率与电力系统的频率之间是不相配的。当一组采样数据中所包含的电力系统工频周期数不是整数时, 电力系统的基波频率及其谐波与由 FFT 算法产生的谱线所代表频率相互不一致。通过改变采样频率可以减小这种不一致性, 但只能在有限的范围内产生效果, 而无法从根本上解决问题。

从表中所列数据还可知,当采样点数取 1000 点时,在相应的采样频率下采样数据中所包含的电力系统工频周期数恰好是整数,因此经过 FFT 算法产生的谱线频率能够很好地与电力系统的基波频率及其谐波相对应。这种长度 N 不满足 $N = 2^M$ 的有限长序列的 DFT 运算要由混合基 FFT 算法才能实现。

2. 混合基 FFT 算法

当有限长序列 $x(n)$ 的长度 N 不能分解成几个相同数的因子的乘积时,如 $N = 60 = 3 \times 4 \times 5 = 12 \times 5 = 2 \times 2 \times 5 \times 3$,那么,就需要分别进行 3 点、4 点、5 点的或 12 点、5 点的或 2 点、2 点、5 点、3 点的 DFT 变换来进行快速 Fourier 运算,通常称这种算法为混合基 FFT 算法。

实际上电力系统的工频周期信号及其谐波属于无限长信号,而要对无限长周期信号进行频谱分析就必须按一定的长度将其截断成为有限长序列之后再进行分析。从无限长信号截取一段长度为 N 的有限长序列的过程,在数字信号处理中称为“加窗”。当窗长等于(或整数倍于)信号周期时,采样频率间隔与信号频率相等(或成整数倍关系)——同步采样,则经过 FFT 频谱分析得到的结果和信号的实际频谱相同,分析结果中没有畸变^[84-86]。而当窗长不满足以上整周期截断条件时,根据数字信号处理理论,在进行 FFT 谐波分析时将出现“频谱泄漏”现象,从而降低了频谱的分析精度。而从前面的分析可知,在采用基-2 算法对电力系统的工频信号及其谐波进行分析时,所选择的采样频率及采样点数往往不能保证一组采样数据中所包含的工频周期数恰好是整数,那么,在信号处理过程中必将出现频谱泄漏现象,这种情况下只能得到信号基波及各次谐波频谱的近似值。

混合基 FFT 算法能够很容易地满足运用 FFT 算法进行谐波分析时的整周期截断条件。如要实现 2000 点 50Hz 信号的频谱分析,唯一的方法便是采用混合基 FFT 算法完成 $2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 5 \times 5 \times 5$ 或 $2 \times 10 \times 10 \times 10$ 的 DFT 运算。混合基 FFT 算法使数据长度及采样频率的选择更加灵活,单个基的 FFT 运算如 2 点、3 点、4 点、5 点、6 点…等 FFT 运算可以按任何顺序组合起来以适应采样点数的需要。图 4.4 所示为一个 12 点($2 \times 3 \times 2$) FFT 运算的简单信号流程图。采用混合基 FFT 算法对电力系统工频 50Hz 信号进行频谱分析很好地消除了频谱泄漏现象。

3. 电网频移的影响

在电力系统中,电压、电流均

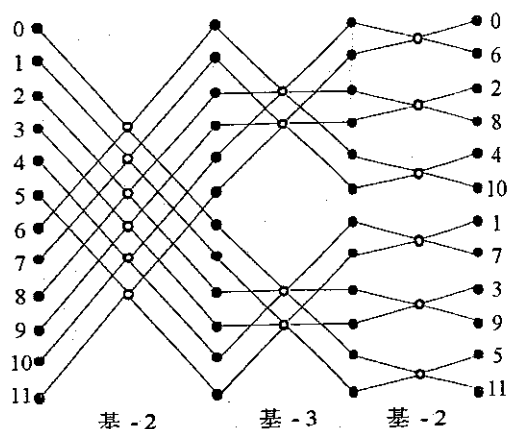


图 4.4 12 点 $2 \times 3 \times 2$ FFT 运算信号流程简图

是以工频 20mS 为周期的信号,但由于受到电网中各种因素的影响,其基波频率常会偏离 50Hz,即周期偏离 20mS。在电容型设备 $\tan \delta$ 的在线检测中同样存在 $u_i(t)$ 及 $u_v(t)$ 的基波频率随时间偏移的情况。如果不及时掌握电网电压及被测信号的周期,则很难保证所采集到的信号满足 FFT 运算所要求的整周期截断的条件,从而在进行 FFT 谐波分析时将出现频谱泄漏。在实际信号的周期偏离 20mS 时,如果仍将信号的周期当作 20mS 去处理,则还会造成处理结果的误差。

解决上述问题的方法是:首先对被测信号的周期进行实时测量,并以此周期作为总的采样时间,再根据 FFT 处理在一个信号周期内所需采样点数确定采样点之间的时间间隔(即采样频率),对被测原始采样信号重新进行插值,使总的采样时间与被测信号的实际周期之间满足整周期截断的条件,从而得到正确的频谱分析结果。

4.2.3 FFT 算法用于 $\tan \delta$ 在线检测的仿真研究

在电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测中,FFT 算法的主要作用就是从含有电力系统高次谐波及随机噪声干扰的被测信号中有效地抑制谐波等干扰信号,提取出工频 50Hz 的基波信号,从而准确地计算出被测设备的介质损耗角 δ 及 $\tan \delta$ 。本文针对在高次谐波及随机噪声干扰的影响下,如何在 $\tan \delta$ 的在线检测中应用 FFT 算法进行了仿真研究。

从 4.1 节中的讨论可知,电容型设备的介质损耗角 δ 是通过测量反映被试品电流的电压信号 $u_i(t)$ 与基准电压信号 $u_v(t)$ 之间的相位差得到的,而两信号均为正弦周期信号。在此,采用两个正弦信号来模拟 $u_i(t)$ 及 $u_v(t)$,如两个波形的表达式如下(此处,基准电压也已经过 90° 移相,为 $u'_v(t)$):

$$u_i(t) = 3 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{180}\right) \quad (\text{V}) \quad (4-17)$$

$$u'_v(t) = 4.5 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{270}\right) \quad (\text{V}) \quad (4-18)$$

其中 $\omega = 2\pi f$, $f = 50\text{Hz}$ 。两波形之间的相角差,即介质损耗角 δ 为 $\pi/180 - \pi/270 \approx 5.81776 \times 10^{-3} \text{rad}$,而 $\tan \delta \approx 5.81776 \times 10^{-3}$ 。

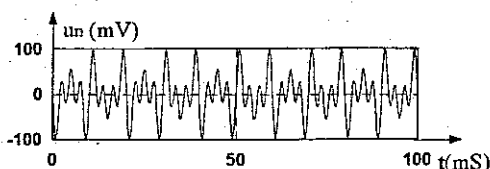
1. 电力系统谐波对 FFT 计算结果影响的仿真研究

根据现场谐波干扰的具体情况^[66]及现场实测信号的波形情况,本文在进行仿真研究时,在模拟被测信号上叠加了三次、五次、七次及九次谐波,并根据电流信号与电压信号受各次谐波干扰的不同程度,分别叠加不同比例的谐波干扰信号。通过对现场谐波分析的实测数据进行大量统计、计算,得到了西北电网中谐波干扰信号在电流及电压信号中所占的大致百分含量,如表 4.2 所示,表中的数值是经过归一化运算后的结果(即将基波分量的百分含量定为 100%)。图 4.5

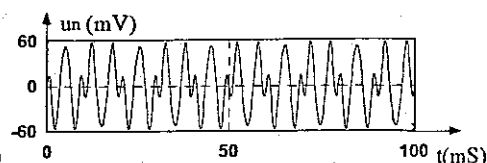
所示为分别叠加在 $u_i(t)$ 和 $u'_v(t)$ 上的谐波干扰信号的时域波形。

表 4.2 各次谐波干扰在 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 中的百分含量

	三次谐波(%)	五次谐波(%)	七次谐波(%)	九次谐波(%)
u_i	1.39	1.673	2.061	0.1
u'_v	1.088	0.611	0.505	0.1



(a) 模拟被测电流信号谐波干扰信号波形



(b) 模拟基准电压谐波干扰波形

图 4.5 模拟谐波周期性干扰信号的波形

将谐波干扰信号叠加到被测信号波形上,可以得到如图 4.6 所示模拟实际测到的反映被试品电流的电压信号及基准电压信号波形。

本文通过采用计算机模拟对采用 FFT 算法抑制谐波干扰的性能进行了仿真研究,经 FFT 算法计算得到介质损耗角 δ 为 5.81776 % rad,与模拟系统的理论值之间的误差小于 10^{-8} 数量级,已难以分辨出来了。同时可计算出 $u_i(t)$ 幅值为 3V, $u'_v(t)$ 幅值为 4.5V,与 (4-17) 和 (4-18) 表达式也相符。这说明 FFT 算法能从叠加有谐波干扰信号的被测信号波形中将工频基波信号准确地提取出来以达到正确求解被测设备介质损耗角及信号幅值的目的,在此基础上可进一步准确地求得被试品的电流及其等值电容等绝缘参数的试验结果。由此可见,本 FFT 算法可排除谐波干扰的影响,具有很强的抗谐波干扰能力,能够满足电容型设备在线检测系统的基本要求。

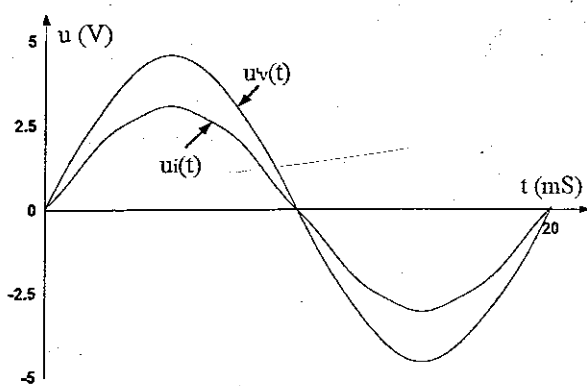


图 4.6 含有谐波干扰的 $u_i(t)$ 和 $u'_v(t)$ 的模拟波形

在此基础上本文又针对随机干扰信号对 FFT 算法性能的影响进行了计算机仿真研究。

2. 随机干扰信号对 FFT 计算结果影响的仿真研究

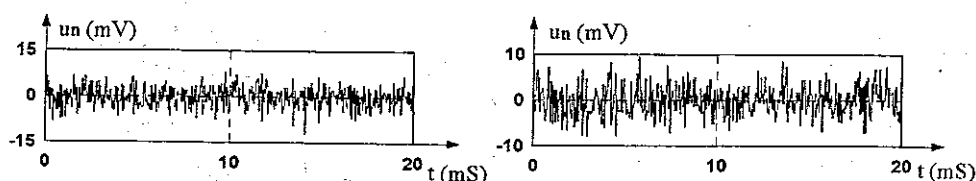
由于在自然界与工程技术中绝大部分随机变量往往服从正态分布^[76],因此本

文在进行随机干扰信号对 FFT 算法性能影响的仿真研究时, 先采用了服从正态分布的随机噪声干扰信号(即高斯白噪声)。

本文在第三章中曾经提到, 对于正弦波而言, 常定义其信噪比为信号波形有效值与噪声信号有效值之间的比值, 其表达式如下

$$SNR = 20 \log \left[\frac{S_{rms}}{N_{rms}} \right] \quad (4-19)$$

本文在进行这部分仿真研究时, 将随机噪声信号及谐波干扰信号同时叠加在被测模拟信号上, 因此噪声干扰实际上包括高斯白噪声和谐波干扰两部分。其中谐波干扰信号含量同上, 而叠加在反映被试品电流的电压和基准电压波形上的两组随机干扰信号均采用方差(即平均噪声功率)为 10^{-5} 的高斯白噪声, 它们的时域波形如图 4.7 所示。叠加有谐波信号和随机干扰信号的 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 的模拟波形则如图 4.8 所示。



(a) 模拟被测电流中的随机干扰信号

(b) 模拟基准电压中的随机干扰信号

图 4.7 模拟随机干扰信号

根据各次谐波的含量及高斯白噪声的方差, 利用式(4-19)可以计算出模拟信号 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 的信噪比分别为 35.5dB 和 44.7dB, 这说明被测信号中干扰信号的含量还是比较高的。

在此模拟信号条件下, 经 FFT 算法进行数据处理后, 得到以下结果。模拟系统的介质损耗角的计算值

$\delta' = 5.85972 \times 10^{-3} \text{ rad}$, 与理论值 $\delta = 5.81776 \times 10^{-3} \text{ rad}$ 之间的绝对误差为:

$\Delta\delta = \delta' - \delta = 4.196 \times 10^{-5} \text{ rad}$; 而相对误差为:

$$e_{\delta} = \frac{\Delta\delta}{\delta} \times 100\% = \frac{4.196 \times 10^{-5}}{5.81776 \times 10^{-3}} \times 100\% \approx 0.72\%$$

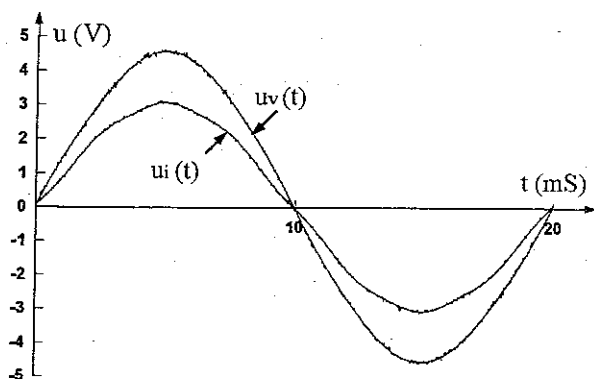


图 4.8 含有谐波干扰及随机噪声干扰的 $u_i(t)$ 及 $u'_v(t)$ 模拟波形

同时可计算出被测电流电压幅值为 2.99992V, 基准电压幅值为 4.50013V, 与理论值的 3V 和 4.5V 之间的相对误差分别为 0.027 % 及 0.029 %。

由以上结果可知, 在本文仿真研究的模拟条件下, 随机噪声干扰对 FFT 算法计算结果的准确性影响很小, 其相角误差和幅值误差远远小于一般测试系统所要求的测量精度, 几乎可以忽略不计。

4.3 采用自适应信号处理方法改善测量结果的稳定性

在现场影响 $\tan\delta$ 测量结果准确性的干扰因素除了系统谐波及随机噪声外, 还有许多其它因素, 如传感器的误差、波形采集系统的量化误差、系统运行电压波动、被测设备与邻相设备之间的工频相间耦合等。对于它们中间那些给测量结果造成固定误差影响的干扰因素, 除改进测量技术外也可以在数据处理中采用软件补偿的方法加以克服。而另外一些干扰因素给测量结果带来的误差却是变化的, 存在一定的不稳定性。如主要表现在对同一台设备的 $\tan\delta$ 进行连续多次测量时, 其多次测试结果之间存在一定的分散性。对于这种误差影响, 无法在数据处理过程中通过简单的“加”或“减”进行补偿。对于这类干扰因素, 是难以通过一般的数字滤波方式加以消除的。自适应滤波^[87, 88]则是解决这一问题的较理想滤波方式, 它在噪声的统计特性未知或变化时, 能够自动调节滤波器本身的单位样本响应特性以满足某种最佳准则的要求, 从而达到最优化的滤波过程。

4.3.1 基于最小二乘 (LS) 准则下的自适应滤波^[89-92]

自适应滤波器的组成及基本原理如图 4.9 所示。在图中, 输入信号 $x(n)$ 通过可编程滤波器滤波或加权后产生一个输出 $\hat{d}(n)$, 将它与期望的参考信号 $d(n)$ 进行比较, 形成误差信号 $e(n)$ 。自适应算法根据此误差信号来调整滤波器的权系数, 最终令 $e(n)$ 逐渐达到最小, 从而使滤波器的输出更逼近于参考信号, 达到自适应信号处理的目的。

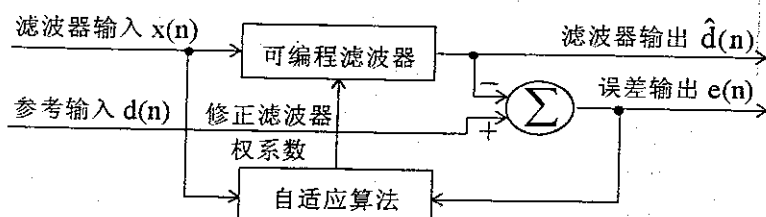


图 4.9 自适应滤波器的示意图

自适应滤波器由可编程滤波器（滤波部分）及自适应算法（控制部分）两部分组成。可编程滤波器即参数可变的滤波器, 包括 FIR（有限脉冲响应）滤波器、IIR（无限脉冲响应）和格型滤波器等。其中由于 FIR 滤波器始终是稳定的, 且能实现线性的相移特性, 因此在许多不希望相位失真的情况下得到了广泛的应

用。设计滤波器所采取的最佳准则就是自适应算法，其作用是对可编程滤波器的参数进行控制以实现最佳工作。

自适应滤波中所选用的最佳准则有最小均方误差（LMS）准则、最小二乘（LS）准则、最大信噪比准则、统计检测准则及其它一些最佳准则，其中应用最广的为最小均方误差准则和最小二乘准则。

最小均方误差（LMS）自适应算法，是使均方误差性能函数达到最小的一种算法，它所构成的滤波器是对一类数据的最佳滤波器。其主要缺点是收敛性能较差，且初始参数的选取很大程度地影响着算法的收敛速度。

最小二乘（RLS）自适应算法，是求累计平方误差性能函数为最小的算法，它所构成的滤波器是对一组已知数据的最佳滤波器。对同一类数据来说，基于LMS准则的自适应算法对不同的数据组导出同样的“最佳”滤波器；而基于LS准则的自适应算法对不同的数据组导出不同的“最佳”滤波器。因而最小二乘法导出的最佳滤波器是“精确”的。基于LS准则的自适应滤波算法初始收敛速度快，且几乎不受初始参数选取的约束。

LS准则下的自适应滤波器设计可以表示为以下的优化问题：

$$\min_W \sum_{n=1}^M |d(n) - X^T(n) \cdot W|^2 \quad (4-20)$$

式中 $d(1), \dots, d(M)$ 为一组标量，表示自适应滤波器的期望输出； $X(n) = [x_1(n), \dots, x_N(n)]^T$ ($n = 1, 2, \dots, M$) 为一组 N 维矢量，表示输入信号样本； $W = [w_1, \dots, w_N]^T$ 为所求的自适应滤波器的权系数。上式可表示成矩阵形式

$$\min_W \|d - X'W\|^2 \quad (4-21)$$

其中

$$X' = \begin{bmatrix} x_1(1), & x_2(1), & \dots, & x_N(1) \\ x_1(2), & x_2(2), & \dots, & x_N(2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_1(M), & x_2(M), & \dots, & x_N(M) \end{bmatrix}$$

$d = [d(1), \dots, d(M)]^T$ 。 X' 、 d 、 W 的维数分别为 $M \times N$ 、 $M \times 1$ 、 $N \times 1$ 维。经过推导，可以得到最小二乘滤波方程如下：

$$W_{LS}^* = [(X')^T X']^{-1} (X')^T d \quad (4-22)$$

其中 W_{LS}^* 即为在LS准则下自适应滤波器的最佳权矢量。

由于用式（4-22）的滤波方程求取自适应滤波器的最佳权系数需要进行矩阵求逆运算，计算量很大。而采用由（4-22）式衍生而来的递推最小二乘（RLS）

算法,能够利用当前一组系数中的全部信息来修正滤波器的系数,因此可以减少运算量。LMS 算法的递推公式如下

$$W_j = W_{j-1} + g(n)[d(n) - X^T(n)W_{j-1}] \quad (4-23)$$

上式的含义是, j 时刻的最佳权系数 W_j 可由 $(j-1)$ 时刻的最佳值 W_{j-1} 加一修正量 $g(n)[d(n) - X^T(n)W_{j-1}]$ 得到。其中, $X^T(n)W_{j-1}$ 是 $d(n)$ 的预测值,由 $(j-1)$ 时刻的最佳权系数及 j 时刻的数据得到,因而称 $[d(n) - X^T(n)W_{j-1}]$ 为预测误差。 $g(n)$ 确定了根据预测误差进行修正时的比例系数,因而称为增益系数。此 $g(n)$ 可由下式得到

$$g(n) = C(n)X(n) = R^{-1}(n)X(n) = X'(X')^T X(n) \quad (4-24)$$

其中 $R(n)$ 为输入样本 X' 的自相关矩阵。

4.3.2 自适应滤波用于改善 $\tan\delta$ 测量结果稳定性的仿真研究

大量实测结果表明, $\tan\delta$ 的在线检测结果通常表现出一定的分散性。被测信号中某些不恒定的干扰信号给系统带来变化的相角误差是造成这种测量结果不稳定性的原因之一。例如测量过程中的工频干扰信号会给被测信号波形带来相移等,而此类误差因素是无法通过对误差信号本身进行滤波加以消除的。因此,只能通过对测量结果进行相应的自适应滤波处理才能达到消除不稳定误差因素的影响。

假设对某被测设备的介质损耗角正切值连续进行 m 次测量,得到一组数据 $\delta(1), \delta(2), \dots, \delta(m)$ 。根据这些数据,可利用如图 4.10 所示的 m 阶自适应滤波器来估计期望的设备介质损耗角正切值结果 d 。

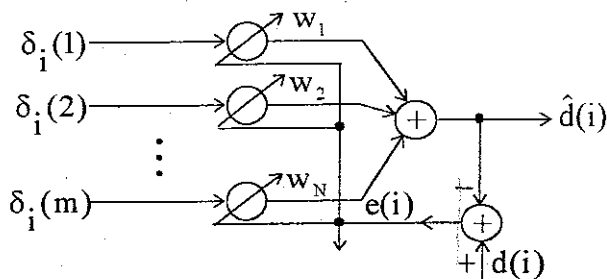


图 4.10 自适应滤波器的结构示意图

本文进行的仿真试验

结果如表 4.3 所示,其中每种情况包括十组仿真测试数据,即 $j=10$; 每组是连续十次的测量结果,即 $m=10$, 总共 100 个测试结果数据。进行仿真试验时,结果数据的最大相角误差可达真值的 150%、70%和 50% (分别对应于 $\tan\delta$ 真值为 1 %、3 %及 5 %的情况), 即令未滤波前的仿真试验数据有较大的分散性,信噪比为 10dB 左右。三种情况下,滤波前和滤波后的数据结果波形分别如图 4.11、4.12 和 4.13 所示。

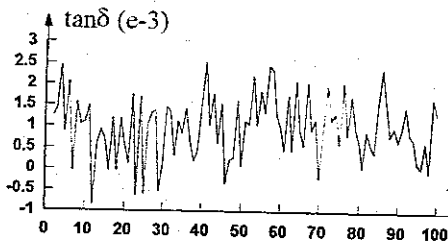
从表中所示的仿真结果可以看出,经过对测量结果进行自适应滤波后的结

果, 与其相应的理论值之间绝对误差范围不超过 $\pm 1\%$, 且各组滤波结果之间的波动范围最大也不超过 $\pm 0.5\%$ 。这说明经过自适应滤波后测量结果的分散性减小, 稳定性有了明显改善。

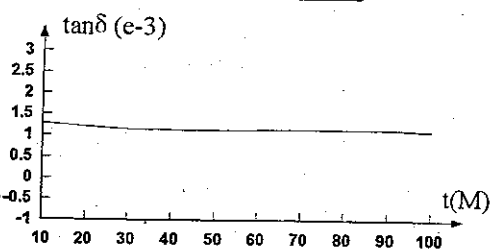
此外, 从图 4.11-4.13 中的数据波形也可以看出, 滤波前的数据结果具有较大的分散性; 而经过滤波后, 数据结果的分散性明显减小, 达到了改善 $\tan \delta$ 测量结果稳定性的效果。

表 4.3 自适应滤波仿真试验结果

序 号	1	2	3
$\tan \delta$ 理论值(%)	1.0	3.0	5.0
滤 波 后 $\tan \delta$ (%)	d(1)	1.27315	2.861229
	d(2)	1.203077	2.872006
	d(3)	1.139611	2.918828
	d(4)	1.11949	2.90791
	d(5)	1.101279	2.932717
	d(6)	1.148555	2.95459
	d(7)	1.135868	2.932673
	d(8)	1.144389	2.939496
	d(9)	1.129465	2.95877
	d(10)	1.094334	2.994984
			5.073777

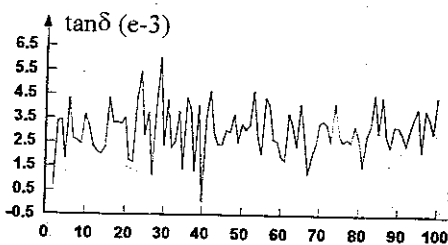


(a) 自适应滤波前的数据曲线

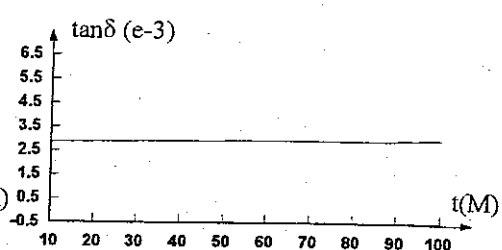


(b) 自适应滤波后的数据曲线

图 4.11 $\tan \delta$ 为 1 % 时的自适应滤波效果

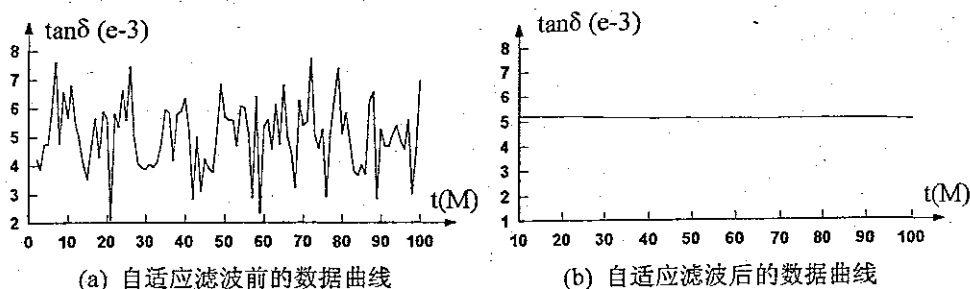


(a) 自适应滤波前的数据曲线



(b) 自适应滤波后的数据曲线

图 4.12 $\tan \delta$ 为 3 % 时的自适应滤波效果

图 4.13 $\tan\delta$ 为 5 % 时的自适应滤波效果

4.4 本章小结

本章针对在线检测现场影响 $\tan\delta$ 测量的各种噪声干扰的特点,研究了电容型设备绝缘在线检测中的数字化信号处理方法。首先分析了 $\tan\delta$ 算法的基本原理,推导出其计算公式。其次研究了以 FFT 算法为核心的数字化波形分析系统,分析了现场高次谐波干扰信号及随机噪声信号对 FFT 算法的影响。此外还讨论了自适应信号处理方法在改善 $\tan\delta$ 测量结果稳定性方面的应用。

经研究得到以下结论:

1. 采用 FFT 算法处理被测信号,可以计算出被测设备的 $\tan\delta$ 及其它有关绝缘参数。另外,通过分析电力系统信号频率的具体情况,本文认为普遍采用的基-2FFT 算法在用于 $\tan\delta$ 在线检测时易产生频谱泄漏现象,给测量造成误差。由此,本文提出采用混合基 FFT 算法进行数据处理,它可有效地避免上述困难。计算机仿真试验结果表明,以 FFT 算法为核心的数字化信号处理方法具有很强的抑制谐波干扰及抗随机噪声干扰的能力,满足 $\tan\delta$ 在线检测的要求。
2. 在现场测试过程中,某些干扰信号会给 $\tan\delta$ 的在线检测结果造成不确定的相角误差,使测量结果不稳定。这种误差无法在数据处理过程中采用固定补偿的办法进行消除。本文尝试将自适应滤波方法用于消除这类干扰带来的影响,理论分析和仿真试验结果表明,自适应信号处理方法对改善 $\tan\delta$ 在线检测结果的稳定性是有效的。

第五章 $\tan\delta$ 的综合相对测量及趋势分析

对高压运行设备进行在线检测的根本目的在于准确掌握设备的绝缘状况,及时发现设备中存在的早期缺陷,以实现对电力设备的状态维修。因此,获得真实、准确的试验结果继而对数据进行正确的综合分析、判断,是完成电气设备绝缘在线检测的两个重要步骤。本文针对目前 $\tan\delta$ 在线检测中存在的基准电压选取及环境因素影响等问题,提出了“综合相对测量法”;并结合在线检测“在线”的特点,研究了测量结果的“趋势分析”方法。

5.1 $\tan\delta$ 的“综合相对测量法”

如第一章曾经提到,在用 PT 提取标准电压信号的检测方法中,由于 PT 的相角差与很多因素有关,因此从 PT 低压侧获取的电压信号并不能完全真实地反映高压侧电压的相位,这也会导致 $\tan\delta$ 的测量结果通常存在分散性较大、准确性和稳定性较差等问题。

另一方面,由于在线检测具有可连续、实时地对被测设备绝缘参数进行监测的特点,因此现场的各种环境因素,如季节、温度、湿度、降雨、降雾等将对测量结果产生很大的影响,使同一台正常运行的设备的绝缘参数在不同环境下的测量值也可能发生较大变化。由此可见,当环境因素有显著变化时,不能单凭设备绝缘参数的增大就认定设备存在缺陷。反之,若全归咎于环境异常恶劣,而忽视绝缘参数等的大幅度变化,也有可能忽略设备已趋于劣化的苗头。所以如何正确对待现场环境因素给在线检测带来的影响是值得注意的问题^[93]。

针对以上问题,本文提出了 $\tan\delta$ 的“综合相对测量法”(相应地,本文将采用 PT 获取基准电压测量设备 $\tan\delta$ 的测量方法称为“绝对测量法”)。该方法的基本思想是不用 PT 低压侧电压作为基准电压来测量设备 $\tan\delta$ 的“绝对值”(即设备的 $\tan\delta$),而是选择在相同相别下运行的多台电容型设备,以它们之间的电流信号互为基准信号进行比较,求出各设备间 $\tan\delta$ 的差值,即“相对介质损耗角正切值”($\Delta\tan\delta$),并根据此多个相对介质损耗角正切值的变化趋势来综合判断设备的绝缘状况,发现设备中存在的缺陷。“综合相对测量法”,与以往简单的 $\tan\delta$ “相对测量法”的区别在于:它不是仅仅将被测设备与一台绝缘良好(即本身介质损耗极小)的同类设备进行一次比较^[16, 26],或单纯地将两台同类型、同相别设备相比较进行 $\tan\delta$ 的一次相对测量^[27]。

从图 5.1 中所示可以很清楚地看到,将两台电容型设备的电流信号 $\dot{i}_{x1}$ 和 $\dot{i}_{x2}$ 进行相位比较,便可得到两设备介质损耗角 δ 之间的差值 $\Delta\delta_{12}$ 及 $\Delta\tan\delta_{12}$ (当 δ_1 、 δ_2 很小时, $\Delta\tan\delta_{12} \approx \Delta\delta_{12} = |\delta_1 - \delta_2| \approx |\tan\delta_1 - \tan\delta_2|$)。当相互比较

的两台设备绝缘都良好时,其相对介质损耗角 $\Delta \delta$ 及 $\Delta \tan \delta$ 一般是一个很小的数值;如其中一台设备出现故障缺陷,其 $\tan \delta$ 将明显增大,从而导致两台设备间的 $\Delta \delta$ 及 $\Delta \tan \delta$ 也发生明显变化。若要进一步判断是哪一台设备存在缺陷,则需要在三台以上的同相设备之间进行 $\tan \delta$ 的综合相对测量。在此以三台同相电容型设备之间的相对测量为例,给出“综合相对测量法”相应的故障诊断规则简表 5.1。

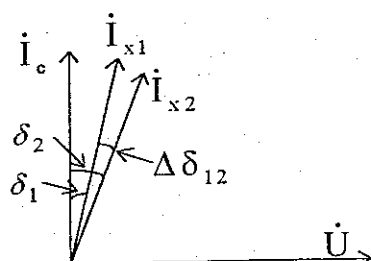


图 5.1 “综合相对测量法”原理图

表 5.1 从“综合相对测量法”结果的变化趋势判断设备缺陷

表中的 $\Delta \tan \delta_{12}$ 、 $\Delta \tan \delta_{13}$ 和 $\Delta \tan \delta_{23}$ 分别代表设备 1 和设备 2、设备 1 和设备 3 以及设备 2 和设备 3 之间的相对介质损耗角正切值。从表 5.1 可知,当三台设备的绝缘都良好时,用“综合相对测量法”在

$\Delta \tan \delta_{12}$	$\Delta \tan \delta_{13}$	$\Delta \tan \delta_{23}$	结 论
不变	不变	不变	三台设备均无缺陷
变化	变化	不变	设备 1 有缺陷
变化	不变	变化	设备 2 有缺陷
不变	变化	变化	设备 3 有缺陷
变化	变化	变化	至少两台有缺陷

一段时间内测得三台设备间的相对介质损耗角正切值不会有明显的变化。而当三台设备中的任何一台存在缺陷时,由于其 $\tan \delta$ 明显增大,该设备与其它两台设备之间的相对介质损耗角及其正切值便会发生明显变化。由三台设备间相对介质损耗角正切值测量结果的变化趋势,根据表 5.1 中的规则便可以诊断出存在缺陷的设备。

同时还应注意到,当三台设备中如有两台以上存在缺陷时,三个相对介质损耗角正切值的数值均会变化,这时仅根据 $\Delta \tan \delta_{12}$ 、 $\Delta \tan \delta_{13}$ 和 $\Delta \tan \delta_{23}$ 的变化情况则难以判断究竟是哪几台设备存在缺陷。这说明在进行 $\tan \delta$ 的综合相对测量时,相互比较的设备台数越多,越有利于检测出存在缺陷的设备。但设备台数也不宜太多,因为如果设备数越多,则进行诊断时参数也就越多,诊断规则不易掌握;另一方面,变电站中多台设备同时出现故障的可能性虽然存在,但这种几率却很小。由此可见,在用“综合相对测量法”对电容型设备的 $\tan \delta$ 进行在线检测时,每组选择 4~6 台同相设备作相对测量就足够了;而且重要的是对比较的设备台数太多还不便于通过在线检测来观察此差值的变化趋势。图 5.2 所示为用“综合相对测量法”测量两个电容型设备之间相对介质损耗角正切值的原理示意图。

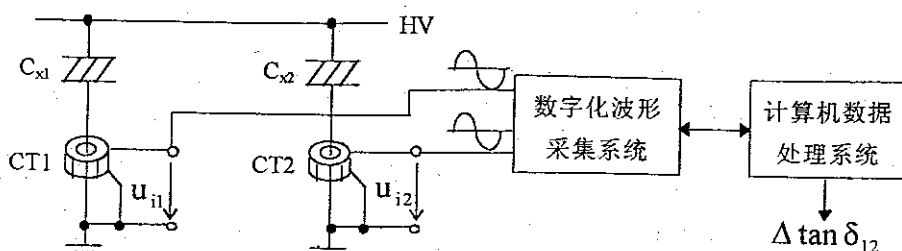


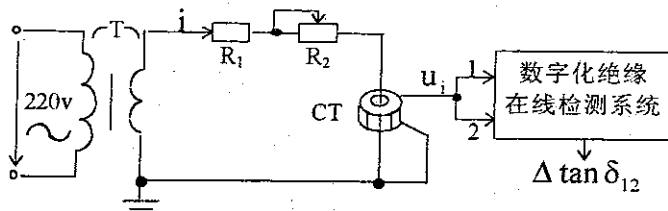
图 5.2 “综合相对测量法”测量原理图

与 $\tan \delta$ 的“绝对测量法”相比，“综合相对测量法”具有以下几个明显优点：①不需要从 PT 二次侧提取基准电压，从而避免了从 PT 引入不稳定的角差，消除了影响 $\tan \delta$ 测量准确性及稳定性的一个主要误差来源，同时简化了测量系统的硬件线路。②在测试现场，同相设备的运行状态和工作环境相似，特别是同类型、同相别的设备（如同为套管、同为 CT 等），则受到的干扰等情况更为相似。因此采用“综合相对测量法”将同相设备互为基准，测量设备间的相对介质损耗角及其正切值时，两个被测设备的电流中的随机噪声干扰、测试过程中的系统干扰及外界环境因素的影响还会有一定的相互抵消作用。所以从理论上讲，此时“综合相对测量法”的效果应当明显优于“绝对测量法”。③通过测量同相设备间的相对介质损耗角正切值，重要的是根据其变化趋势及相互间的关系进行故障分析，及时诊断出存在缺陷的设备，也可避免“绝对测量”中存在的 $\tan \delta$ 结果与停电结果有时无对应关系，以致无法直接从测量结果的大小判断设备绝缘状况的问题。

5.2 “综合相对测量法”在电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测中的应用

5.2.1 “综合相对法”的仿真研究

为了解在线检测系统采用“综合相对法”测量两被试品之间 $\tan \delta$ 差值的精度及准确度，在实验室条件下对系统进行了模拟仿真研究，试验线路如图 5.3 所示。

图 5.3 $\Delta \tan \delta$ 测量模拟试验线路图

所示，其中 T 为变压器。试验中将电流传感器获取的信号 u_i 分两路送入数字化绝缘在线检测系统以模拟系统中两个试品，从而求取其“相对介质损耗角正切值”。显然，此 $\Delta \tan \delta$ 的理论值应当为 0。表 5.2 所示为“综合相对法”的仿真试验结果，其中每个结果都是 10 次测量结果的统计平均值。

从表 5.2 中所示结果可知，采用“综合相对法”测量两波形的相位差达到

10^{-6} 数量级, 方差达到 10^{-10} 数量级, 测量结果十分准确, 比同样条件下“绝对测量法”的仿真结果分别提高了两个数量级(对照本文第三章中表 3.1 所示仿真试验的结果)。这说明波形情况越接近, 则系统测量两波形相位差的准确度越高。“综合相对测量法”正是利用了这一特点, 将具有相似电流信号波形的同相被测设备进行相位比较, 以达到准确测量其“相对介质损耗角正切值”、发现设备缺陷的目的。

表 5.2 “综合相对法”模拟试验结果

序号	$\Delta \tan\delta$ 测量值 (e-5)	$\Delta \tan\delta$ 均方误差 σ^2 (e-10)
1	0.582	9.4768
2	0.8162	8.4401
3	0.3958	5.7534
4	0.5698	5.1042
5	0.286	6.754

5.2.2 “综合相对法”的现场应用

本文在现场环境下对电容型设备 $\tan\delta$ 的“综合相对测量法”进行了应用研究。图 5.4 为波形采集系统在测试现场采集到的反映互为基准的两个同类、同相电容型设备电流的电压信号实际波形, 其它相互比较的设备波形与此类似。从系统采集到的波形来看, 在被测现场, 同类型、同相别电容型设备的波形十分相似, 即它们所受到的现场各种干扰的情况也基本相同, 表 5.3 给出了现场测试的部分试验结果数据。

从表中的试验结果可以看出, 用“综合相对法”对同一个参数进行多次测量(序号 1~3), 其结果稳定在万分位上变化, 即在 10^{-4} 数量级上变化, 这表明系统采用“综合相对法”的测量精度达到了 1%, 测量

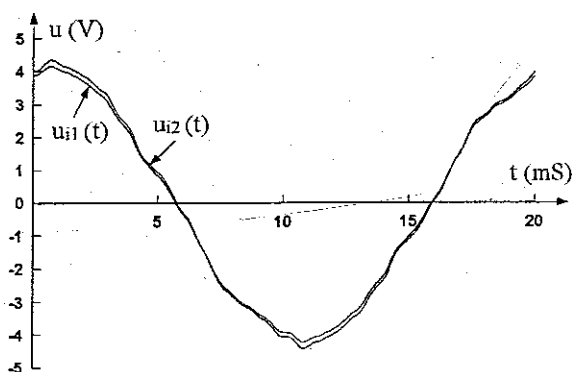


图 5.4 反映相互比较的两台被测设备电流的实际电压波形

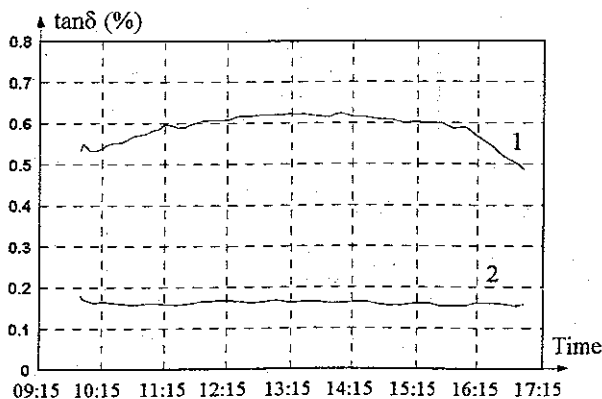


图 5.5 介质损耗角正切值测量结果的比较
1—用 PT 法对某试品 $\tan\delta$ 的测量结果
2—两个试品互为基准时的测量结果

结果的稳定性也很好。

本文采用从 PT 获取基准电压和以两台同相设备互为基准这两种测量方式分别进行了 7 小时的连续测量, 绘制出如图 5.5 所示的结果曲线。可以看出, 采用前一方法测量的结果具有一定的分散性, 它随着现场运行环境的变化(如温度、湿度、负载变化等)而有较大幅度的波动。而将两台设备互为基准, 测量其介质损耗角正切值之间的差值则可以有效抵消现场因素的影响, 其测量结果波动很小, 稳定性较高。本文在现场采用 $\tan \delta$ 的“综合相对测量法”进行了反复多次的试验, 结果都十分令人满意。这说明“综合相对法”的测量精度和准确度确实优于用 PT 获取基准电压测量设备 $\tan \delta$ 的“绝对测量法”。

表 5.3 系统采用“综合相对法”测量介质损耗角正切值的部分现场试验数据

设备名称	相别	序号	$\Delta \tan \delta$ (%)	设备名称	相别	序号	$\Delta \tan \delta$ (%)
{3200CT 3201CT}	A	1	0.715	{3201CT 3203CT}	A	1	1.207
		2	0.707			2	1.179
		3	0.724			3	1.205
	B	1	0.712		B	1	0.647
		2	0.703			2	0.628
		3	0.724			3	0.600
	C	1	1.649		C	1	0.700
		2	1.644			2	0.684
		3	1.621			3	0.706
{3200CT 3203CT}	A	1	2.160	{3201CT 3204CT}	A	1	0.606
		2	2.117			2	0.601
		3	2.133			3	0.598
	B	1	0.621		B	1	3.160
		2	0.617			2	3.126
		3	0.664			3	3.128
	C	1	2.731		C	1	0.436
		2	2.733			2	0.431
		3	2.735			3	0.480
{3200CT 3204CT}	A	1	1.584	{3203CT 3204CT}	A	1	0.569
		2	1.571			2	0.557
		3	1.555			3	0.556
	B	1	2.727		B	1	1.974
		2	2.724			2	1.982
		3	2.700			3	1.980
	C	1	0.838		C	1	0.934
		2	0.840			2	0.911
		3	0.885			3	0.987

5.3 在线检测结果的分析与诊断

5.3.1 概述

一个完整的在线检测系统,应当不仅能够实现准确、稳定的绝缘参数测量功能,而且应当具备强大的数据结果分析与绝缘故障诊断功能。

在以往的常规停电预防性试验中,主要以电力部制定的《电力设备预防性试验规程》(简称《规程》)为依据对试验结果进行分析与诊断,从而确定设备的绝缘状况。而在线检测与停电预防性试验相比:①测试状态不一样;②施加的电压不同;③谐波分量的影响不一样;④工频电磁场干扰与分布不一样。因此,在线检测结果与常规停电预试结果之间会存在不少差异,往往难以有明确的对应关系,从而对在线检测结果的诊断不能简单地沿用《规程》中的各项“允许值”。

应当说,如果能排除干扰的影响,准确地测得设备绝缘在其工作电压下的绝缘参数,这比停电后,仅在一相加较低试验电压下测得的参数更加真实,更能反映其绝缘状况。

本章第一节提到,在检测系统测试性能满足要求的前提下,在线检测的测量结果还会受到一些外界环境因素的影响。被检测的同一试品所处的状态和环境不同,测量结果也有可能不相同。因此,在线检测结果实际上反映的是被测设备在某一特定测试条件下的绝缘状况。此外,设备绝缘的老化是一个发展的过程,不同设备的初始状态,即最初的绝缘参数各不相同,如两台主变的油纸电容型套管最初的介质损耗角正切值分别为3%和6%(《规程》中规定的允许值为8%);假定经过一段时间的运行后,第一台设备的 $\tan\delta$ 增长到6%,而另一台增长到8%。这时若按《规程》中的“允许值”来判断,容易得出如下结论:第一台设备正常,第二台设备需引起注意。而实际上,从增长趋势来看,第一台设备的介质损耗增长了100%,第二台设备的介质损耗却仅增长了33%左右。因此,从这个角度上讲,第一台设备的绝缘状态的变化可能更值得注意。从以上两点分析,仅仅将检测结果与某一个单一、静态的标准相比较是不够全面的,甚至可能会导致错误的判断。况且被测设备的绝缘强度或残余寿命等与非破坏性试验中测到的绝缘参数之间并无确定的函数关系,因此应当充分考虑各方面因素的影响,对测量的参数结果进行全面、科学的综合分析判断。

5.3.2 在线检测结果的“趋势分析”

由于在线检测系统可以连续、实时地监测运行状态下设备的绝缘状况,所以在线检测的数据结果具有连续性,从而考察被测绝缘参数的动态变化趋势就变得更具有意义。同时,由于影响在线检测结果的某些因素存在一定的变化规律(如温度、湿度便是呈周期性、季节性规律变化的),因此可以通过寻求这些因素的变化规律,从而排除它们对分析、判断测量结果所造成的影响。

由此,本文提出对设备的绝缘状况进行“趋势分析”的思想,即通过对被测

设备绝缘在线检测数据结果的动态变化规律进行分析,找出其变化趋势,从而确定设备的绝缘状况,发现设备的故障缺陷,最终实现对设备绝缘的“状态检测”。

5.4 “趋势分析”的方法及应用

对生产和科学研究等过程中的某一个变量(或一组变量) $x(t)$ 进行观察、测量时,在一系列时刻 $t_1, t_2, \dots, t_n$ (t 为自变量,且 $t_1 < t_2 < \dots < t_n$)得到的离散的有序数集合 $x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_1), \dots, x(t_n)$ 称为离散数字时间序列^[94]。在实际问题中,自变量 t 除代表时间外,也可具有各种不同的物理意义,例如代表长度、温度、速度或其它单调递增地取值的物理量。如 $\tan \delta$ 在线检测的数据结果也可以认为是一个时间序列,记作 $\{\delta_t\}$ 。用来分析各种相依有序的离散数据集合的方法称为时间序列分析,本文所研究的在线检测绝缘故障的“趋势分析”也属于时间序列分析的范畴。

在实际应用中,我们在线检测设备绝缘的 $\tan \delta$ 并对其结果进行分析的目的,就是要确定出相应的模型及参数,然后对未来可能出现的情况进行趋势分析,即要根据现在与过去观察序列 $\{\delta_t\}$ 的样本值,对其未来时刻的取值进行估计以确定设备中是否存在故障缺陷,或是否有故障缺陷发展的趋势。

5.4.1 “趋势分析”数学模型的建立^[94-97]

在进行时间序列分析时,首先要建立起时间序列的数学模型。为便于分析,在此假设时间序列 $\{\delta_t\}$ 的长度包含了一年之内的温度、湿度等的变化,即 $\{\delta_t\}$ 的长度足够长。由于温度、湿度等周期性、季节性因素的影响,使时间序列 $\{\delta_t\}$ 中含有周期性变化起伏的趋势。此外,设备的绝缘状态处于一个逐步老化的过程,因此其介质损耗也呈现一个总的增长趋势。即 $\{\delta_t\}$ 除了有周期性变化外,还有增长的趋势性变化。为此,数学模型的建立应当同时考虑到这两个因素。

对于时间序列 $\{\delta_t\}$,可以用以下模型来描述,即

$$\delta_t = \mu_t + y_t \quad (5-1)$$

其中 μ_t 表示 δ_t 中随时间变化的均值,通常可以用多项式、指数函数、正弦函数等描述;而 y_t 表示零均值平稳过程,可以用自回归滑动平均(ARMA)模型拟合。如此分解之后,便可以用处理平稳过程的方法来分析 y_t 了。

处理周期变化因素的方法可分为两大类,一类方法是通过某些处理方法剔除 μ_t 的变化趋势;另一类方法是具体求出 μ_t 的拟合形式。如果对 μ_t 的形式不感兴趣,则可采取第一类方法,对 δ_t 通过某些运算或处理来剔除 μ_t ,经处理后,可认为序列 $\{\delta_t\}$ 中只包含平稳的 y_t 部分,对它按平稳时间序列进行分析和建模,再经反运算可由 y_t 得出 δ_t 。如果不仅要分析 y_t ,而且也需要知道 μ_t 的具体形式,就要根据观察数据估计 μ_t (即求 $\hat{\mu}_t$),然后对残差 $\{\delta_t - \hat{\mu}_t\}$ 进行分析,该残差可认为是平稳过程。通过对平稳序列的分析处理手段,可以得出 y_t 的估计值 $\hat{y}_t$,

而 $\hat{\mu}_t + \hat{y}_t$ 就作为对 δ_t 的估计。

1. 求和自回归滑动 (ARIMA) 模型

首先考虑时间序列 $\{\delta_t\}$ 仅具有增长趋势时的情况。这时序列中的数据有上下起伏的随机变化, 而总的变化趋势是增长的。求解任意一个时间序列 $\{x_t\}$ 增量 $\nabla x_t = x_t - x_{t-1}$ 的过程称为差分, 其中 ∇ 被称为差分算子。一般来说, 某些不平稳时间序列经一阶差分后便可得到稳定的差分序列, 有时可能要经若干阶差分后才能平稳化。假设对 $\tan\delta$ 时间序列 $\{\delta_t\}$ 作 d 阶差分后可得到平稳的差分序列 $\{\delta'_t\}$:

$$\delta'_t = \nabla^d \delta_t$$

上式中差分算子 $\nabla = 1 - B$, B ($B\delta_t = \delta_{t-1}$) 为后移算子。 d 阶差分算子还可以表示成以下求和形式

$$\nabla^d = (1 - B)^d = 1 - C_d^1 B + C_d^2 B^2 + \cdots + (-1)^{d-1} C_d^{d-1} B^{d-1} + (-1)^d C_d^d B^d$$

其中 C_d^r 是从 d 中取 r 的组合数, $C_d^r = \frac{d!}{r!(d-r)!}$ 。对 $\{\delta'_t\}$ 可以建立适当的自回归滑动平均 (ARMA) 模型

$$\Phi(B)\delta'_t = \Theta(B)\varepsilon_t \quad (5-2)$$

其中 $\Phi(B) = 1 + a_1 B + \cdots + a_n B^n$, $\Theta(B) = 1 + b_1 B + \cdots + b_m B^m$ 。对于 δ_t 来说则有

$$\Phi(B)(1 - B)^d \delta_t = \Theta(B)\varepsilon_t \quad (5-3)$$

式 (5-3) 称为求和自回归滑动平均模型, 记作 ARIMA(n, d, m)。

由上述分析可知, 对只含有增长趋势的 ARIMA $\{\delta_t\}$, 可通过对它进行 d 阶差分处理, 将其化成平稳的 ARMA 序列。对于 $\{\delta_t\}$ 的估计、识别、控制、预报等问题, 经差分后化成对相应平稳序列的处理。

在实际应用过程中, 差分阶数 d 的判断通常要考察原序列和经差分变换后新序列的相关函数。将式 (5-3) 两边乘以 δ_{t-r} 并取期望, 当 $r > m$ 时有齐次方程

$$\Phi(B)(1 - B)^d \rho(r) = 0$$

其中 $\rho(r) = \rho(-r) = E[\delta_t \cdot \delta_{t-r}]$, 称为 $\{\delta_t\}$ 的自相关函数。若 $\Phi(B) = 0$ 无重根, 其解为

$$\rho(r) = A_1 + rA_2 + \cdots + r^{d-1}A_d + A_{d+1}\lambda_{d+1}^r + \cdots + A_{d+n}\lambda_{d+n}^r$$

此处 $\lambda_{d+1}, \cdots, \lambda_{d+n}$ 的模均小于 1。由于 $|\rho(r)|$ 不能超过 1, 考虑到 $r \rightarrow \infty$ 的情况, 必须有 $A_2 = \cdots = A_d = 0$, 因此 $r \rightarrow \infty$ 时 $\rho(r) \rightarrow A_1 = \text{常数}$ 。

一种特定情况就是 AR(自回归过程)部分的根均为 1 的模型 $(1 - B)^d \delta_t = \varepsilon_t$, 其相关函数在任何 r 时 $\rho(r) = 1$ 。当实际序列长度有限时, AR 的根是否准确为 1 无法判定, 然而 AR 根近于 1 的平稳序列具有“游动”现象, 经适当的差分可使

其方差显著减小, 这种序列实际上是不稳定的。假定最大的 AR 根为 $\lambda_p = 1 - o$ (o 是很小的正数), 当 r 相当大时,

$$\rho(r) \rightarrow A_p \lambda_p^r \approx A_p (1 - ro)$$

可见当 r 足够大时不稳定序列的自相关将线性地缓慢衰减 (非拖尾), 而不是象平稳序列那样按指数规律较快地衰减 (即不受指数控制)。换言之, 样本自相关存在不能很快衰减的倾向时, 表示序列是非平稳的, 需要进一步进行差分运算。

2. 乘积型季节性模型

以上假定时间序列 $\{\delta_t\}$ 仅具有的增长趋势, 然而实际情况是 $\{\delta_t\}$ 中可能还有由温度、湿度等因素引起的周期性变化趋势, 因此需要完善前述的 ARIMA 模型。

如 $\{\delta_t\}$ 的季节性变化分量的周期设为 T (如 $T=12$ 月), 每周期内有 $j=1, 2, \dots, T$ 个不同的相位。由于 δ_t 和 δ_{t-T} 处于同一相位上, 所以

$$\nabla_T \delta_t = (1 - B^T) \delta_t = \delta_t - \delta_{t-T}$$

可以把不同相位的效应消除, 此过程称为季节差分, $\nabla_T = 1 - B^T$ 称为季节差分算子。如果一次差分不够, 可进行 D 次季节差分。假定原时间序列经 D 阶季节差分后得到的序列 $\{\delta'_t\}$ 有

$$\delta'_t = \nabla_T^D \delta_t = \nabla_T^{D-1} \delta_t - \nabla_T^{D-1} \delta_{t-T}$$

序列 $\{\delta'_t\}$ 就周期点上来考察是平稳的, 因而可建立关于周期 T 的时间序列模型

$$U(B^T) \delta'_t = V(B^T) E_t \quad (5-4)$$

式 (5-4) 称为季节性模型, 其中

$$\nabla_T = 1 - B^T, \quad \nabla_T^D = (1 - B^T)^D$$

$$U(B^T) = 1 + u_1 B^T + u_2 B^{2T} + \dots + u_p B^{pT}$$

$$V(B^T) = 1 + v_1 B^T + v_2 B^{2T} + \dots + v_q B^{qT}$$

考虑到 $\{\delta_t\}$ 中同时存在周期性趋势和增长趋势, 因此对它既要作季节差分, 还要作一般的差分处理才能得到真正平稳的时间序列 $\{\delta'_t\}$, 即

$$\delta'_t = \nabla^d \nabla_T^D \delta_t \quad (5-5)$$

由此可知式 (5-4) 中的 E_t 应当是另一个 ARIMA(n, d, m) 序列, 从前面分析可知, 其模型可表示为

$$\Phi(B) \nabla^d E_t = \Theta(B) \varepsilon_t \quad (5-6)$$

其中 ε_t 为白噪声, 联合式 (5-4), (5-6) 得到

$$\Phi(B) U(B^T) \nabla^d \nabla_T^D \delta_t = \Theta(B) V(B^T) \varepsilon_t \quad (5-7)$$

式中 $\Phi(B)$, $\Theta(B)$ 称为常规部分, 而 $U(B^T)$, $V(B^T)$ 称为季节性部分。用这种方法描述的 $\{\delta_t\}$ 称为阶数为 $(n, d, m) \times (p, D, q)_T$ 的乘积型季节性模型。可将

它展开成带约束条件的疏系数 ARIMA 模型

$$\Phi^*(B)\nabla^d\delta_t = \Theta^*(B)\varepsilon_t \quad (5-8)$$

式中 $\Phi^*(B)$, $\Theta^*(B)$ 的各参数由相应的 $\Phi(B)$, $U(B^T)$, ∇_T^D , $\Theta(B)$, $V(B^T)$ 确定。式 (5-8) 相应的模型是疏系数 ARIMA($n+pT+D, d, m+qT$) 模型, 当 p, q, D 都为零时, 便退化为 ARIMA(n, d, m) 模型。

对于乘积型季节性模型进行阶数识别及参数估计, 基本上采用波克斯-詹金斯方法^[94], 即立足于考察时间序列的样本自相关、偏相关函数。如果用 $\hat{\sigma}_s(d, D)$ 记差分阶数 d 及季节差分阶数 D 取定后, 新序列 δ'_t ($\delta'_t = \nabla^d \nabla_T^D \delta_t$) 的均方差, 则可选定 d 和 D 的最大变化范围, 在此范围内使

$$\hat{\sigma}_s(d_0, D_0) = \min_{d, D} \hat{\sigma}_s(d, D)$$

成立, 相应的阶数 d_0 和 D_0 便是最佳阶数。在实际应用中, 通常季节差分阶数 D 只取 1; 差分阶数 d 取 0 或 1, 最多为 2。在这个范围内从低阶到高阶对模型逐个进行拟合及检验。

当阶数 d 和 D 确定后, 便可以利用最小二乘方法, 经最优化得到阶数 n, m, p, q 及 $\Phi(B)$, $\Theta(B)$, $U(B)$, $V(B)$ 中各参数的最佳估计。

5.4.2 $\tan\delta$ 在线检测结果的“趋势分析”

确定了 $\tan\delta$ 在线检测数据结果时间序列 $\{\delta_t\}$ 的数学模型之后, 便可对试验数据进行进一步的分析和判断了。

对具有乘积型季节性模型的时间序列 $\{\delta_t\}$ 进行趋势分析, 其基本原则是先对 ARMA 平稳序列 $\{\delta'_t\}$ ($\delta'_t = \nabla^d \nabla_T^D \delta_t$) 进行趋势分析, 提取趋势项, 然后利用初值 $\delta_1, \dots, \delta_t$, 求出原数据序列 $\{\delta_t\}$ 的趋势项。在本文的研究中, 采用最小方差方法进行时间序列的趋势分析。

1. ARMA 序列 $\{\delta'_t\}$ 的趋势分析方法

设符号 $\hat{\delta}'_t(1)$ 表示 t 时刻及其之前的全部历史测量数据, 对未来 $t+1$ 时刻的值 δ'_{t+1} 所进行的 1 步平稳线性最小方差趋势项预测分析, 即

$$\hat{\delta}'_t(1) = c'_0\delta'_t + c'_1\delta'_{t-1} + c'_2\delta'_{t-2} + \dots \quad (5-9)$$

被选定的系数序列 $\{c'_j\}$ 应使趋势项预测的方差

$$e_t(1) = \delta'_{t+1} - \hat{\delta}'_t(1)$$

的均方值

$$E[e_t(1)]^2 = E[\delta'_{t+1} - \hat{\delta}'_t(1)]^2$$

达到最小。

设时间序列 $\{\delta'_t\}$ 所适合的 ARMA 模型是

$$\delta'_t + a_1 \delta'_{t-1} + \dots + a_n \delta'_{t-n} = \varepsilon_t + b_1 \varepsilon_{t-1} + \dots + b_m \varepsilon_{t-m}$$

则运用线性空间的观点和 ARMA 模型的传递形式, 可以得到提取 1 步趋势项 $\hat{\delta}'_t(1)$ 的格林函数方法^[94]如下式:

$$\hat{\delta}'_t(1) = \sum_{j=0}^{\infty} G_{t+j} \varepsilon_{t-j} \quad (5-10)$$

式中的格林函数 G_1 可由 ARMA 模型的参数递推得到。此外, 还可以得出有关性质如下:

(1) 对 ARMA(n, m) 模型, 可证明 m 步以后的预测趋势项

$$\hat{\delta}'_t(l) = -a_1 \hat{\delta}'_t(l-1) - a_2 \hat{\delta}'_t(l-2) - \dots - a_n \hat{\delta}'_t(l-n) \quad l > m \quad (5-11)$$

该式表明, 若 m 步以内的趋势项 $\hat{\delta}'_t(1), \hat{\delta}'_t(2), \dots, \hat{\delta}'_t(m)$ 已经得到, 超过 m 步的趋势项可由式 (5-11) 逆推得出。

$$(2) \quad \hat{\delta}'_{t+1}(1) = \hat{\delta}'_t(1+1) - G_1 \hat{\delta}'_t(1) + G_1 \delta'_{t+1} \quad (5-12)$$

式 (5-12) 的含义在于, 如果将 t+1 时刻的测量值及趋势项称为“新”的, 而把 t 时刻的趋势项称为“旧”的, 则式 (5-12) 表明: “新”的趋势项可由“旧”的趋势项及“新”的测量值推算得到, 因此称该式为递推预测公式。

由式 (5-11) 可知, 超过 m 步的趋势项可以递推求出。因而对 ARMA 序列, 也可以推导出趋势项的矢量递推公式。将趋势项矢量定义为

$$\hat{X}_t^{(m)} = [\hat{\delta}'_t(1), \hat{\delta}'_t(2), \dots, \hat{\delta}'_t(m)]^T$$

由式 (5-11), (5-12) 可得

$$\hat{X}_{t+1}^{(m)} = \begin{bmatrix} -G_1 & 1 & 0 \\ -G_2 & & \ddots \\ \vdots & 0 & \ddots \\ -G_{m-1} & & 1 \\ -(G_m + a'_m) - a'_{m-1} \dots - a'_1 \end{bmatrix} \hat{X}_t^{(m)} + \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ \vdots \\ G_{m-1} \\ G_m \end{bmatrix} \delta'_{t+1} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ -\sum_{j=m+1}^n a'_j \delta'_{t+m-j+1} \end{bmatrix} \quad (5-13)$$

其中 $a'_j = \begin{cases} a_j & 0 < j \leq n \\ 0 & j > n \end{cases}$

当 $n \leq m$ 时式 (5-13) 中第三项为零。递推初值取作

$$\hat{X}_{t_0}^{(m)} = [\hat{\delta}'_{t_0}(1), \hat{\delta}'_{t_0}(2), \dots, \hat{\delta}'_{t_0}(m)]^T$$

这可由直接计算得到, 在可逆性条件满足时也可取 $\hat{X}_{t_0}^{(m)} = 0$ 。

综上所述, 对于 ARMA 序列的趋势分析方式, 可分为直接分析法和递推分析法两大类。递推法即利用趋势项的矢量递推公式 (5-13), 从 t 步起不断向

前延伸；但初始点 t_0 的趋势项 $[\hat{\delta}'_0(1), \hat{\delta}'_0(2), \dots, \hat{\delta}'_0(m)]$ 仍由直接分析法求得。直接分析法是从模型本身出发采用公式 (5-11) 进行趋势分析。

上述 ARMA 序列的趋势分析，是根据全部历史数据 $\delta'_1, \delta'_{t-1}, \dots$ ，给出 $\delta'_{t+1} (t > 0)$ 的线性最小方差趋势项 $\hat{\delta}'_t(1)$ 的平稳预测。然而在实际中，往往只能获得有限的数据，从而对 ARMA 序列只能计算出 $\hat{\delta}'_t(1)$ 的近似值；仅当 t 很大时，由近似所带来的误差才能被忽略。在某些实际问题中，特别是要求连续进行实时分析的问题，常常希望根据实际上已获得的有限个数据 $\delta'_1, \delta'_{t-1}, \dots, \delta'_t$ ，求出对 δ'_{t+1} 严格的线性最小方差趋势项，并希望有一种存储量不随 t 的增加而增加的实时分析递推公式。

一步预测的误差为

$$e_t = \delta'_t - \hat{\delta}'_{t-1}(1)$$

如果把 $\hat{\delta}'_{t-1}(1)$ 看成是 t 时刻以前的“老”数据 $\delta'_1, \delta'_{t-1}, \dots, \delta'_t$ 所提供的关于 δ'_t 的最大信息，则 e_t 便可看作是从新来的数据 δ'_t 中得到的最新信息；故称 $e_1, e_2, \dots$ 为 $\{\delta'_t\}$ 的新息序列。 $\hat{\delta}'_t(1)$ 可表示成 $e_1, e_{t-1}, \dots, e_t$ 的线性组合：

$$\hat{\delta}'_t(1) = \sum_{j=1}^t J_{t+1,j} e_j \quad (5-14)$$

式中系数由极小化 $E[\delta'_{t+1} - \hat{\delta}'_t(1)]^2$ 得到

$$J_{t+1,j} = (E[\delta'_{t+1} e_j])(E[e_j^2])^{-1} \quad (5-15)$$

因此只需求出 $E[\delta'_{t+1} e_j]$ 与 $E[e_j^2]$ ，便可计算新息趋势项 $\hat{\delta}'_t(1)$ 。

当 t 很大时，实时分析与平稳预测渐近趋于一致。因此在实际应用中，对 $\tan\delta$ 的在线检测结果进行连续趋势分析时，若只能从较少的数据开始分析，并希望尽可能准确地提取出趋势项，则应在开始时使用实时分析方法，当 t 增大到一定数值，即测量数据积累到一定程度后，为减少每步的计算量，再改用平稳预测的递推方法进行分析。将这两种方法结合起来使用，既可以提高分析精度，又可以节省计算量。

2. 时间序列 $\{\delta_t\}$ 的趋势分析

用上述方法分析了将时间序列 $\{\delta_t\}$ 经过差分得到的平稳序列 $\{\delta'_t\}$ 后，再利用序列中的已知测量数据 $\delta_1, \dots, \delta_t$ ，便可求出原数据序列 $\{\delta_t\}$ 的趋势项，以 $D=1$ ， d 分别为 1 和 2 为例，其求解趋势项的公式分别如下：

$$\hat{\delta}_t(1) = \delta_t + \sum_{j=1}^1 \hat{\delta}'_t(j) \quad d=1, D=1 \quad (5-16)$$

$$\hat{\delta}_t(l) = \delta_t + l[\delta_t - \delta_{t-1}] + \sum_{j=1}^l (l-j+1)\hat{\delta}'_t(j) \quad d=2, D=1 \quad (5-17)$$

其中 $\hat{\delta}'_t(j)$ 是用 $\delta'_t, \delta'_{t-1}, \dots$ 对 δ'_{t+j} 的平稳预测。

根据以上分析,在得到一系列 $\tan \delta$ 的测量数据后,采用所述方法可以对测量数据的时间序列 $\{\delta_t\}$ 进行建模,然后求解出下一个时刻的趋势项 $\hat{\delta}_{t+1}$ 。由于 $\{\delta_t\}$ 经过差分后的时间序列 $\{\delta'_t\}$ 中已经消除了周期性因素的影响,是平稳序列,因此 $\{\delta'_t\}$ 中的数据在零值附近作极其微小的波动。可根据对 $\{\delta'_t\}$ 进行趋势分析的结果 $\hat{\delta}'_1, \hat{\delta}'_2, \dots, \hat{\delta}'_t$ 作出曲线,从该曲线可直观地看出设备 $\tan \delta$ 的变化趋势。若经过趋势分析预测出 $\{\delta'_t\}$ 在下一时刻的数据 $\hat{\delta}'_{t+1}$ 有明显变化的趋势,则说明设备中可能存在缺陷。

要明确设备中是否存在缺陷,则还需要对以上诊断规则建立相应的标准。由于规则的确定需要运行经验及对试验数据长时间、大量的积累。也可考虑采用人工神经网络来协助故障诊断专家系统对在线检测数据进行综合分析、诊断,但同样要先积累大量数据及事例让网络先进行学习。目前我们还不具备这样的条件,因此只能根据以往的实践经验初步定出诊断的“判据”。这些“判据”是否合适,还需经过现场的实际运行的考验,逐步加以修正和完善。

以上根据测量结果对设备绝缘进行故障分析与诊断的过程均由计算机实现,相应的系统软件为故障诊断专家系统。

3. 实例分析

图 5.6 中的曲线给出了某 CT 绝缘的 $\tan \delta$ 在两天中的周期性变化特征。从曲线中可以看出,被测设备的 $\tan \delta$ 基本上是在中午达到最大值,而在凌晨达到最低值。这表明 $\tan \delta$ 的测量结果时间序列 $\{\delta_t\}$ 确实存在多种周期性变化趋势,与前面的理论分析相一致。

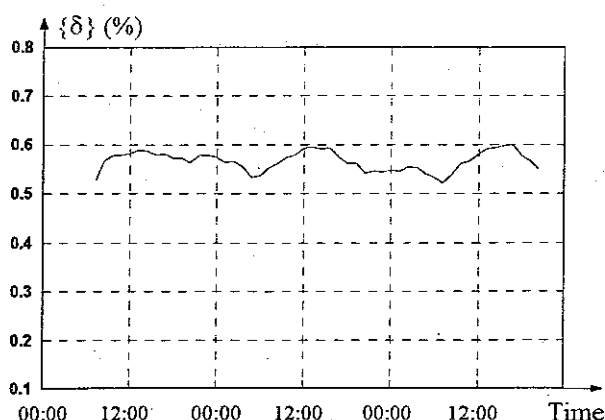


图 5.6 某被测 CT 绝缘 $\tan \delta$ 在两天中的变化曲线

根据前面所述的趋势分析方法,可以对图 5.6 中曲线所对应的数据进行分析。对数据进行 $d=1$ 和 $D=1$ 的差分计算,得到 $\{\nabla \delta_t\}$ 和 $\{\delta'_t\}$ ($\delta'_t = \nabla^1 \nabla^1 \delta_t$), 其结果分别如图 5.7 和 5.8 中的曲线所示。由曲线可知,经过两次差分后的数据中已不再含有周期性因素的影响了。

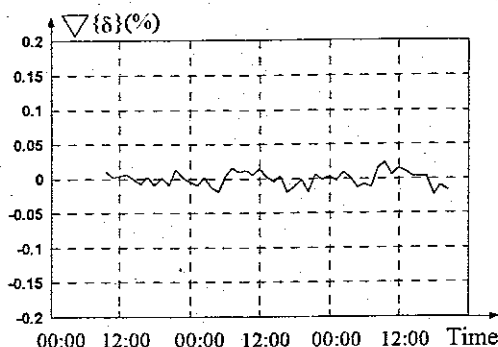


图 5.7 一阶差分后的数据曲线

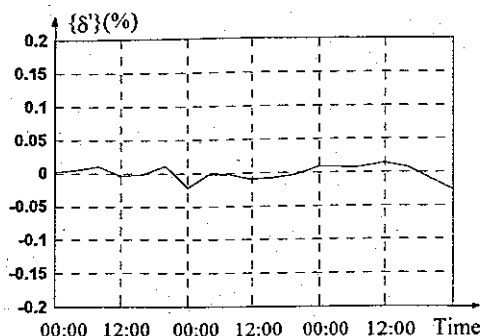


图 5.8 二阶差分(含一阶季节差分)后的数据曲线

对经过差分处理的时间序列进行分析后得到的结果表明,该被测设备在以上测试时段内的绝缘状况是稳定的,其 $\tan\delta$ 没有明显的上升趋势。

5.5 本章小结

本文针对目前 $\tan\delta$ 在线检测中存在的基准电压选取及环境因素影响等问题,提出了一种 $\tan\delta$ 的测量方法——“综合相对测量法”,并从理论和现场应用的角度验证了它的效果。此外结合检测为“在线”的特点,研究了相应的设备绝缘故障分析与诊断方法。结论如下:

1. 理论分析、仿真研究及现场应用结果均证明, $\tan\delta$ 的“综合相对测量法”确实能够有效地克服“绝对测量法”中由 PT 引入的不稳定测量误差及现场环境中各种外界因素的影响,在测量稳定性及准确性上有明显的改善,可以很好地满足工程应用的要求。
2. 理论分析表明,通过对在线检测数据结果建立起合适的数学模型——乘积型季节性模型,可以有效地消除影响 $\tan\delta$ 测量结果的周期性因素(温度、湿度等)。在此基础上对 $\tan\delta$ 测量数据结果进行时间序列的趋势分析,可以掌握设备 $\tan\delta$ 的变化趋势,根据相应的判断规则,能够对设备绝缘是否存在故障缺陷作出及时的分析和判断。实例分析表明,趋势分析法用于 $\tan\delta$ 在线检测结果的分析是可行的。

第六章 电容型设备绝缘带电检测系统的研制与现场应用

在进行上述理论分析与仿真研究等的基础上,开发、研制了一套便携式电容型设备绝缘带电检测系统,并已在银川供电局 220kV 变电站投入试运行。本章将对这套系统的特点及现场应用作简要介绍。

6.1 电容型设备绝缘带电检测系统的研制

6.1.1 测试对象及系统要求

这套系统主要用于检测运行中电容型设备及氧化锌避雷器的状况。

1. 主要检测设备包括:

110kV、220kV 电压等级的电容式电流互感器, 110kV、220kV 电压等级的主变用电容式套管, 35kV、110kV、220kV 电压等级的耦合电容器、220kV 电压等级的电容式电压互感器及 110kV、220kV 电压等级的氧化锌避雷器。

2. 测试项目及要求包括:

被测电容型设备的电流、等值电容、介质损耗角正切值(包括相对测量和绝对测量), 氧化锌避雷器的全电流, 阻性电流及有功功耗, 母线电压及其频率, 系统的谐波分析。

3. 系统应达到的测量精度:

等值电容	$\pm 1.5\%$
介质损耗角正切值	$\pm 0.1\%$
系统电压	$\pm 0.5\%$
电网频率	$\pm 0.1\text{Hz}$
避雷器的全电流及阻性电流	$\pm 10\%$

其中对电容值、电压值及电流值的测量精度是指相对精度。

6.1.2 数字化绝缘带电检测系统的总体结构

该电容型设备绝缘带电检测系统的研制采用了模块化设计思想,即将整个测试系统分为几个相对独立的部分分别进行设计,每个部分被称为一个模块。系统的每个模块都能完成一定的功能,使模块间的功能相互独立。模块化设计可以有效地降低系统的复杂性,使系统的操作、维护更加方便。此外,分块设计使每个模块各完成一项主要功能,因此结构简洁明了,每个模块都充分发挥各自的功能,系统的利用率得到有效提高。

本测试系统包括现场使用的便携式绝缘带电检测仪及后台数据管理与诊断

系统两大部分,由传感器系统模块、数字化波形采集系统模块及计算机系统模块组成,其整体结构框图如图 6.1 所示。

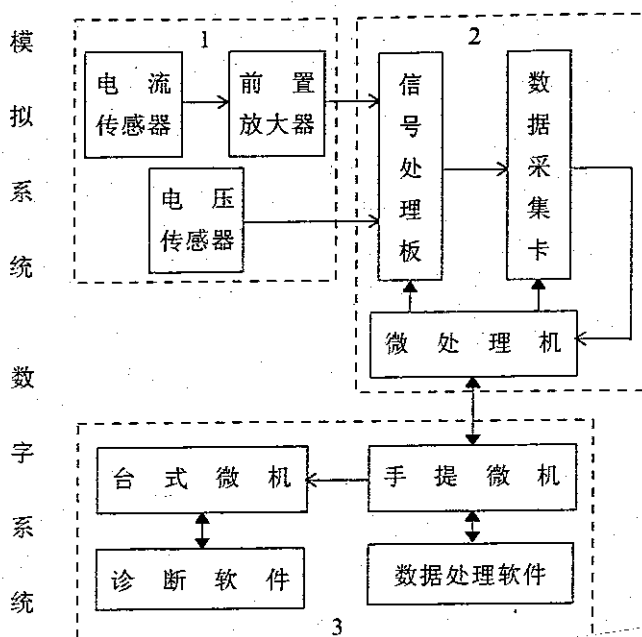


图 6.1 电容型设备数字化绝缘带电检测系统整体框图

- 1—传感器系统
2—数字化波形采集系统
3—数据处理及诊断系统

6.1.3 带电检测的硬件支持系统

这部分重点集中在现场使用的绝缘带电检测仪上,其设计采用便携式结构,主要由传感器系统及数字化波形采集系统两部分组成。

1. 传感器系统

(1) 根据第二章中的分析,电流传感器系统由单匝穿芯式电流传感器及有源放大电路组成。

(2) 根据被测设备电容值的不同,电流传感器的工作电流选 $500\mu\text{A}$ 、几 mA 、几十 mA 到 200mA 等多种规格,取其线性度范围为其额定工作电流的 $80\%\sim 120\%$ 。

(3) 电流传感器二次侧取样电阻采用低温漂电阻,其温度系数小于 0.01% ($1/^\circ\text{C}$),具有良好的温度稳定性。此外,从第二章中的分析可知,在电流传感器二次线圈并联电容的误差补偿方法简单、有效,因此系统中采取这种补偿方式,

将传感器系统的角差控制在 $2'$ (约 $0.58\% \text{ rad}$) 左右, 已可满足设计要求。

(4) 从 PT 二次侧获取基准电压信号的电压传感器采用与电流传感器结构类似的采样隔离小电压互感器 (简称小 PT), 其二次侧输出的基准电压幅值接近 $\pm 5\text{V}$ 。

(5) 基准电压获取电路中采取了如图 6.2 所示的保护及稳压措施。图中 F1 和 F2 是两个快速熔断器, D_1 和 D_2 共同构成一个稳压二极管对, U_r 是由

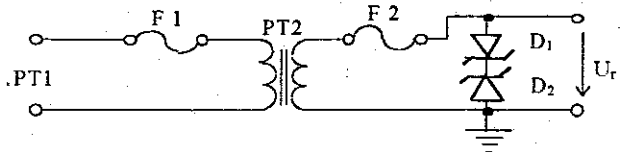


图 6.2 基准电压获取电路示意图

该电路获取的基准电压。万一高压互感器 PT1 二次侧或测量部分出现短路, 熔断器将快速动作, 切断二次回路, 以保证 PT1 的正常工作, 避免影响其它设备的安全运行。另一方面, 当 PT2 (采样小 PT) 获取的基准电压幅值超过 $\pm 5\text{V}$ 时, 稳压二极管对将电压箝位到 $\pm 4.8\text{V}$ 左右, 保证电网电压的波动不会影响或损坏二次测量电路。

2. 数字化波形采集系统

数字化波形采集系统主要由微处理机、数据采集卡及信号处理板三部分组成。

(1) 数据采集卡及信号处理板采用 PC 总线结构形式设计, 直接插在微处理机的扩展槽中。

(2) 为提高系统的可靠性、兼容性, 采用工控 286 计算机主板作为微处理机控制、协调数据采集卡及信号处理板的工作, 它是波形采集系统的控制中心。此外, 工控机具有良好的抗干扰 (尤其是电磁干扰) 性能, 适合于在恶劣的环境下工作^[98]。

(3) 由第三章中的有关分析可知, 采用字长为 12 位、最高采样率为 1MHz 的高速存储式数据采集卡已能满足系统的测量要求, 并且具有较高的性能价格比、A/D 数据采用 16 位 AT ISA 总线, 自动输入通道滚动扫描, 板上 128KB 的 RAM 可提供最大 64K 字采样长度等优点, 使测量时的最大相角误差约为 0.02% , 只占系统 $\tan \delta$ 测量精度要求的五分之一, 可以满足系统设计的要求。

6.1.4 检测系统的应用软件

除了性能良好的硬件系统外, 还应具有强大的软件功能的支持, 才能构成一个完整的检测系统。本绝缘带电检测系统的软件主要由以下几部分组成: 数据采样控制程序; 波形采集系统与便携微机之间的串口通讯程序及数据处理程序; 系统菜单软件; 后台数据管理及故障诊断程序。

(1) 数据采样控制程序

在整个检测系统的数字化波形采集系统中, A/D 卡是可编程的。采样控制程序通过向其 I/O 端口置入相应的控制代码来实现对数据采集过程中的各种控制, 如采样方式、采样相别(A、B、C)、采样通道数、定时器、计数器等参数的设置以及启动采样、判断采样过程是否结束等操作的控制。这部分功能由微处理机来完成。

(2) 串口通讯程序

串行通讯程序主要用于控制波形采集系统与便携微机之间进行数据交换。通讯软件可以用高级编程语言编制, 但考虑到波形采集系统中的微处理机所完成的功能并不复杂, 而便携微机要进行大量的数据处理, 因此, 为了充分利用硬件资源及提高数据处理效率, 波形采集系统中采用 8086 宏汇编语言编程, 而便携微机通讯及数据处理软件采用 C 语言进行编程。

在波形采集系统与便携微机之间传输的数据有两类: 采样数据和控制命令代码。不同的控制命令控制着波形采集系统和便携微机在不同时刻的工作状态。在整个系统中, 以便携微机为核心, 当波形采集系统准备就绪、可以工作时, 向便携微机发出“准备好”信息, 并等待便携微机返回控制命令, 以便进行下一步工作。这样, 便携微机发出不同的控制命令, 指挥波形采集系统完成一系列操作。

此外, 由于波形采集系统与便携微机之间的运算速度相差很大, 要使两者协调起来传送数据, 时序问题尤为突出。如当波形采集系统向便携微机传送采样数据时, 只有当便携微机将串口中的数据读入 CPU 后, 才允许波形采集系统发送下一个数据, 否则数据将被冲掉, 出现数据丢失现象。并且, 由于便携微机速度快, 当从串口读取数据时, 读完这次数据, 只有下一个数据到来后才能读, 否则又会出现数据重读现象。本系统利用 RS232C 标准串行接口提供的信号接点约定, 成功地解决了波形采集系统和便携微机之间通讯时的时序问题。

以上采样控制程序及串行通讯程序的流程图如图 6.3、6.4 所示。

(3) 系统菜单软件

本系统菜单软件相当于运行在 MS-DOS 环境下的外壳程序, 菜单为弹出式菜单, 可通过光标来选择各菜单项, 并通过回车键来选定并激活该菜单项, 执行相应的程序模块, 也可简便地通过鼠标进行操作。

图 6.5 所示为系统运行时的界面形式和选定各子菜单项的内容图例, 其中主菜单固定显示, 子菜单则可弹出或关闭。

(3) 后台数据管理及故障诊断程序

为了充分发挥便携式测量的优点, 现场测试软件只负责对现场测试的控制及数据处理, 而不对数据结果进行全面的分析及判断。这些功能将由后台数据管理及故障诊断程序来实现, 该部分软件具有专家诊断系统的基本功能。

后台数据管理及故障诊断软件主要实现以下功能: 设备台帐数据的管理; 现场试验数据的管理; 分析电网电压中各次谐波含量; 绘制电容型设备绝缘的介质

损耗角正切值及等值电容随时间的变化曲线；对数据结果进行综合分析、诊断，进一步得到相应的设备绝缘状况诊断结果，并出具试验结果及诊断报告等。

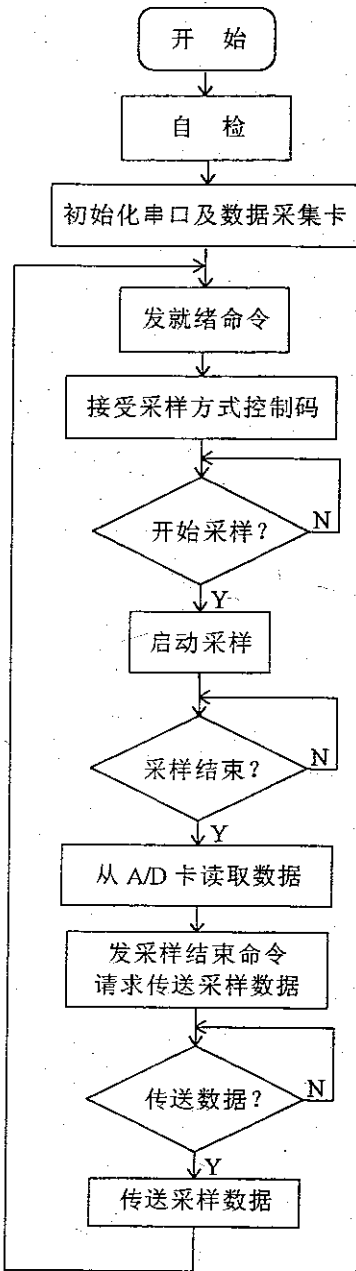


图 6.3 采样控制程序流程图

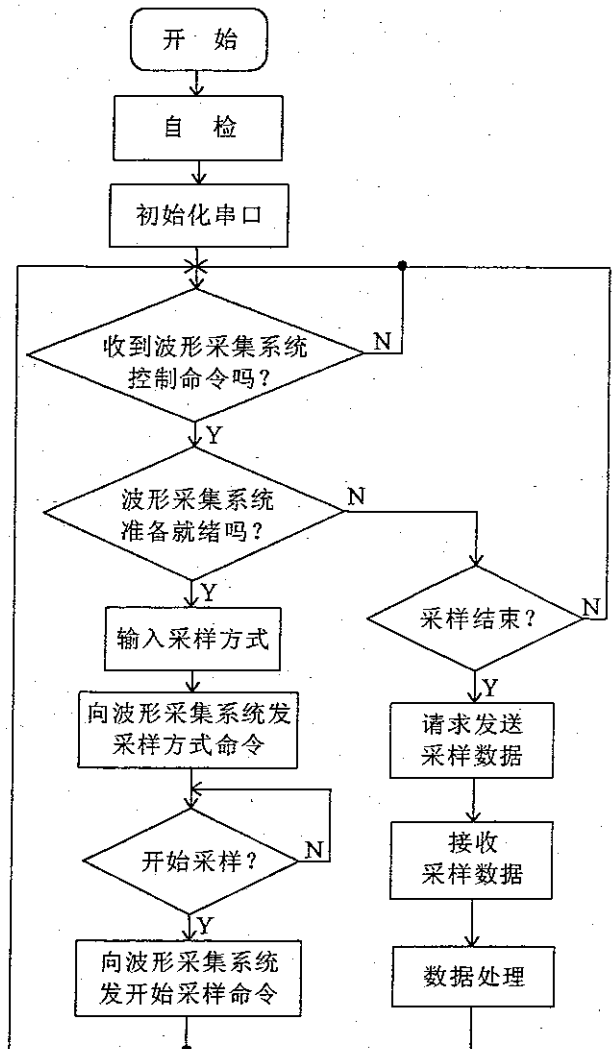


图 6.4 便携微机程序流程图

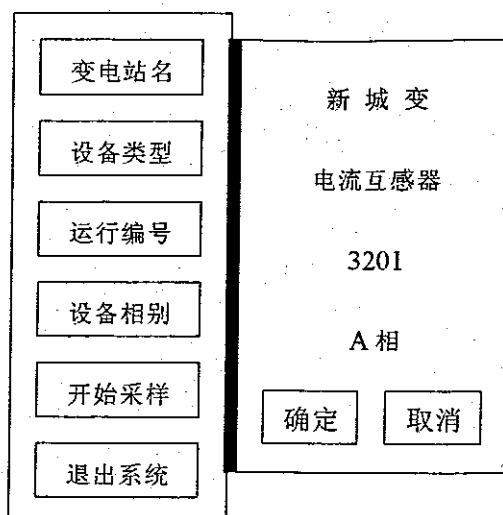


图 6.5 系统菜单界面图例

6.2 便携式绝缘带电检测系统的实际应用

6.2.1 便携式绝缘带电检测系统的实验室试验

在现场调试之前, 为了验证绝缘在线检测系统的测量性能, 先在实验室模拟现场测试环境, 对被试品进行了高压模拟试验, 试验线路如图 6.6 所示。其中, 高压由工频试验变压器产生。基准电压通过分压电阻 R_1 、 R_2 从 PT 获取; 被试品 C_x 采用一个 110kV 等级的电流互感器与两个额定电压为 110kV 的电容器相并联构成, 电流传感器 CT 的额定工作电流为 30mA。图 6.7 所示为在线检测系统在实验室高压模拟试验中采集到的反映被测设备电流 $u_i(t)$ 的电压信号及基准电压信号 $u_v(t)$ 的波形。由于容性设备的电流超前于电压 90° , 因此图中 $u_i(t)$ 的信号波形比

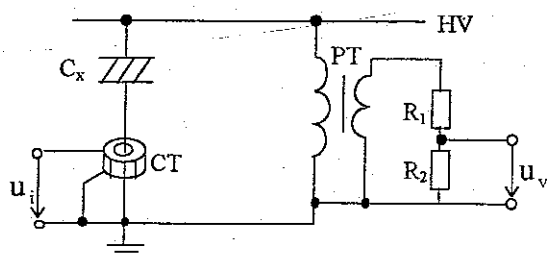


图 6.6 高压模拟试验线路图

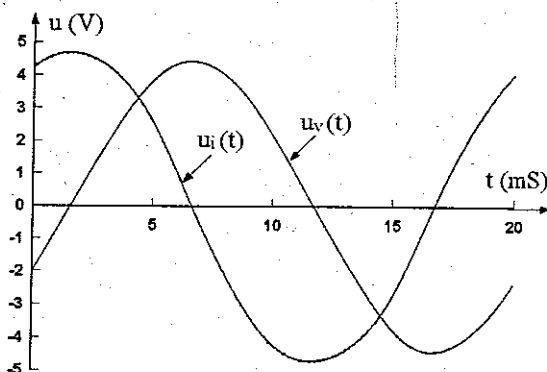


图 6.7 在实验室测得的反映被测设备电流的电压和基准电压波形

$u_v(t)$ 的信号波形超前将近 90° 。

在实验室模拟试验中,系统通过对 $u_i(t)$ 及 $u_v(t)$ 信号进行采集、分析和处理,测得被试品的 $\tan \delta$ 结果如表 6.1 所示,表中所示 $\tan \delta$ 测量值为 10 次测量结果的平均值。将系统测量结果与用 QS-1 型西林电桥测得的试品 $\tan \delta$ 的实际值相比较可求出测量结果的绝对误差和相对误差,而西林电桥测量出被试品 $\tan \delta$ 为 0.6%。

表 6.1 带电检测系统模拟试验结果

序号	$\tan \delta$ 测量值 (%)	绝对误差 (%)	相对误差 (%)
1	0.5705	-0.295	4.92
2	0.61	0.1	1.67
3	0.5612	-0.388	6.47
4	0.6373	0.373	6.22
5	0.57	-0.3	5.0

从表 6.1 中所示的结果可以看出,在线检测系统测试结果与西林电桥的测试结果基本吻合,测量结果的绝对误差小于在线检测系统要求的 $\pm 1\%$, 相对误差小于 10%, 这说明整个在线检测系统的测量精度基本上满足要求,可实现对电容型设备介质损耗角正切值 $\tan \delta$ 的带电测量。

6.2.2 便携式绝缘带电检测系统的现场应用

本文所开发、研制的便携式带电检测仪在现场环境下先对一批电容型设备(包括八组 24 相 220kV 电压等级的电流互感器、110kV 及 220kV 电压等级主变套管各两组 6 相)的绝缘参数进行了检测。现场的实际环境比实验室的试验环境复杂得多。图 6.8 为波形采集系统在测试现场采集到的 u_i 及 u_v 的实际波形,从系统采集到的波形来看,被测容性设备 u_i 波形的畸变比参考电压 u_v 波形严重,这也可能是由于被测电流信号很微弱,容易受到现场电力系统谐波等的影响而发生畸变。从实际波形还可看出,本系统由于各部分的屏蔽效果较好,因此被测电流及基准电压信号中并未混入很多随机噪声干扰。表 6.2、6.3 及 6.4 中给出了在线检测系统对现场部分设备进行检测的试验数据结果。

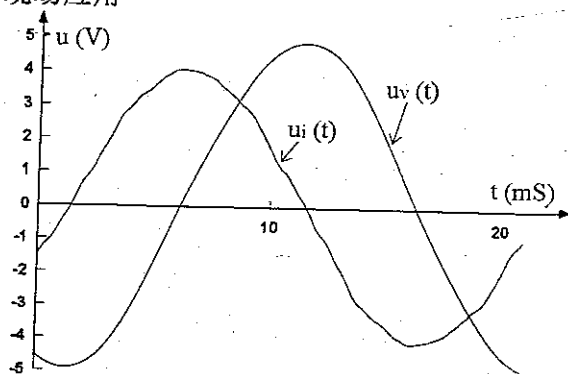


图 6.8 在现场测得的反映被测设备电流的电压和基准电压实际波形

表 6.2 现场电网电压频率的测量结果

序号	1	2	3	4	5
电网频率(Hz)	50.04	50.02	50.05	49.97	50.02

从表中所示的结

果可以看出,系统对电网电压频率、被测设备的电流及等值电容的测试结果准确度高、稳定性好、分散性小,测量精度完全满足在线检测的要求;而从 $\tan \delta$ 的测量结果来看,有一定的分散性。

表 6.3 带电检测系统现场试验的部分试验数据

设备名称	相别	序号	I_x (mA)	C_x (pF)	$\tan \delta$ (%)	$ \varepsilon_I $ (%)	$ \varepsilon_C $ (%)	$\Delta \tan \delta$ (%)	$ \varepsilon_\delta $ (%)
3207 CT	A相	1	32.79	759.35	1.296	0.12	0.38	1.64	5.16
		2	32.87	765.11	1.437				
	B相	1	34.01	807.11	0.873	0.93	0.25	1.05	6.40
		2	34.65	811.13	0.768				
	C相	1	32.54	778.82	0.901	0	0.05	2.25	11.10
		2	32.54	777.99	1.126				
3206 CT	A相	1	38.0	892.73	2.113	0.21	0.15	0.91	2.11
		2	37.84	889.99	2.204				
	B相	1	35.49	829.28	1.151	0.40	0.55	0.89	4.02
		2	35.21	838.51	1.062				
	C相	1	34.46	808.9	2.583	0.12	1.0	1.54	3.07
		2	34.38	825.19	2.429				
3#220 主变套管	A相	1	12.93	302.10	2.512	0.23	0.31	3.01	5.65
		2	12.87	300.24	2.813				
	B相	1	12.85	300.10	2.431	0	0.13	0.10	0.21
		2	12.85	299.34	2.441				
	C相	1	12.82	298.96	2.247	0.23	0.35	1.99	4.63
		2	12.85	301.06	2.048				
4#110 主变套管	A相	1	8.82	414.69	3.165	0.11	0.29	2.63	4.33
		2	8.80	412.32	2.902				
	B相	1	8.77	407.78	1.856	0.06	0.69	1.6	4.13
		2	8.76	413.46	2.016				
	C相	1	8.80	411.19	1.727	0.28	0.26	2.74	7.35
		2	8.75	409.07	2.001				

对于上述采用 PT 获取基准电压的测试方法测量 $\tan \delta$ 存在分散性的原因,在第五章中已作了较为详细的分析、讨论,提出了宜采用同相被测设备之间互为基准的“综合相对测量法”来测量设备间的相对介质损耗角正切值以改善以上方法的不足,在此也给出了相应的测试结果,如表 6.4 及前表 5.3 所示。结果表明,

“综合相对测量法”有效地改善了由 PT 获取基准电压给测量带来的不稳定性。同时配合专家系统对设备的绝缘状况进行“趋势检测”，更利于实现及时发现设备的故障缺陷。我们正期待着这套带电检测系统在试运行较长时间后，积累更多的数据来更好地实现“趋势检测”。

表 6.4 系统采用“相对法”测量介质损耗角正切值的部分现场试验数据

设备名称	相别	序号	$\Delta \tan \delta$ (%)	设备名称	相别	序号	$\Delta \tan \delta$ (%)
{3#110 4#110 主变套管	A	1	1.553	{3#220 4#220 主变套管	A	1	0.511
		2	1.574			2	0.520
		3	1.648			3	0.498
	B	1	1.553		B	1	0.268
		2	1.601			2	0.245
		3	1.554			3	0.232
	C	1	1.625		C	1	0.414
		2	1.618			2	0.493
		3	1.671			3	0.566

6.3 本章小结

结合具体课题研究，在前几章的理论分析基础上开发、研制了一套电容型设备绝缘带电检测系统，它分为现场使用的便携式带电检测仪和后台数据管理与诊断两大部分，由传感器系统、数字化波形采集系统及计算机系统等模块组成。本章着重讨论了系统硬件结构设计的特点——模块化结构设计，如何实现各模块之间功能的协调、配合，系统各部分软件的功能及编制特点。

通过对电容型设备绝缘在线检测系统的研制，所开发的带电检测仪结合绝缘诊断专家系统的基本功能，初步实现了将在线检测与故障分析相结合的设想。

第七章 结 论

本文通过对电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测技术的深入研究及具体检测系统的研制, 得到以下主要结论:

1. 针对电容型设备被测电流信号小和现场设备安全运行的要求, 提出了采用有源电流传感器系统进行电流信号的提取, 并研制出由单匝穿芯式电流互感器及放大电路组成的有源电流传感器系统, 它具有不改变被测设备接地方式及可提高被测信号信噪比等优点。此外, 根据测试现场电磁干扰强的特点, 为传感器设计了一种能有效屏蔽电磁场干扰的多层屏蔽结构, 使该系统可从较强的噪声干扰环境中提取出微弱的被测电流信号。
2. 数字化波形采集系统的性能对测量结果有很大影响, 通过分析其量化误差及统计模型得到了波形采集系统参数(包括 A/D 转换字长及采样速率)与测量结果准确性之间的对应关系。此外, 提出了在实际应用中如何寻求数字化测量系统最佳工作点的原则, 并在此基础上开发了由微处理器、数据采集卡和信号处理板三部分组成的数字化波形采集系统, 其中数据采集卡的转换位数 12 位, 在对 $\tan \delta$ 测量精度要求为 $\pm 0.1\%$ 时, 系统的最佳工作点选在采样频率为 200kHz 附近。
3. 本文利用 FFT 算法能有效地从电网谐波干扰中提取被测工频信号的特点, 将其作为 $\tan \delta$ 在线检测的数字化信号处理方法。同时结合工频信号的频率特征, 在国内首次提出将混合基 FFT 算法用于处理 $\tan \delta$ 在线检测的数据, 避免了采用基-2FFT 算法进行数据处理时容易出现的频谱泄漏问题, 保证了信号处理的精度。此外还对基于最小二乘准则的递推最小二乘自适应滤波算法在消除不恒定干扰因素及改善系统测量稳定性方面的作用进行了仿真研究, 结果表明它对改善测量结果的稳定性是有效的。
4. 电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测中的主要技术难点是如何减小、消除外界噪声干扰及环境因素的影响, 从而提高测量结果的稳定性、降低测量结果的分散性。由此, 本文在电容型设备 $\tan \delta$ 在线检测中进一步提出了“综合相对测量法”的思想。现场应用证明, 采用“综合相对测量法”对电容型设备进行在线检测是可行的, 具有良好的测量稳定性, 有效地改善了“绝对测量法”中存在的不足。
5. 本文结合在线检测能够连续、实时检测运行设备的绝缘状况这一特点, 提出根据在线检测的数据结果对设备的绝缘状况进行“趋势分析”。通过建立适合于在线检测结果特点的数学模型——乘积型季节性模型, 可以有效地消除影响 $\tan \delta$ 测量结果的周期性、季节性因素(如温度、湿度等)。在此基础上, 配合专家系统对测量数据进行时间序列分析, 掌握设备 $\tan \delta$ 的变化趋势。同时根据相应的判断标准, 通过综合诊断, 能够对设备绝缘是否存在故障缺陷作出较为明

确的诊断。实例分析表明,对在线检测结果进行时间序列的趋势分析可以达到判断设备绝缘状况的目的。

6. 基于以上研究成果,本文成功地开发、研制了一套便携式电容型设备绝缘带电检测系统。这套装置不仅有可靠的硬件测试系统支持,而且具有强大的软件功能,包括现场的系统控制、数据处理和后台的数据管理及专家诊断功能等。该测试系统已投入现场试运行,并取得了满意的结果。

致 谢

本文是作者在西安交通大学电气工程学院高电压技术教研室三年博士研究生阶段学习、研究工作的总结,是在导师严璋教授的悉心指导下完成的。在这三年的博士研究生学习和研究工作中,导师的精心指导和培养使学生在各个方面都受益非浅,分析问题、解决问题及独立工作的能力有很大提高,在此谨向严老师表示衷心的感谢。

在高压教研室学习的三年是我人生中一段令人愉快的经历,在这个学术气氛活跃、团结友爱的集体里,大家互相帮助,彼此探讨学术问题,共同提高。在此要感谢我的同窗学友涂彦明硕士、高文胜博士生、高宁博士生、张军辉硕士、刘杰硕士生以及本课题组的其他成员,在本文的课题研究及写作过程中,他们积极合作,提出有益的建议并给予很大帮助。本论文中有关传感器部分的研究工作得到了陕西省计量研究所杨忠学老师的大力协助和支持,他为传感器的制作及性能测定付出了大量辛勤劳动。同时要感谢实验室的梁林华师傅、杨爽老师及实验室的其他老师,是他们的积极配合使论文的研究工作得以顺利进行。

此外,承蒙邱毓昌教授、冯允平教授、李彦明副教授及董连文副教授审阅了本文初稿并提出了许多宝贵意见,在此向几位老师表示诚挚的感谢。最后,感谢我的家人,他们的爱和默默的奉献使我能够全身心地投入学习和工作,最终完成论文的研究与写作。

参 考 文 献

1. 严璋. 电气绝缘在线检测技术. 北京: 水利电力出版社, 1995
2. 汪宏正, 何志兴, 张古银. 绝缘介质损耗与带电测试. 合肥: 安徽科学技术出版社, 1988
3. 黄立, 黄本雄, 黄沛然. HS—III型高电压设备绝缘在线自控监测系统技术报告. 武汉: 湖北电力试验研究所, 1995
4. 陈化钢. 电气设备预防性试验方法. 北京: 水利电力出版社, 1994
5. 王乃庆. 绝缘在线监测技术的实用性、经济性和可靠性. 电网技术, 1995, 19(11): 54 ~ 56, 60
6. 姚文冰, 马治亮, 黄盛洁. 变电站一次设备绝缘在线监测系统研究. 高电压技术, 1996, 22(3): 27 ~ 29
7. 黄新红, 严璋. 高压电容型设备在线检测方法的研究. 高压电器, 1996, 32(4): 41 ~ 45
8. 朱德恒, 严璋. 高电压绝缘. 北京: 清华大学出版社, 1992
9. Zhang Guyin . Calculation and Analysis of Effectiveness of Measuring Parameters during On-line Diagnosing Capacitive-type Insulation . In: Second Sino-Japanese Conference on Electric Insulation Diagnosis , Shanghai , China , 1992 : 129 ~ 132
10. 张古银. 电容型设备绝缘在线监测参数有效性的计算与分析. 高电压技术, 1992, 18(4): 20 ~ 30
11. 陆巍. 便携式电容型设备绝缘在线检测仪的研制: [硕士学位论文]. 西安: 西安交通大学电气工程系, 1991
12. 董其国等. 电力设备绝缘在线监测技术专题综述. 江苏: 常州供电局, 江苏省电力试验研究所, 中国电力工业设备诊断技术专业协会, 1996
13. 蔡国雄. 在线监测与诊断技术的特点及发展方向. 高电压技术, 1992, 18(1): 35 ~ 39
14. D. M. Allan, M. S. Blundell, K. J. Boyd et al . New Insulation Diagnostic and Monitoring Techniques for In-Service HV Apparatus . Proceedings of the 3rd International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials , Japan , 1991 : 448 ~ 451
15. D. M. Allan, K. J. Boyd, D. D. Hinde . A Continuous Insulation Monitor for High Voltage Transformer Bushings . 7th International Symposium on High Voltage Engineering , German , 1991 : 119 ~ 122
16. D. Allan , M. Blundell , K. Boyd et al . New Techniques for Monitoring the

- Insulation Quality of In-service HV Apparatus. IEEE Trans. on Electrical Insulation, 1992, 27(3): 578 ~ 585
17. Cai Guoxiong et al. The On-line Dielectric Loss Measurement by Voltage Comparator Method. Proceeding of 1994 International Joint Conference, Osaka, Japan, 1994: 127 ~ 130
 18. 蔡国雄, 胡兆明, 王建民. 介质损耗测量的过零点电压比较法. 电网技术, 1995, 19(10): 1 ~ 5
 19. 魏新劳, 韩树郁. 过零时间差法介质损失角正切测量技术. 哈尔滨电工学院学报, 1995, 18(3): 298 ~ 303
 20. 马为民, 吴维韩. $\lg\delta$ 数字测量中过零比较法的应用. 高压电器, 1996, 32(1): 25 ~ 28
 21. 马为民, 吴维韩. 便携式数字介质损耗测量仪的研究. 高电压技术, 1996, 22(1): 92 ~ 94
 22. X. L. Wei, S. Ma, J. L. Zhu et al. The Two-point Simultaneous Sampling Method for Measurement of Loss Tangent. In: Proceedings of 1996 Asian International Conference on Dielectrics & Electrical Insulation and 4th Japan-China Conference on Electrical Insulation Diagnosis, Xi'an, China, 1996: 437 ~ 440
 23. X. L. Wei, S. Ma, J. L. Zhu et al. The Zero-Crossing Time Difference Method for Measurement of Loss Tangent. In: Proceedings of 1996 Asian International Conference on Dielectrics & Electrical Insulation and 4th Japan-China Conference on Electrical Insulation Diagnosis, Xi'an, China, 1996: 441 ~ 444
 24. Wang Jinghan et al. On-line Measurement of C_x and $Tg\delta$ on the Type of Capacitive Electric Equipment. Proceeding of 1994 International Joint Conference, Osaka, Japan, 1994: 447 ~ 450
 25. Cui Yuqiang. The Study on the Problem of Measuring Dielectric Loss for Large Capacitance Electric Apparatus with Schering Bridge and Shunt. Proceedings of the 3rd International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, Japan, 1991: 1196 ~ 1199
 26. 陈鹏云, 贺景亮, 赵生和等. 绝缘介质损耗因数在线监测的研究. 高电压技术, 1994, 20(4): 36 ~ 38
 27. Dr. P Vujovic, R K Fricker. Development of an On-line Continuous $\tan(\delta)$ Monitoring System. Conference Record of the 1994 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Pittsburgh, USA, June 5-8, 1994: 50 ~ 53
 28. R K Fricker. Monitoring HV Insulation Integrity On-line. Transmission &

Distribution World, 1996: 26 ~ 37

29. 松浦虔士. 电力设备の运转中绝缘诊断技术. 电气学会技术报告(Ⅱ部) 402号, 1992
30. 郑本旺. 分散式绝缘在线监测. 高电压技术, 1995, 21(1): 44 ~ 46
31. 傅宾兰. DJY型电容型电气设备带电监测仪的开发研究(G9429-2). 北京: 电力部电力科学研究院, 1994
32. 傅宾兰. 电容型电气设备带电及在线监测仪的研制. 电网技术, 1995, 19(5): 29 ~ 34
33. B. L. Fu. Hot-line Monitoring Instrument of Capacitive Apparatus in Power Systems. In: Proceedings of 1996 Asian International Conference on Dielectrics & Electrical Insulation and 4th Japan-China Conference on Electrical Insulation Diagnosis, Xi'an, China, 1996: 417 ~ 420
34. 贺景亮. 无源介损传感器研究总结报告. 武汉: 武汉水利电力大学, 1996
35. 吕延锋, 陈长瑜. 用 MCS-8098 单片机实现的介质损耗测量系统. 高电压技术, 1996, 22(2): 64 ~ 66
36. Ding Pinnan, Zhao Erdong. Digital Measurement Technique of Dielectric Loss Angle Tangent. In: Second Sino-Japanese Conference on Electric Insulation Diagnosis, Shanghai, China, 1992: 133 ~ 135
37. Nitaigour, Premchand, Maholik. A Digital Meter for Measuring Dissipation Factor. Proceedings of the 5th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, Seoul, Korea, 1997: 1129 ~ 1131
38. 贺景亮, 陈鹏云, 赵生和等. 数字波形分析系统在绝缘在线监测中的应用. 高电压技术, 1991, 17(3): 22 ~ 25
39. Guan Genzhi, He Jingliang, Chen Pengyun et al. A Study on the On-line Monitoring and Measuring System for Electric Equipment Insulation in HV Substations. Proceeding of 1994 International Joint Conference, Osaka, Japan, 1994: 287 ~ 290
40. 吕延锋, 钟连宏. 介损测量技术及其最新发展. 高电压技术, 1996, 22(2): 53 ~ 55
41. 袁铖. 绝缘在线监测系统误差环节浅析. 高电压技术, 1997, 23(1): 43 ~ 45
42. 马为民, 吴维韩. 电源谐波对介质损耗测量的影响. 清华大学学报(自然科学版), 1997, 37(1): 65 ~ 68
43. 王忠东, 王昌长, 陶伟等. 脉冲极性鉴别系统在局部放电在线监测中的应用. 清华大学学报(自然科学版), 1995, 35(2): 117 ~ 121
44. 贾逸梅, 栗福珩. 在线监测中用于绝缘介电特性测量的电流传感器. 高电压

- 技术, 1994, 20(3): 37 ~ 42
45. 贺景亮, 关根志, 陈鹏云等. 复合型小电流传感器研究. 高电压技术, 1997, 23(1): 46 ~ 49
46. 贺景亮, 赵生和, 陈鹏云等. 无源介损传感器的稳定性分析. 高电压技术, 1995, 21(4): 39 ~ 41
47. 黄本雄, 黄沛然, 李姣军. 高电压设备绝缘在线监测电流传感器的研究. 华中理工大学学报, 1996, 24(5): 1 ~ 2
48. 赵秀山, 王振远, 朱德恒等. 在线监测用电流传感器的研究. 清华大学学报 (自然科学版), 1995, 35(S2): 122 ~ 127
49. 张维娜, 杜忠. 霍尔电流传感器在绝缘在线监测中的应用. 高电压技术, 1996, 22(2): 30 ~ 32
50. [苏] B. B. 阿法纳西耶夫等. 电流互感器. 北京: 机械工业出版社, 1989
51. 赵修民. 测量用互感器. 北京: 机械工业出版社, 1986
52. 汪国梁. 电机学. 北京: 机械工业出版社, 1987
53. 王德芳, 叶妙元. 磁测量. 北京: 机械工业出版社, 1990
54. 张军, 肖耀荣, 郭祖余等. 互感器设计员培训班讲义. 沈阳: 沈阳变压器研究所, 1978
55. 张军辉. 变电站电气设备带电监测仪的研制: [硕士学位论文]. 西安: 西安交通大学电气工程学院, 1997
56. 秦世才, 王朝英. 集成运算放大器应用原理. 天津: 天津人民出版社, 1975
57. 高继坤, 杨焕明. 运算放大器应用电路分析. 北京: 北京理工大学出版社, 1989
58. 王永洪. 线性集成运算放大器及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1988
59. 严楣辉, 杨光璧. 集成运算放大器分析与应用. 成都: 成都电讯工程学院出版社, 1988
60. 张世远, 路权, 薛荣华等. 磁性材料基础. 北京: 科学出版社, 1988
61. 吴南屏. 电工材料学. 北京: 机械工业出版社, 1993
62. 张有纲, 黄永杰, 罗迪民. 磁性材料. 成都: 成都电讯工程学院出版社, 1988
63. 《软磁合金手册》编写组. 软磁合金手册. 北京: 冶金工业出版社, 1975
64. [日] 大森酆明著, 刘代琦, 梁宇青译. 磁性材料手册. 北京: 机械工业出版社, 1985
65. 王会宗等. 磁性材料及其应用. 北京: 国防工业出版社, 1989
66. 贺景亮. 电力系统电磁兼容. 北京: 水利电力出版社, 1993
67. 林福昌, 姚宗干, 蒋政龙. 变电所强电设备与弱电线路的电磁兼容问题. 中国电力, 1996, 29(1): 37 ~ 40

68. 徐鹏根等. 电磁兼容性原理及应用. 北京: 国防工业出版社, 1996
69. 郭雄, 张文亮. 电力系统电磁兼容的技术问题. 高电压技术, 1997, 23(2): 53 ~ 55, 58
70. 赖祖武. 电磁干扰防护与电磁兼容. 北京: 原子能出版社, 1993
71. [西德] R. 波尔, 唐与谌等译. 软磁材料. 北京: 冶金工业出版社, 1985
72. Oskars Petersons, William E. Anderson. A Wide-range High-voltage Capacitance Bridge with one PPM Accuracy. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1975, IM-24(4): 336 ~ 344
73. 黄新红, 张军辉, 严璋. 高压电气设备绝缘特性带电检测仪信号采集系统的研究. 西安交通大学学报, 1997, 31(11): 40 ~ 45
74. G. H. Rayner. Flux Pattern in Spiral Tape Cores. J. Sci. Instrum. (J. Phys. E), 1968, Vol. 1: 780
75. 周舒梅. 动态信号分析和仪器. 北京: 机械工业出版社, 1990
76. 范金城, 周家良, 钱昌本. 概率论. 西安: 西安交通大学出版社, 1987
77. 郑南宁. 数字信号处理. 西安: 西安交通大学出版社, 1991
78. 何立民. MCS-51 系列单片机应用系统设计系统配置与接口技术. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1990
79. 邹云屏, 李潇. 信号变换与处理. 武昌: 华中理工大学出版社, 1994
80. 詹宏英译. 如何对瞬态信号进行数字化. 国外电子测量技术, 1994, (4): 3 ~ 5
81. [法] H. J. 努斯鲍默著, 胡光锐译. 快速傅里叶变换和卷积算法. 上海: 上海科学技术文献出版社, 1984
82. 孙仲康. 快速傅里叶变换及其应用. 北京: 人民邮电出版社, 1982
83. J. Arrillaga et al, 容健纲等译. 电力系统谐波. 武昌: 华中理工大学出版社, 1994
84. Alessandro Ferrero, Roberto Ottoboni. High-Accuracy Fourier Analysis Based on Synchronous Sampling Techniques. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1992, 41(6): 780 ~ 785
85. 宋立新, 姜德潭, 王乾等. 谐波分析中非同步采样影响的分析及其抑制的研究. 哈尔滨电工学院学报, 1995, 18(4): 436 ~ 440
86. 胡广书. 正弦信号抽样中若干基本问题的讨论. 清华大学学报(自然科学版), 1997, 37(1): 74 ~ 77
87. 吴兆熊等. 数字信号处理(下册). 北京: 国防工业出版社, 1985
88. 龚耀寰. 自适应滤波. 北京: 电子工业出版社, 1989
89. [英] C. F. N. 科恩, P. M. 格兰特. 自适应滤波器. 上海: 复旦大学出版社, 1990

90. 陈宗基. 自适应技术的理论及应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1991
91. 罗发龙, 保铮. 一种适于自适应信号处理的神经网络模型. 西安电子科技大学学报, 1991, 18(Sup.): 9 ~ 17
92. 罗发龙, 李衍达. 神经网络信号处理. 北京: 电子工业出版社, 1993
93. 陈继东, 周龙, 文远芳. 神经网络在 MOA 在线监测中的应用研究. 电磁避雷器, 1997, (3): 35 ~ 38
94. 杨位钦, 顾岚. 时间序列分析与动态数据建模. 北京: 北京工业学院出版社, 1986
95. [美] D. 格罗彼. 时间序列分析辨识与适应性滤波. 北京: 科学出版社, 1987
96. 陈兆国. 时间序列及谱分析. 北京: 科学出版社, 1988
97. [美] S. M. 潘迪特, 吴宪民. 时间序列及系统分析与应用. 北京: 机械工业出版社, 1988
98. AX8015 Embedded PC/AT286 All-in-one Plug-in CPU Card User's Manual. AXIOM Technology Co. Ltd, July 1992

攻读博士学位期间的研究成果

- (5) 1. Y.H. Deng, L.C. Wang, G.J. Zhang, X.H. Huang, Z. Yan. Expert System for Insulation Diagnosis. In: Proceedings of 1994 International Joint Conference of 26th Symposium on Electrical Insulation Materials, 3rd Japan-China Conference on Electrical Insulation Diagnosis and 3rd Japan-Korea Symposium on Electrical Insulation & Dielectric Materials, Osaka, Japan, Sept. 1994: 187 ~ 190
- (1) 2. X.H. Huang, F. Bai, Zhang Yan. On-line Measuring Dielectric Loss Angle of Capacitive-type Insulation by Using Digital Measurement Technique. In: Proceedings of 1995 International Symposium on Electrical Insulating Materials, Tokyo, Japan, Sept. 1995: 275 ~ 278 (EIP96023030235)
- (4) 3. 黄新红, 严璋. 高压电容型设备绝缘在线检测方法的研究. 高压电器, 1996, 32(4): 41 ~ 45
- (3) 4. 涂彦明, 黄新红, 高宁, 严璋. 电力系统高压设备诊断管理用专家系统. 高电压技术, 1996, 22(2): 76 ~ 77
- (5) 5. 黄新红, 高宁, 严璋. 状态维修与绝缘诊断. 电世界, 1996, 37(9): 4
- (1) 6. Xinhong Huang, Wensheng Gao, Zhang Yan. Methodology for Increasing Accuracy of On-line Insulation Diagnosis. In: Proceedings of 1996 Asian International Conference on Dielectrics & Electrical Insulation and 4th Japan-China Conference on Electrical Insulation Diagnosis, Xi'an, China, Oct. 1996: 333 ~ 336 (EIP97013501607)
- (4) 7. 黄新红, 高宁, 严璋. 国外对全膜电容器深入研究的启示. 电力电容器, 1997, (2): 1 ~ 4
- (3) 8. 黄新红, 张军辉, 严璋. 高压电气设备绝缘特性带电检测仪信号采集系统的研究. 西安交通大学学报, 1997, 31(11): 40 ~ 45