

西安交通大学

硕士学位论文

正交滤波算法在电容型设备介损在线检测中的应用

姓名：杨敏中

申请学位级别：硕士

专业：高电压与绝缘技术

指导教师：严璋

2001. 3. 1

正交滤波算法在电容型设备介损 在线检测中的应用

摘 要

研究电力设备绝缘在线检测技术是及早发现绝缘缺陷、确定设备绝缘状态、提高系统运行可靠性的重要手段。(电容型电力设备在变电站中占有相当大的比例,其介质损耗角正切值($\text{tg}\delta$)是反映其绝缘状况的一个重要绝缘参数,因此,研究电容型设备介损在线检测技术具有十分重要的意义。本文重点研究了如何将正交滤波算法应用于介损在线检测之中,对采用该算法的原理、使用条件、误差分析和改进措施等各方面进行了分析。主要研究内容如下:

采样系统的性能对数字化介损测量的精度有很大影响。本文结合谐波法介损在线检测的特点和要求,对采样频率、采样位数等影响采样系统性能的主要参数进行了详细地分析,得出了各参数对测量误差的影响规律,并在此基础上给出了确定最佳采样参数的原则和方法。

将正交滤波算法引入到介损在线检测之中,通过该算法实现对电压、电流信号的基波相位参数提取。(分析表明,在信号整周期采样的条件下,该算法可以实现工频基波相位信息的精确提取。进一步分析表明,正交滤波算法是离散傅立叶变换的一种简化算法。

分析了频率波动对正交滤波算法测量精度的影响规律。(理论分析和数值计算表明,信号初始相角的差异和信号谐波的干扰是引起测量误差的两个主要原因。因此,)本文提出采取解析变换和低通滤波对输入信号进行预处理,以改进正交滤波算法的效果,并通过理论分析和数值仿真验证了改进方法的有效性。

关键词: 介质损耗测量 在线检测 数字信号处理 正交滤波
解析变换

Application of the Quadrature Filtering in On-line Dielectric Loss Monitoring Technique for Capacitive-Type Equipment

Abstract

The on-line insulation monitoring for power equipment is of great importance to the fault detection of the equipment and the safe operation of the power systems. As the capacitive-type equipment plays a very important role in power systems, and dielectric loss ($\text{tg}\delta$) is one of the key parameters to evaluate the insulation condition, so it is very important to study the technology of on-line dielectric loss measurement. In this paper, a new measuring technique based on the quadrature filtering is introduced, analysis and discussion about the application of the new method are presented. The main research works of this dissertation is as following:

The precision of digital dielectric loss ($\text{tg}\delta$) monitoring system is greatly influenced by the performance of the sampling system. In this paper, take into consideration of the special requirements for the $\text{tg}\delta$ measurement, two parameters: sampling frequency and sampling accuracy, which are the most important ones for the sampling system, are discussed deeply, and then the way how these two parameters affect the performance of sampling system are concluded. On the basis of these, the principles and the methods to determine the optimal sampling parameters are presented.

As a modified method for $\text{tg}\delta$ on-line monitoring, the quadrature filtering algorithm is introduced to extract the phase angle of fundamental waveform of the voltage or current signal. And it can be proved that under the condition of complete alternation sampling, this new method can realize the accurate extraction of the phase angle of fundamental wave. Further analysis shows that the quadrature filtering algorithm is a simplified algorithm of Discrete Fourier Transform(DFT).

The effect of frequency fluctuation on the quadrature filtering algorithm is also discussed. The theoretical analysis shows that the differential of initial phase angle and the interference of harmonic wave are

the two main reasons causing the error. In order to improve the accuracy of the measuring, the preprocessing method of the analytical transformation and the low-pass filter to the input signals is proposed, and the efficiency of this new method are proved later by the theoretical analysis and numerical simulation.

Key words: Dielectric loss measurement On-line monitoring
Digital signal processing Quadrature filtering Analytical transformation

1 绪论

综述了电容型设备介质损耗在线检测技术的基本原理和研究发展现状，并介绍本文的主要研究工作。

1.1 引言

安全、可靠、优质地供电是对现代电力系统运行的基本要求。“八五”期间，我国电网中由于设备故障而直接引发的电网事故约占事故总量的26.3%^[1]，因此提高电力设备运行的可靠性是保证电力系统安全稳定运行的关键。对高压电力设备而言，设备运行的可靠性在很大程度上取决于设备绝缘状态的好坏。电力设备在运行过程中长期受到诸如电、机械、热、化学等多种因素的作用，设备绝缘不可避免地会发生劣化，严重时可能导致绝缘功能的丧失，从而引发设备故障。因此如果能在设备的运行过程中通过必要的检测手段来评估设备绝缘状态、及早且有效地发现绝缘缺陷，将会对减少事故的发生、提高设备的运行可靠性具有重要意义。

长期以来电力系统都是通过定期进行常规预防性试验（预试）的方法对设备的绝缘状态进行检测，这对保证电力设备的安全、稳定运行曾起到了有效的监督作用。但近年来随着电压等级的提高、设备容量的增大，原有的离线预试方法已经难以满足现代电力系统的实际需要，主要表现在如下两个方面^[1-7]：

首先，预试都是在停电后进行的，其试验电压一般小于10kV，可能远低于高压设备的运行电压，在这种试验条件下一些内部绝缘缺陷往往并无明显表现特征，以至很难被发现，其灵敏度也大大降低；另外设备在停电条件下和运行条件下的状态有较大的差别，因而预试并不能真实反映设备在运行条件下的绝缘状况。

其次，停电预试是按固定的周期进行的，其时效性存在有一定的限制，一方面难于发现设备在试验周期内发展起来的故障缺陷，做到及时发现、及时跟踪、及时检修；另一方面因为过去往往是“到期必修”，没有充分考虑到设备的实际状态，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，而且有时还会因为维修的不慎造成设备不必要的损害或留下故障隐患。

目前我国对电力设备的维护大多仍停留在周期检修阶段，但经多年的运行实践表明，定期维修制中的维修计划缺乏针对性，往往容易导致过度维修（也有少数是维修不足）的问题，因此从定期维修到状态维修的转变受到了普遍的关注。而要实现状态检修就要求维修决策者必须及时、准确地掌握设备的绝缘状况及变化趋势，显然现行的完全依赖离线预试的绝缘检测方法已明显不能满足新维修体制的需要。在这种情况下绝缘在线检测技术应运而生，并成为绝缘检测一个主要发展方向。而近年来随着新型传感器、计算机技术、信息处理技术的发展和运用，也为电力设备在线检测技术的推广应用提供了广阔的前景。

1.2 电容型设备绝缘特性的特征参数

电力系统中，高压电容型设备是指设备的总体绝缘结构可用一个电容或一串电容来等效的电力设备，包括了电容式高压套管、电流互感器（CT）、电容式电压互感器（CVT）及耦合电容器（OY）等，数量可占变电站设备总台数的40%~50%；因此电容型设备在变电站中也具有重要的地位，它们的绝缘状态直接关系到整个变电站的安全运行，对其绝缘状况进行检测具有重大的意义^[6,7]。

影响电容型设备安全运行的薄弱环节主要集中在设备的绝缘部分，经常由于绝缘出现缺陷而导致设备发生故障。常见的绝缘缺陷有受潮、老化和局部放电等。对于电容型设备来说，可用来检测设备绝缘状况的参数有介质损耗角正切、局部放电（局放）、泄漏电流和电容量等。局放检测可灵敏地发现设备中存在的放电型故障，但测量局放对测量环境和设备都有很高的要求，现有的在线局放测量设备还不很完善，而且造价很高，因此实现局放在线测量还有些困难；仅测泄漏电流和电容量虽然也可以反映设备的绝缘状况，但有时其灵敏度不高；目前，对交流下的电容型设备以介质损耗角正切 $\tan\delta$ 及电容量 C 进行测量被公认为最能反映其状况的一种方法。

各种电介质（绝缘材料）在电压作用下都会产生能量损耗^[4]。介质损耗会使绝缘介质的温度上升，促使材料老化。如果介质温度过高还会引起绝缘性能的丧失，从而导致热击穿；另外，一些绝缘缺陷如受潮、局部开裂等也可导致介质损耗的增大。因此介质损耗是衡量绝缘介质电性能的一项重要指标。由于电容型设备绝缘结构的特点，测量得到的设备整体介质损耗角正切可反映电容型设备的整体绝缘状况。实际经验也表明，对于体积较小的电容

型设备, 测量介质损耗可较灵敏地发现设备绝缘整体受潮和劣化变质以及设备中潜伏的局部缺陷。一般来说, 电容型设备的缺陷是渐进发展的, 其绝缘的介电特性也是逐渐变化的, 因而对容性设备进行介损在线检测, 对及早发现缺陷、避免恶性事故发生具有重大意义。

电容型设备绝缘结构的等值电路和相量图如图 1-1 所示。其中 C_x 代表了设备本身的电容, R 则反映了产生各种损耗的等效电阻^[4,8]。

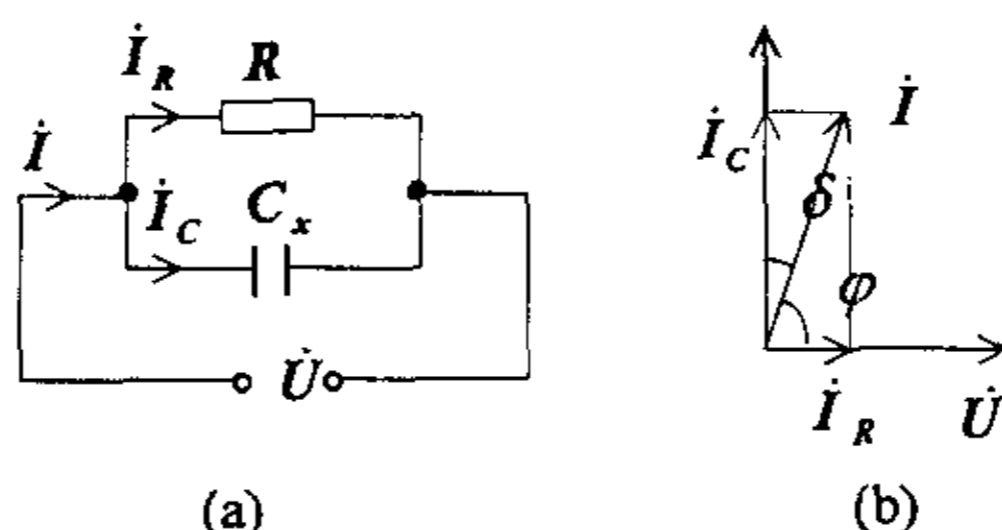


图 1-1 电容型设备的交流等值电路和相量图
(a) 等值电路 (b) 相量图

由相量图可以看出, 由于损耗电阻 R 的存在, 流经设备电流与施加电压之间的夹角 φ 小于 90° , 其余角 δ 就称为介质损耗角, 其正切值 $\operatorname{tg}\delta$ 很好地反映了设备绝缘介质损耗的大小。将总电流分解可得到电容性电流分量 i_C 和有功电流分量 i_R 两部分, 从而可得到介质的有功损耗功率:

$$P = UI_R = UI_C \operatorname{tg}\delta = U^2 \omega C_x \operatorname{tg}\delta \quad (1-1)$$

可见, 当绝缘介质、外加电压和频率一定时, 介质损耗和 $\operatorname{tg}\delta$ 成正比, 即可以用 $\operatorname{tg}\delta$ 来表征介质损耗的大小。因此对电容型设备进行介损在线检测就是要测量设备的介质损耗角正切 $\operatorname{tg}\delta$ 。

1.3 电容型设备介损($\operatorname{tg}\delta$)在线检测技术的发展概况

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。最初的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 $\operatorname{tg}\delta$ 和电容的西林电桥法^[9]便沿用了停电预试中的电桥的测量原理。电桥法实际上是一种间接参数比较法, 通过调整电桥平衡, 将试品的参数与标准电容和电阻进行比较, 从而求得试品的介损 $\operatorname{tg}\delta$ 。但是这种方法目前未能在在线检测中推广, 究其原因, 主要在于在线检测系统的运行环境和条件与离线测量不同, 有其自身的特点和特殊要求。首先在线检测系统的安装不能影响原有设备的正常运行, 否则就不可能投入使用; 其次, 测量设备要简单、易于安

装和使用, 尽量减少对原有运行线路的改动; 此外, 在线检测的可测信号来源有限, 只能是运行过程中出现的一些可测信号, 如设备的运行电压、运行电流、设备温度等, 不象离线测量, 可通过增加一些附加设备来构造特殊的测量信号, 从而改进测量的方法, 提高测量的精度。

如图 1.1 所示, 介质损耗角 δ 就是流经试品的电流与运行电压之间的向量夹角的余角, 如果能够测量或计算出电流信号和电压信号之间的相位差, 也就得到设备的介质损耗角正切; 电压和电流两个参量都可通过传感器在运行现场测得, 因此目前电容型设备的介损在线检测基本上都采用了这个原理, 具体实现的流程图如图 1-2 所示。

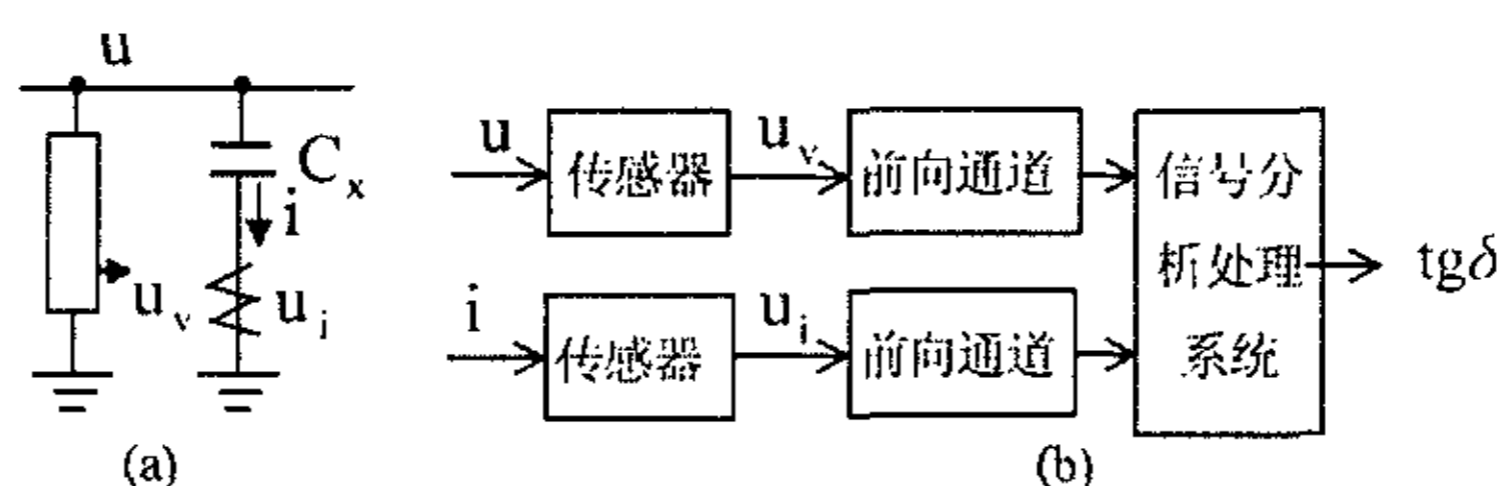


图 1-2 $\text{tg}\delta$ 在线检测的原理图
(a) 信号的采集 (b) 检测过程框图

由于电容型设备的介质损耗角一般很小, 准确测量的难度很大, 因此研究的重点也较多地集中在相位差的比较方法上, 由此形成了多种测量方法。目前比较常用的方法有以下几种:

1. 过零时差比较法

过零时差比较法(又称脉冲计数法)是目前介损在线检测中最常用的一种方法, 它将相位测量转变为时间测量, 通过比较电流和电压信号的过零点的时间差 ΔT 来获得两者的相位差^[10-14]。该方法具有测量分辨率高、线性好、易建模的优点; 但也容易受到诸如波形畸变、零点漂移等因素的影响, 造成较大的误差和分散性^[15,16]。文[17]针对波形畸变而产生的测量误差, 进行了详尽的分析和仿真计算, 给出了基波相位、谐波相位、谐波次数等干扰因素的影响规律; 文[18]则提出了分别采用比较无功电流分量与总电流的过零点的办法和双向过零检测技术来解决以上两个问题, 但并未说明如何在现场测量提取无功电流; 文[12]则对谐波的频率、幅值、相位等对介质损耗测量的影响规律进行了分析, 并给出了过零点比较法的适用条件。

2. 过零点电压比较法

过零点电压比较法是测量两个正弦波在过零点附近的电压差,并由电压差来计算相位差的办法,该方法具有电路简单、对过零点的定位要求不高的特点,有较强的抗干扰能力。文[19]对该方法的原理、适用条件和理论测量误差进行了分析。该方法也存在一些不足,如很难保持测得的两信号的幅值相等,波形畸变对测量有较大的影响等。

3. 正弦波参数法

正弦波参数法假设被测量的电压、电流信号都是理想的工频正弦信号,因而采样得到的若干信号点必定符合三角函数关系,因而可建立方程来推导出介质损耗角正切来^[20]。但是在现场测得的信号中,除了工频基波分量外还包含有许多高频谐波分量,并不符合该方法的基本假设,因而该方法在实际应用中可能会受到一定的限制。

4. 谐波分析法

谐波分析法就是利用数字频谱分析的方法对测得的试品电压、电流信号进行分析,提取其基波分量,进而求出介质损耗角^[6,21]。目前较多采用的是基于离散傅立叶变换的快速离散傅立叶变换算法(FFT)。谐波分析法不受高次谐波的影响,也不受仪器电子电路所产生的零漂影响。因此可以达到比较高的稳定性和测量精度,但该方法容易受到系统频率波动的影响^[22],并且对A/D转换器的分辨率有较高的要求。

如果按照信号处理和分析手段的不同,以上所介绍的几种方法可大体分成两类。一类主要靠“硬件”实现,如过零点的相位比较法、电压比较器法等;另一类是主要靠“软件”实现,如谐波分析法和正弦波参数法等。“硬件”实现是最早应用于介损在线检测的方法,经过多年的应用和改进,取得了较好的效果;但由于硬件实现本质上还是一种由电子电路完成信号处理的模拟测量方法,容易受外界干扰的影响,从而限制了整个测试系统的稳定性和测量精度。近年来,随着数字信号处理技术的发展和处理器件性能的提高和成本的下降,基于数字信号处理技术的“软件”处理方法得到了广泛的应用。这类方法信号的处理工作基本上都是由后期的软件处理程序完成,电路的结构较为简化。由软件来实现信号处理还可解决某些硬件电路难以解决或无法解决的问题,如高性能滤波器的设计和非因果的数据处理等。另外软件

处理还具有较大的灵活性，算法的改进只需修改程序即可实现，因此基于软件的介损在线检测技术有着广泛的发展前景^[10]。

1.4 影响电容型介损在线检测精度的主要因素

电容型设备 $\text{tg}\delta$ 在线检测的环境往往比较复杂，而所能采取的手段也相对有限，因而很容易受到诸如外界干扰、信号源波动和系统稳定性等因素的影响，从而大大降低测量的精度和稳定性。其中几个主要的因素为：

1. 基准电压的测量误差

介损测量必须要有一个基准电压。在线检测中，一般是利用现场所能提供的条件来选定基准电压。目前国内使用最多是通过电压互感器（PT）的二次端获得基准电压。但实际应用表明，电压互感器的相角测量误差是引起目前介损在线检测分散性比较大的主要原因之一^[23~25]。因为电压互感器的低压侧和高压侧之间本身存在一个相角误差，并且这个误差会随运行电压及二次侧负载等的变化而变化，波动范围可能会超过被试品介质损耗角本身的大小。因此，由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。针对这一问题，文[6]提出了介损 $\text{tg}\delta$ 的综合相对测量方法，来克服由 PT 引入的不稳定测量误差，并取得了较好的效果。

2. 传感器自身的角差^[6]

真实、可靠地获取被测设备的电压、电流信号是整个系统准确测量的基础。目前在电容型设备介损在线检测中，电流信号的获取基本上采用的是穿芯式电流互感器，而电压信号则是通过隔离变压器从 PT 获得。但为了保持两个测量通道性能变化的一致性，近年来也有人采用将基准电压信号转变为电流信号后，再通过电流传感器进行测量的办法。电流传感器一般都存在角差，而且角差很可能会随着被测电流信号的变化而改变，因此很难通过预先校正的办法消除；另外传感器的其性能参数也会受到外界电场和温度的影响，因此传感器自身所带来的误差是介损在线检测的基本误差源之一。

3. 现场各种干扰的影响

在线检测过程中，干扰信号多种多样，来源和途径亦各不相同。干扰信号按其特征可分为：1) 连续的周期性干扰信号，主要是电力系统内的高频保护和载波通讯信号及电网电压的高次谐波分量^[6]等；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放电信号、电力设备的局放信号、可

控硅整流信号等；3)非周期波动干扰信号，主要指系统的运行电压和频率的波动等。所有的这些干扰对不同的测量方法的影响程度是不同的，如前两种干扰可严重影响过零比较法的测量精度，对谐波法则不是很明显。

通过以上的分析可以看出，影响介损在线检测的因素很多，每种都有各自的影响范围和消除方法，如前两种影响因素的消除就很难在信号的处理阶段得到实现，一般只能依靠传感装置设计的改善来得到解决。因此合理控制各个影响因素，选取合理的测量方法，以降低测量的误差，提高测量的效果和稳定性。

1.5 本文的主要工作

随着计算机技术及数字信号处理技术的发展，基于数字信号处理技术的测量方法日益受到重视，并开始得到广泛应用，但一些诸如测量的准确性、稳定性等问题仍然困扰着介损在线检测的发展。本文将重点讨论测量信号处理阶段中遇到的一些测量精度问题。在原有谐波法测量的基础上，将正交滤波算法引入到介损的在线检测中，以提高信号处理算法的效率。在算法误差分析的基础上，对该算法进行了一些改进。本文的主要工作有：

1. 针对介损测量中信号处理的特点和对测量误差的具体要求，对信号采样系统的特性及其误差规律进行了分析。
2. 将正交滤波算法引入到介损在线检测的信号处理中。在介绍算法原理的基础上，对算法的频率响应特性及其使用条件进行分析，最后还讨论了该算法与离散傅立叶变换之间的关系。
3. 重点分析了频率波动对正交滤波算法的影响机理和规律，通过理论推导和数字计算对算法误差的大小进行了估算。在误差分析的基础上，对改进算法的方法进行了讨论。

2 介损在线检测中采样系统的特性分析

本章对介损在线检测中采样系统的特性及其误差进行了分析讨论,并针对谐波法介损测量,给出了确定最佳采样精度和采样频率的原则和方法。

2.1 引言

在介质损耗在线检测中,数字信号处理技术主要应用于对测得的电压、电流信号进行处理和分析。而由传感器得到的模拟电压、电流信号,只有在经过采样和量化处理,变换为数字信号之后,才能由后继的数字信号处理模块完成计算和分析。采样环节是整个数字信号处理系统的基础,采样后得到的数字信号能否保留原有模拟信号的有用信息在很大程度上决定了整个系统的性能,因而有必要对采样系统的性能进行分析和讨论。

根据数字测量理论,将模拟信号转变为数字信号涉及到两个量化过程:一个是时间上的量化,即把测得的模拟信号转化为离散的采样序列;另一个是幅值的量化,即把采样序列变换为有限字长的数字信号。与这两个过程相对应,在信号采样系统设计中分别存在着两个重要的参数:采样频率和采样精度(即量化位数),这两个参数基本上决定了采样系统性能。本章就从这两方面来讨论采样系统的特性。

2.2 介损在线检测系统中采样频率的确定

对模拟信号采样得到的是该信号在等间隔采样点处的值,即该信号的样本值。按照信号采样定理,在一定条件下,一个连续信号完全可用这些样本值表示,并且可以由这些样本值把原有信号完全恢复出来。这一条件就是奈奎斯特判据,即对于频率有限的信号,采样频率 f_s 必须不低于信号最高频率 f_h 的两倍,这一频率 $2f_h$ 又称为奈奎斯特频率^[26-30]。如果不满足这一条件就会出现频谱混叠,使信号失真。

如果采样频率满足奈奎斯特判据,信号可以完全重构。但在实际的具体应用中,有时仅需要保留信号中的部分频率分量,这样系统对采样频率的要求就有可能放宽。如用谐波法进行介损测量时,我们就只需要信号的基波分量,而无需考虑高次谐波分量是否发生了畸变,因此对采样频率的确定可作具体的分析。如能在保证测量的精度条件下,降低采样频率的要求,就可以

减少存储和处理的数据量，减少计算，提高信号分析和处理的速度。

2.2.1 信号采样与频率混叠

从频谱分析的角度来看，采样的过程实际上就是信号对周期采样脉冲的幅值进行调制的过程。按照信号调制原理，信号的频谱将以零点为中心按照采样脉冲的频谱进行延拓，延拓的周期为采样脉冲的周期，对信号进行采样的频域分析示意图如图 2-1 所示：

图中 f_h 为信号的最高频率， f_s 为采样频率。由图可以看出当 $f_h \leq f_s/2$ 时，频谱只有周期性延拓，没有重叠，因此通过理想低通滤波器就可恢复原有信号；但当 $f_h > f_s/2$ ，则会使频谱在周期性延拓中出现重叠，这时就无法由该频谱通过滤波恢复原有信号的频谱了，这个现象就是频率混叠现象^[26~28]。因此为防止频率混叠现象的发生，对模拟信号进行采样一定要满足奈奎斯特判据。

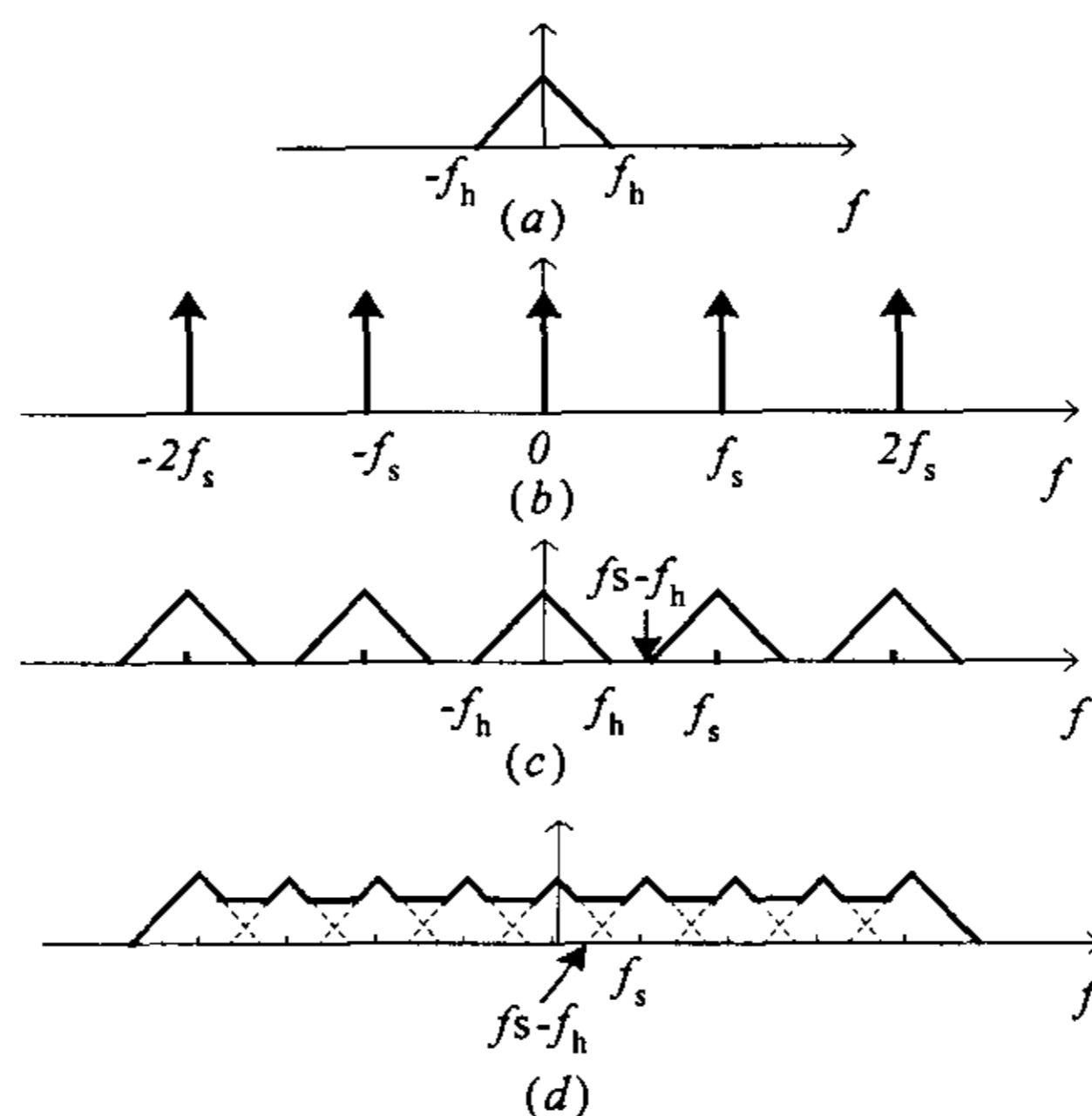


图 2-1 时域抽样在频域中的效果

- | | |
|----------------------------|---------------------------|
| a)原始信号频谱; | b)抽样函数频谱; |
| c) $f_s > 2f_h$ 时抽样后信号的频谱; | d) $f_s < 2f_h$ 时抽样后信号的频谱 |

2.2.2 谐波法介损测量对采样频率的要求

在介损在线检测中，短期内测得的电压、电流模拟信号都可看作是平稳

信号，它可能包含了直流分量、工频基波分量及各次谐波分量，此外还有一些来自外界的脉冲干扰和随机干扰成分等。通过前置模拟滤波，可将信号的频谱限制在一定的范围之内，这时的采样频率只要大于滤波器截止频率的两倍就能避免混叠效应。这也是目前在数字化介损测量中普遍采用的方法^[30]。

但仔细的分析可以发现，前面所确定的采样条件并不完全符合实际情况，由此确定的采样率也可能超出了实际的需要。这是因为，在应用谐波法进行介损测量时，参与计算的只是信号中的基波分量，也就是说只要在采样得到的数字化信号中，能够完整保留原有信号中的基波分量信息，也就能保证谐波法测量的准确性，这时并不需考虑其它频率分量的情况。因而就可在很大程度上降低对采样频率的要求。

1) 采样频率的确定

当采样频率 f_s 低于信号最高频率 f_h 的两倍时，采样过程就会出现频率混叠。但由图 2-1 可以看出，如果 $f_s > f_h$ ，信号的一部分低频频谱并未受到频率混叠的影响，因此可以得出未发生混叠的最高频率 f_q ：

$$f_q = f_s - f_h \quad (2-1)$$

采用谐波测量法时，信号中的工频基波分量是不能受到频率混叠影响的，因此未发生频率混叠的最高频率 f_q 一定要高于工频基波分量的频率 f_0 ，即有 $f_q > f_0$ ，从而可以得到采样频率的计算公式：

$$f_s > f_0 + f_h \quad (2-2)$$

由式(2-2)可以看出，当 f_0 比 f_h 小很多时， f_s 几乎只是奈奎斯特频率的一半，实际所需的采样频率降低了很多。如果在测量系统设计中，考虑测量信号的最高频率分量为 15 次谐波，即 750Hz 时，采样频率只需大于 800Hz 即可，而不是由奈奎斯特判据求得的 1500Hz。

2) 频率混叠的影响

由于信号的频谱很宽，采样过程中不可避免地会发生频率混叠。当发生频率混叠时，频率为 f_0 的分量将与原始信号中频率为 $(kf_s - f_0)$ 的分量发生混合，写成向量形式可以得到：

$$\hat{X}(\omega_0) = X(\omega_0) + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X(k\omega_s + \omega_0) \quad k \neq 0 \quad (2-3)$$

上式的右边的高频混叠部分可等效成一个高频分量 X ，其向量图如图 2-2 所示。如果 $X(\omega_0)$ 就表示介损测量中的电压或电流信号基波分量，那么图中角

ϕ 就是因频率混叠而产生的相角误差。

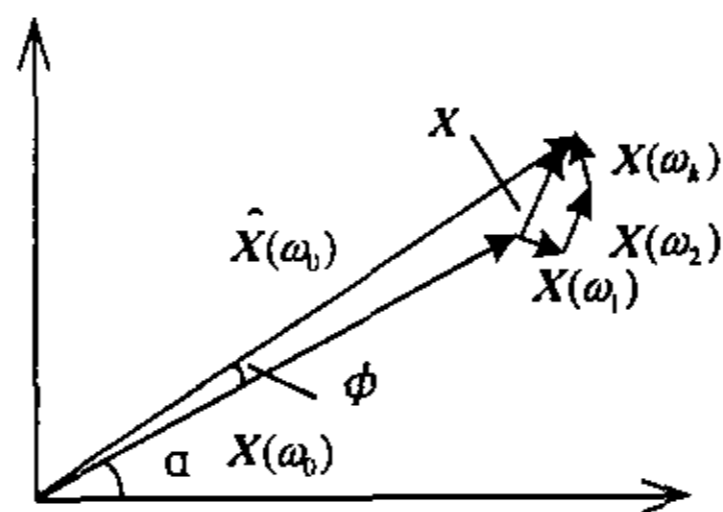


图 2-2 频率混叠原理图

通常信号的谐波分量比基波分量小得多，因此角 ϕ 很小。由图 2-2 可见当 X 垂直于 $\hat{X}(\omega_0)$ 时，角 ϕ 最大，此时因频率混叠而产生的相角误差的最大值近似为

$$\phi_{\max} \approx \sin \phi_{\max} = \frac{|X|}{|X(\omega_0)|} \quad (2-4)$$

由此式可以看出，该相角误差的最大值基本上取决于信号高频分量与基波分量的幅值之比，因此当高频分量的幅值足够小时，就可以将误差限定在所需的范围之内。同样，如果事先规定了相角误差允许值的范围，就可根据信号的频谱特征确定实际应该考虑的信号频谱宽度。

以上的分析表明，对于采用谐波法的介质损耗测量系统而言，实际的信号采样率可以低很多，而测量的精度并不会受到影响。这结论对系统的设计来说有着很高的实用价值，一方面可以减少需要处理的数据量，降低系统的处理负荷和对处理硬件性能的要求；另一方面，计算量的减少也利于减少数据计算过程中量化误差的累积效应。

2.3 采样精度对采样系统性能的影响

2.3.1 理论分析

在信号采样系统中，输入的模拟量在经过采样及 A/D 变换变为数字信号之后，每一个数都由有限字长的二进制数表示，这种字长有限的数所能表达的精度有限，必然会给采样信号带来一定的误差，这就是量化误差。对于有 b 位精度的二进制定点数(不包括符号位和整数位)，其量化阶为 $q = 2^{-b}$ ，它

的大小是决定量化误差的主要因素^[27]。量化误差还与数据的量化方式有关^[28]：舍入量化方式一般采取“四舍五入”的规则，从前后两个方向按最接近的数取量化，因此最大量化误差为量化阶的一半。而在截尾量化方式中，是将不足一个量化阶的尾数都舍去，是一种单向量化，因此其最大量化误差为一个量化阶。

采样后的信号 $x(n)$ 经过 A/D 变换，得到量化后的信号 $\hat{x}(n)$ ，则 A/D 变换的量化误差可表示为：

$$e(n) = \hat{x}(n) - x(n) \quad (2-5)$$

由上式可知，量化误差与输入信号 $x(n)$ 的形式有关。一般来说，量化误差的具体规律是难以确定的，它具有一定的随机性；而且输入信号的起伏变化越复杂(如信号中存在有谐波成分)，量化误差的随机性越强，它与信号的相关性越差，因此常把量化误差信号称为量化噪声。一个实际的 A/D 变换可以看作是一个理想 A/D 变换与一个量化噪声信号 $e(n)$ 的叠加，如图 2-3 所示。

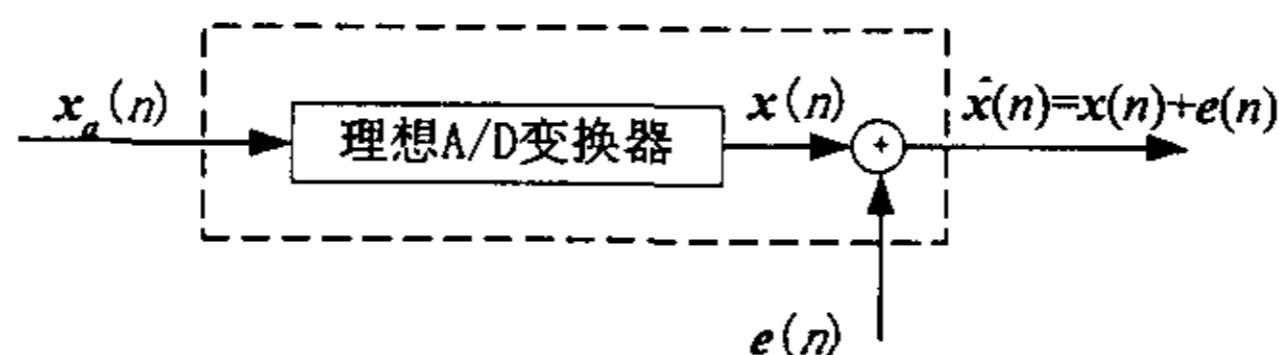


图 2-3 采样量化过程模型

减小相角误差对于提高电容型设备介损在线检测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。

由式(2-5)可得：

$$\hat{x}(n) = x(n) + e(n) \quad (2-6)$$

取离散傅立叶变换，并令 $\omega = \omega_0$ 得到

$$\hat{X}(\omega_0) = X(\omega_0) + E(\omega_0) \quad (2-7)$$

式中 $E(\omega_0)$ 可以看成量化误差序列 $x(n)$ 中所含的频率为 ω_0 的正弦分量，这样一来，从量化信号中提取的工频基波分量 $\hat{X}(\omega_0)$ 实际上就是量化前分量 $X(\omega_0)$ 与噪声分量 $E(\omega_0)$ 的向量和，其向量图如图 2-4 所示。图中的夹角 ϕ 就是因量化而形成的相角误差。由图可以看出，误差角的大小取决于向量 $X(\omega_0)$ 与 $E(\omega_0)$ 之间的关系，当 $E(\omega_0)$ 与 $\hat{X}(\omega_0)$ 垂直时该误差角最大。此时有

$$\sin \phi_{\max} = \frac{|E(\omega_0)|}{|X(\omega_0)|} \quad (2-8)$$

前面的分析已经知道, 误差信号序列 $e(n)$ 基本上可以看作是与信号无关的随机序列, 因此 $X(\omega_0)$ 与 $E(\omega_0)$ 之间并无确定的向量关系, 因此上式对两向量间的方向关系的假设是可能存在的。假设信号满屏采样, 则有 $|X(\omega_0)|=2$, 又因为 $\phi \approx 0$, 则 $\phi \approx \sin \phi$, 所以式 (2-8) 可改写为

$$\phi_{\max} \approx |E(\omega_0)|/2 \quad (2-9)$$

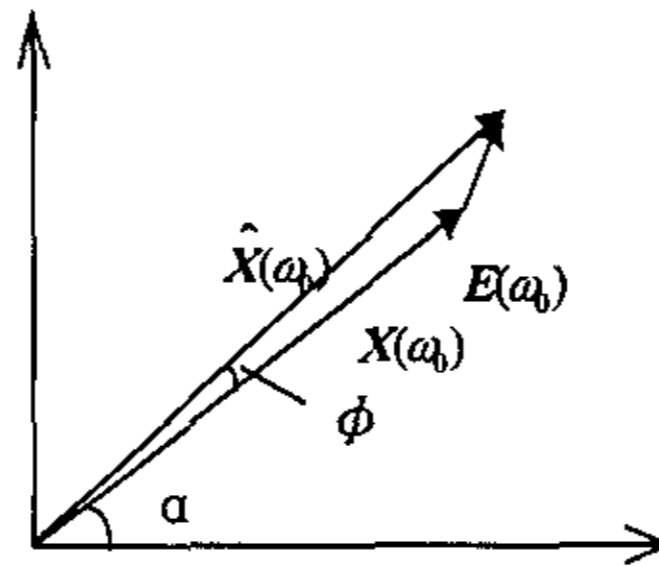


图 2-4 量化误差原理图

误差序列 $e(n)$ 是一个随机序列, 每次采样得到的都不一样, 因而由此计算得到的 $|E(\omega_0)|$ 也是一个随机变量。但误差序列 $e(n)$ 的所有值都是限定在一定范围之内, 如对于舍入量化就有 $-q/2 \leq e(n) \leq q/2$, 因此必然可以得到 $|E(\omega_0)|_{\max} < q/2$, 即:

$$\phi_{\max} < q/4 = 2^{-b-2} \quad (2-10)$$

可见量化误差的大小限定了相角误差的范围, 量化误差越小, 相角误差也就越小。由于在采样范围得到的 $e(n)$ 序列是随机变动的, 因此实际计算得到的 $|E(\omega_0)|_{\max}$ 很难达到 $q/2$, 因此上式确定的范围是比较宽的, 真实的误差还会更小些。但可以明确的一点是相角误差基本上与采样的位数成指数关系, 即每提高一位, 相角误差基本上降低一半, 这就为调整采样精度提供了一种手段。

2.3.2 数值仿真分析

由量化误差引起的相角误差与量化精度有着密切的关系, 本节将通过实际计算仿真对其影响规律作进一步的分析。在采用舍入量化方式下, 量化误差序列与采样初相角的关系如图 2-5 所示, 其中 $e(1)$ 、 $e(2)$... 分别表示各采样

点处的量化误差。由该图可以看出：采样初始相角决定了每次采样量化误差序列的具体波形，采样初相角不同，得到的误差序列波形也不同，这也是产生量化误差随机性的主要原因之一。由图 2-5 还可以看出：初始相角的影响具有周期性，其周期就是一个采样周期内的信号变化的相位。因此数值仿真应综合考虑两者的共同作用。

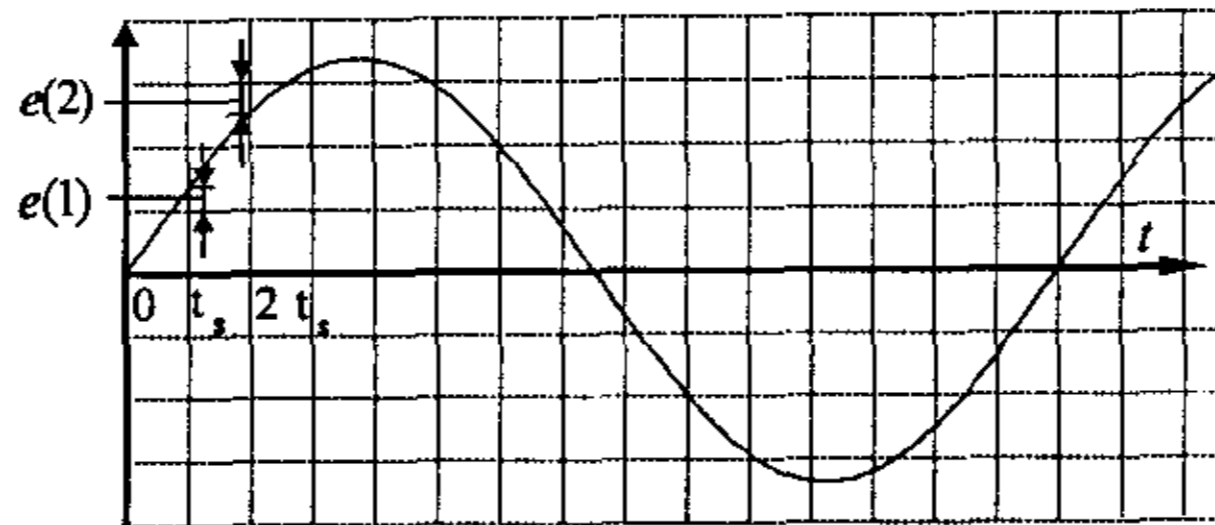


图 2-5 量化误差与采样初相角的关系

仿真过程的具体参数设定如下：采样率为 2400Hz，量化过程采用舍入量化，并用 S1.b 定点二进制补码(一位符号位，一位整数位，b 位小数位)表示采样数据，其表示的数据范围是 $[-2, 1+2^{b+1}]$ ；待采样信号中所含的工频基波信号 $x(n)=1.9\sin(100\pi n + \theta_0)$ 。

仿真时首先对信号进行采样和量化，然后通过离散傅立叶变换求取 50Hz 正弦分量的相角参数。在每一量化精度下，对不同的采样初始相角分别进行仿真，得出该量化精度下的相角误差的最大值、平均值和方差。由数值仿真计算得到的结果如表 2-1、2-2 所示，采样精度与相角误差之间的关系曲线如图 2-6。其中表 2-1 和图 2-6(a)对应于信号中无谐波干扰时的仿真结果，而表 2-2 和图 2-6(b)对应于信号中有 16% 的三次谐波干扰时的结果。

表 2-1 相角误差与量化精度的关系(10^{-3}rad)

位数	8(b=6)	9(b=7)	10(b=8)	11(b=9)	12(b=10)	13(b=11)	14(b=12)
$ \phi_{\max} $	1.06	0.883	0.360	0.148	0.075	0.031	0.023
$ \phi_{\text{avg}} $	0.440	0.242	0.105	0.069	0.020	0.013	0.009
σ_{ϕ}	0.332	0.243	0.110	0.047	0.022	0.010	0.006

表 2-2 相角误差与量化精度的关系(10^{-3}rad)

位数	8(b=6)	9(b=7)	10(b=8)	11(b=9)	12(b=10)	13(b=11)	14(b=12)
$ \phi_{\max} $	1.959	0.944	0.469	0.238	0.099	0.052	0.026
$ \phi_{\text{avg}} $	0.574	0.324	0.174	0.056	0.041	0.024	0.006
σ_{ϕ}	0.552	0.260	0.136	0.059	0.029	0.016	0.006

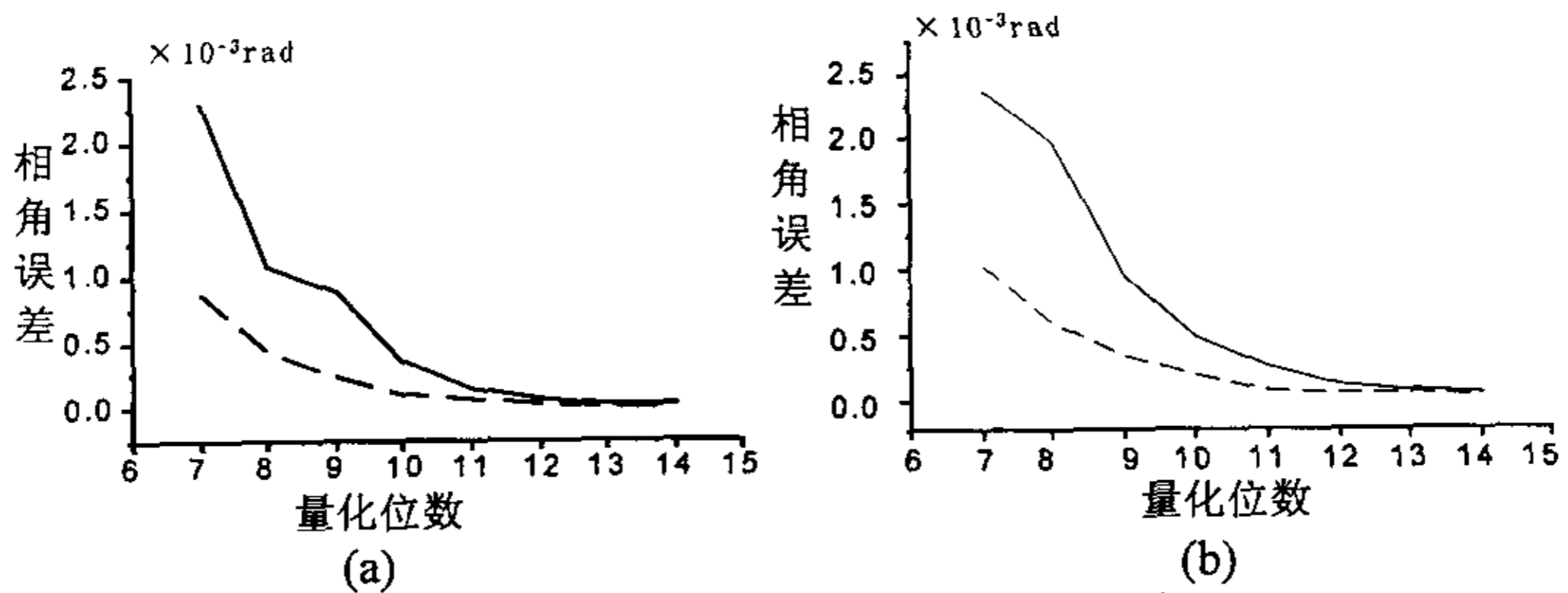


图 2-6 采样精度与相角误差之间的关系曲线
 (a)无谐波分量的工频信号； (b)含有三次谐波分量的工频信号
 —— 最大值，----- 平均值

由图表可以看到，仿真得到的相角误差变化规律与上面的理论推导结论基本一致，其大小也在式(2-10)所确定的范围之内；谐波的引入也会影响到该误差的大小，使误差的变化更具随机性，但同样不会超出式(2-10)所确定的范围。采样环节的相角误差一般要控制在 0.1%以内，因此综合以上的分析和仿真结果，12 位的采样精度基本上已能够满足现场的需要。

2.4 小结

采样是数字信号处理系统的基础环节，对它的基本要求是采样后得到的数字信号能够保留原有模拟信号的有效信息。本章针对影响采样精度的两个主要问题：频率混叠和量化误差，对采样系统的性能进行了分析，并根据谐波法测量的特点，讨论了确定最佳采样精度和采样频率的原则和方法，最后通过数值仿真对所得结论作了验证。本章所得结论如下：

1. 对于谐波法介损测量而言，并不需要确保信号的所有频谱都不发生频率混叠，只要信号中的基波分量不受影响，即可保证了介损角测量的准确性，因此实际所需的采样频率并不一定要高于两倍信号最高频率。
2. 量化误差的大小限定了采样信号相角误差的范围：量化误差越小，相角误差也就越小，而且相角误差基本上与采样的位数成指数关系，每提高一位，相角误差基本上降低一半，数值仿真的结果也表明了这一点。

3 基于正交滤波算法的介损在线检测

本章将正交滤波算法引入到介损在线检测, 在分析正交滤波算法基本原理的基础上, 对算法的频率响应特性及其使用条件进行了较深入的分析。最后讨论分析正交滤波算法与离散傅立叶变换的关系。

3.1 引言

采用谐波法测量电容型设备的介质损耗角正切时, 需要从电压、电流信号中提取出工频分量来, 进而计算得到电压、电流向量的相角参数。而利用离散傅立叶变换 (DFT), 就可直接将含有谐波的采样信号由时域转换到频域, 得到相应的频谱信息, 因此目前谐波法介损测量中普遍采用频谱分析方法。但直接应用离散傅立叶变换的计算量很大, 实际的数据处理一般都采用快速傅立叶变换(FFT)来简化计算^[28]。但该方法对处理的数据长度有着较为严格的要求, 这对系统的设计来说, 尤其是采样系统参数(如采样率、采样长度等)的设定带来了难度; 而且离散傅立叶变换或快速傅立叶变换的算法原理相当复杂, 不利于直接对谐波法介损测量的误差规律进行理论分析。

上一章的分析已经指出, 在介损在线检测过程中, 短时间内测得到的电压、电流信号都可以看作是平稳的周期信号, 其周期就是电力系统的工频周期。根据离散信号分析理论, 离散周期信号的频谱由直流、基波和各次谐波分量组成, 信号完全可以用一系列离散傅立叶级数之和来表示, 而这些级数的系数则对应于信号中的各次谐波分量。因此, 如果能够计算得到信号的离散傅立叶级数, 便可得到电压、电流信号的基波分量, 实现介质损耗角的测量。正交滤波算法就是利用这一原理, 通过计算信号的离散傅立叶级数来得到信号中某一频率点的频谱, 算法的实现原理和计算过程相当简单, 这正好弥补了离散傅立叶变换法的不足。深入的分析表明, 正交滤波算法只是离散傅立叶变换的一种简化算法, 信号的处理结果完全一样, 完全可以用正交滤波算法来替代离散傅立叶变换。因此, 基于正交滤波算法的介损在线检测, 就是通过正交滤波算法来提取电压、电流信号中的基波分量相角, 进而计算得到设备的介质损耗。

3.2 正交滤波算法的原理

根据三角函数系正交特性, 当对任意两个成谐波关系的三角函数的乘积作整周期积分时, 只有当两个函数周期相同时, 其积分结果才不为零。正交滤波算法就是利用了三角函数的这一特性, 采用某一确定频率的正余弦函数作为基准函数, 将待分析的时变信号与这个基准函数进行周期积分, 从而求出与该基准函数频率相同的分量的实部和虚部, 进而求出待分析信号中该频率分量的幅值和相位^[31~34]。

对于时间长度为一个基波周期的时域周期信号 $u(n)$, 按照离散傅立叶级数的定义, 其傅立叶级数的系数 $U(k)$ 为:

$$U(k) = A_k + jB_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(n) \left(\cos \frac{2\pi}{N} nk - j \sin \frac{2\pi}{N} nk \right) \quad (3-1)$$

式中 N 为信号在一个基波周期内采样的点数, 基波的归一化频率 $\omega_0 = \frac{2\pi}{N}$,

当 $k=1$ 时, 得到信号的基波分量 $U(1)$ 为

$$U(1) = A_1 + jB_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(n) \left(\cos \frac{2\pi}{N} n - j \sin \frac{2\pi}{N} n \right) \quad (3-2)$$

基波的幅值 R :

$$R = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad (3-3)$$

复平面内以实轴为基准的相位角 φ :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{B}{A} \quad (3-4)$$

式(3-2)~(3-4)就是正交滤波算法的计算公式。该算法通过将一周期的 N 个信号采样值分别乘以不同的系数 $\sin \frac{2\pi}{N} n$ 和 $\cos \frac{2\pi}{N} n$, 然后求和, 便可以计算得基波分量的幅值和相角。整个处理过程只需少量的加法和乘法运算, 与其它的频谱分析法(如快速傅立叶变换 FFT)相比, 其计算量大大减少。当然, 计算量的减少是以压缩信号的谱频分析范围为代价的, 但对于谐波法介损测量来说, 仅有工频的频谱信息就已经足够用来计算设备的介质损耗角了, 因此正交滤波算法完全能够满足介损测量中的任务。

3.3 正交滤波算法的频率响应

应用正交滤波算法处理输入信号时,得到的计算结果直接就是以复数形式表示的以提取频率 ω_0 为信号频率的正弦信号,这相当于将输入信号送入一个带通滤波器,除了基波分量以外信号中的其它频率分量都被滤除。为了详细了解正交滤波算法的实际滤波效果,必须考察算法在处理不同频率信号时的输出特性,即滤波器的频率响应。很明显,正交滤波算法实现的不是一般意义上的滤波器,因此其频率响应的分析方法与一般滤波器的分析不同,有很大的特殊性。下面将按照两个步骤对其频率响应特性进行具体分析。

1) 多频复合信号的频率响应

当输入的离散周期信号 $u(n)$ 含有 N 个频率分量时,可将 $u(n)$ 展开为傅立叶级数的形式,有:

$$u(n) = \sum_{k=0}^{N-1} U_k (\cos \frac{2\pi}{N} nk + j \sin \frac{2\pi}{N} nk) \quad (3-5)$$

令 $u_k(n) = U_k (\cos \frac{2\pi}{N} nk + j \sin \frac{2\pi}{N} nk)$,表示信号 $u(n)$ 中所含的 k 次谐波分量。

将上式代入式(3-2),有:

$$\begin{aligned} U(1) &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [\sum_{k=0}^{N-1} U_k (\cos \frac{2\pi}{N} nk + j \sin \frac{2\pi}{N} nk)] (\cos \frac{2\pi}{N} n - j \sin \frac{2\pi}{N} n) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} [\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_k(n) (\cos \frac{2\pi}{N} n - j \sin \frac{2\pi}{N} n)] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} U_{1k} \end{aligned} \quad (3-6)$$

式中 $U_{1k} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_k(n) (\cos \frac{2\pi}{N} n - j \sin \frac{2\pi}{N} n)$,这是 k 次谐波的正交滤波计算

结果。式(3-6)就是正交滤波算法的多频复合信号的频率响应公式,由此式可以看出,当输入信号为复合多频信号时,正交滤波的处理过程相当于对每个频率分量 $u_k(n)$ 分别进行滤波,然后再将这些滤波结果叠加。由于正交滤波计算的结果都是以复数形式来表达的,因此最终结果向量是各单频信号滤波结果的复数和。通过这样对多频信号的频率响应特性分析就转化为对单频信号的频率响应分析。

2) 单频信号的频率响应

当输入的信号为单频信号时, 由式(3-2)便可直接得到算法的单频信号频率响应。假设单频信号 $u(n) = \sin(\omega n + \varphi)$, 则有:

$$U(1) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\omega n + \varphi) \left(\cos \frac{2\pi}{N} n - j \sin \frac{2\pi}{N} n \right)$$

令 $\omega_0 = \frac{2\pi}{N}$, 并以复指数形式来表示三角函数, 则有

$$U(1) = \frac{1}{jN} \left[e^{j\varphi} \sum_{n=0}^{N-1} (e^{j(\omega-\omega_0)n}) - e^{-j\varphi} \sum_{n=0}^{N-1} (e^{-j(\omega+\omega_0)n}) \right]$$

令 $k = \frac{\omega}{\omega_0}$, 最终可以推导得到:

$$U(1) = \begin{cases} e^{j(\varphi-\frac{\pi}{2})} & \omega = \omega_0 \\ \frac{\omega_0}{2\pi j} \left[e^{j\varphi} \frac{e^{jk2\pi} - 1}{e^{j(k-1)\omega_0} - 1} - e^{-j\varphi} \frac{e^{-jk2\pi} - 1}{e^{-j(k+1)\omega_0} - 1} \right] & \omega \neq \omega_0 \end{cases} \quad (3-7)$$

该式即是正交滤波算法的单频信号的频率响应公式。与一般滤波器的频率响应不同, 正交滤波算法的频率响应不仅与输入信号的频率 ω 有关, 而且还与算法设定的提取频率 ω_0 和输入信号的处理初始相角 φ 有关。按照式(3-7)所作出的算法幅频响应特性如图 3-1 所示, 其中提取频率 $\omega_0 = 0.1$, 而信号的初始相角 φ 则在图(a)和(b)中分别取为 0 和 $\pi/2$ 。

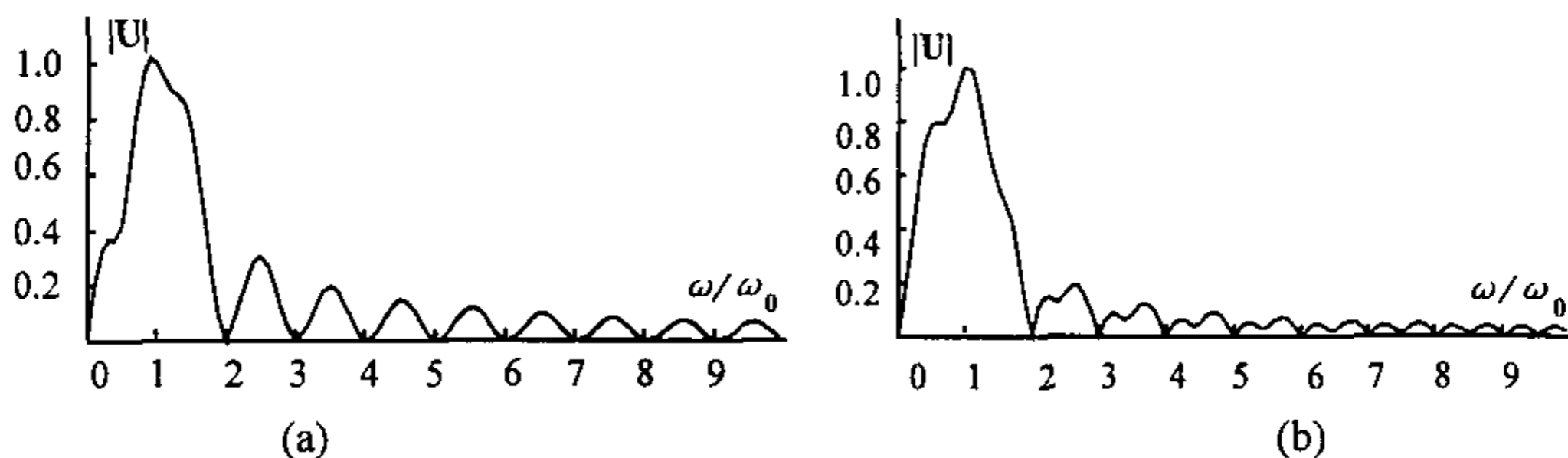


图 3-1 正交滤波算法的幅频响应
(a) $\varphi = 0, \omega_0 = 0.1$; (b) $\varphi = \pi/2, \omega_0 = 0.1$

由式(3-7)的频率响应公式和幅频曲线图 3-1 可以看出, 正交滤波算法具有选频特性: 当信号频率等于提取频率 ω_0 时, 幅频响应为 1, 计算的结果就是输入信号的向量形式; 而当信号频率与滤波器的提取频率 ω_0 成谐波关系

时,幅频响应为 0,信号被完全滤除;但如果单频信号的频率为其他频率时,则频率响应是一个不为零的复数,具体的响应由信号的频率、初始相角和提取频率 ω_0 共同决定。

综合前面对多频复合信号和单频信号的频率响应分析可以知道,正交滤波算法具有保留基波分量,抑制其它频率分量,特别是完全滤除谐波分量的特性,这正是正交滤波算法具有功能基波分量提取的主要原因,也正好符合了介损在线检测过程中对信号处理的要求。

3.4 数字频谱分析与信号整周期采样

3.4.1 数字频谱分析的频谱泄漏与栅栏效应

在谐波法测量中,所要处理的信号均是经过采样和 A/D 转换得到的数字信号。设待测信号为 $x_a(t)$, 采样间隔为 Δt , 则采样信号为 $x(n) = x_a(n \Delta t)$ 。由于信号处理的数字信号总是有限长的,即 $n=0,1,\dots,N-1$, 则对应的信号处理时间的长度为 $T=N\Delta t$ 。这一过程相当于对无限长的信号作了截断,因而会造成傅立叶变换的泄漏现象^[34,35]。

设单频正弦信号为:

$$x_a(t) = A_m \sin \Omega_0 t \quad (3-8)$$

其离散傅立叶变换为:

$$X_o(\Omega) = -j\pi A_m [\delta(\Omega - \Omega_0) - \delta(\Omega + \Omega_0)] \quad (3-9)$$

即在 Ω_0 和 $-\Omega_0$ 处各有一条单一的谱线;

矩形窗函数为:

$$\varpi_T(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq T \\ 0 & \text{其余} \end{cases} \quad (3-10)$$

它的离散傅立叶变换为:

$$W_T(\Omega) = \frac{\sin(\Omega T/2)}{\Omega/2} e^{-j\frac{\Omega T}{2}} \quad (3-11)$$

时间长度为 T 的截断信号 \tilde{x}_o 相当于原有信号 $x_a(t)$ 与时间窗函数为 $\varpi_T(t)$ 的乘积:

$$\tilde{x}_o(t) = x_o(t)\varpi_T(t) \quad (3-12)$$

根据傅立叶变换的调制性质可知: $\tilde{x}_o(t)$ 的频谱相当于将矩形窗的频谱

分别移至正弦频率 ω_0 和 $-\omega_0$ 处, 即有:

$$\tilde{X}_a(\Omega) = -j\pi \left[\frac{\sin((\Omega - \Omega_0)T/2)}{(\Omega - \Omega_0)/2} e^{-j\frac{(\Omega - \Omega_0)T}{2}} - \frac{\sin((\Omega + \Omega_0)T/2)}{(\Omega + \Omega_0)/2} e^{-j\frac{(\Omega + \Omega_0)T}{2}} \right] \quad (3-13)$$

暂时只考虑正频率轴方向的频谱, 则信号 $\tilde{x}_a(t)$ 的幅频特性如图 3-2 所示。由图 3-2 可以看出 $\tilde{x}_a(t)$ 的频谱不再是单一的谱线, 而是分布在整个频率轴上, 这就是说信号的频谱能量不再集中, 即产生了频谱泄漏现象。若频谱分析的信号还包含有谐波分量, 则各次谐波分量都会发生频谱泄漏并在整个频谱轴上相互影响, 从而造成频谱分析的误差。结合正交滤波算法多频复合信号的频响公式(3-6)可看出, 该算法计算得到的频谱实际上是信号各频率分量在提取频率处泄漏频谱的叠加。

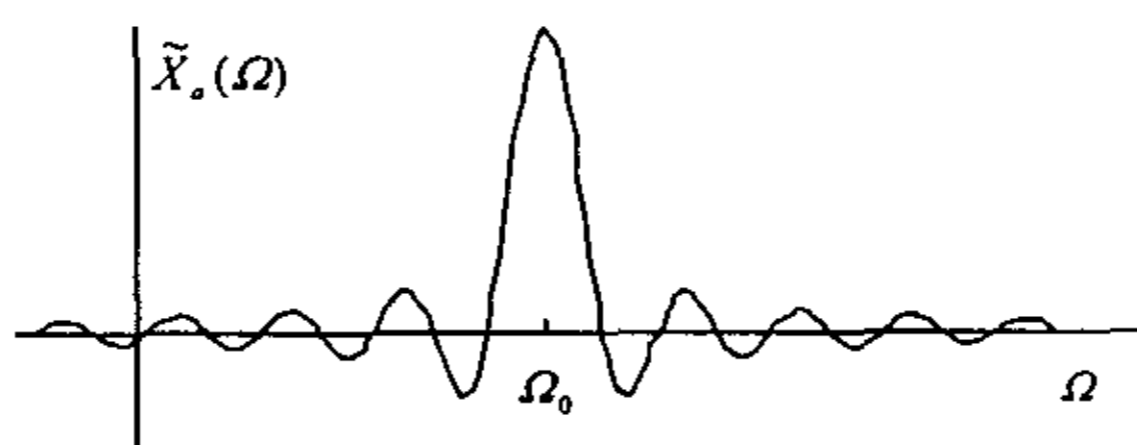


图 3-2 发生频谱泄漏时信号 $\tilde{x}_a(t)$ 的频谱

当信号 $\tilde{x}_a(t)$ 变为采样信号 $\tilde{x}(n)$ 时, 由离散傅立叶变换得到的频谱相当于对 $\tilde{x}_a(t)$ 的频谱作周期延拓并离散化, 最终得到:

$$\tilde{X}(n) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \tilde{X}_a\left(\frac{n\Delta\omega - 2\pi m}{\Delta t}\right) \quad (3-14)$$

式中 $\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}$, 为数字频谱的频谱分辨率。暂不考虑延拓频谱对主频率区间 $[0, 2\pi)$ 的影响和负频率轴方向的频谱, 则由式(3-13) 和(3-14)得到:

$$\tilde{X}(n) = -j\pi \frac{\sin\left(\frac{(n\Delta\omega - \omega_0)T}{2\Delta t}\right)}{\frac{(n\Delta\omega - \omega_0)T}{2\Delta t}} e^{-j\frac{(n\Delta\omega - \omega_0)T}{2\Delta t}} \quad (3-15)$$

对应的频谱特性如图 3-3 所示, 可见离散信号的数字频谱只是连续频谱上的若干个点, 有很大一部分的频谱分量被漏掉而不能获得, 这就是数字频谱分析中的栅栏效应。当信号频率 ω_0 不是分辨率 $\Delta\omega$ 的整倍数时, 数字频谱实际对应的并不是信号本身的频谱, 而是由于频谱泄漏在信号频率邻近产生的

泄漏频谱，显然这样得到的信号频谱信息是不准确的。

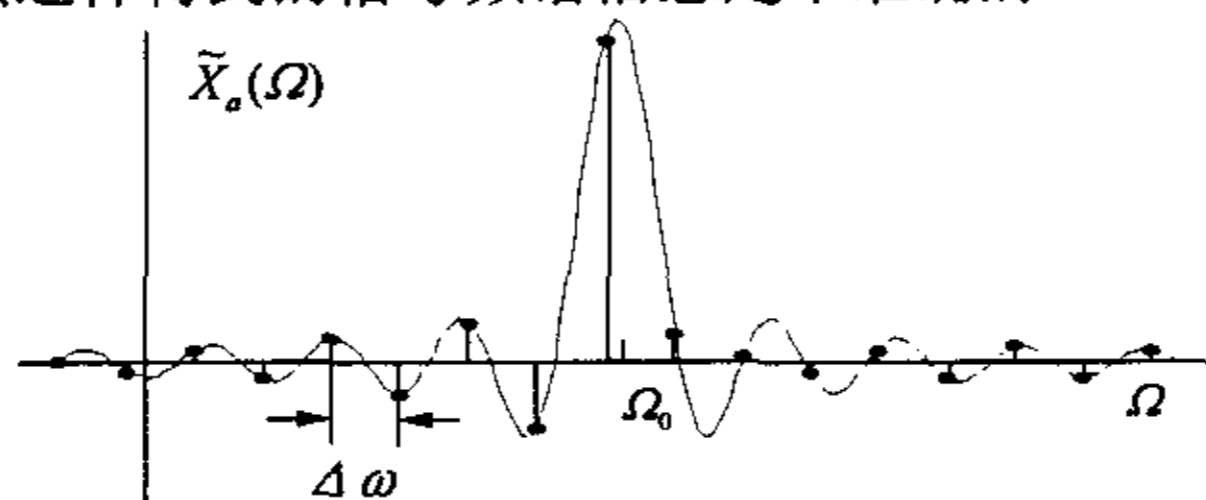


图 3-3 $\tilde{x}(n)$ 的数字频谱

由以上的分析可以看出，在对模拟信号进行采样和截断之后，由于栅栏效应和频谱泄漏现象，通过频谱变换得到数字频谱有可能与原有信号的频谱存在着较大的差别，这时得到的信号相位也是有误差的，因此必须采取措施来消除这方面的影响。

3.4.2 周期信号的整周期采样

根据数字信号处理原理，对有限长度的数字信号作离散傅立叶变换包含了一个周期延拓的过程，即将被处理的信号按照信号的处理时间长度作周期性延拓。对于周期信号而言，当截断信号的时间长度不是信号周期的整数倍时，延拓后的信号肯定与原有信号有着较大的差别，由此得到的频谱必然存在误差。因此可以预见，整周期采样，即采样信号的时间长度是信号周期的整数倍，是避免数字频谱畸变的有效办法。下面将对此进行详细分析。

1) 频谱泄漏的消除

令式(3-11)等于零，则得到矩形窗频率响应为零的点（以后简称零响点）所对应的频率为

$$\Omega = k \frac{2\pi}{T} \quad (k \neq 0) \quad (3-16)$$

可见零响点的频率恰好成谐波关系。前面的分析已经说明，测量得到的电压、电流信号除了基波分量以外还包含有直流和各次谐波分量。考察图 3-2 可以发现，如果信号各谐波分量都处于频率响应的零点上，即如图 3-4 所示，那么各频率分量的泄漏就不会相互影响。为满足这一条件，只需信号的基波频率 Ω_0 与矩形窗频谱的第一个零点频率 $\Omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ 成整数倍即可，用数学形式表达为：

$$\Omega_0 = l \frac{2\pi}{T} \quad (3-17)$$

又因为 $\Omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ ，则上式可变为：

$$T = lT_0 \quad (3-18)$$

即信号采样的时间为信号周期的整数倍。

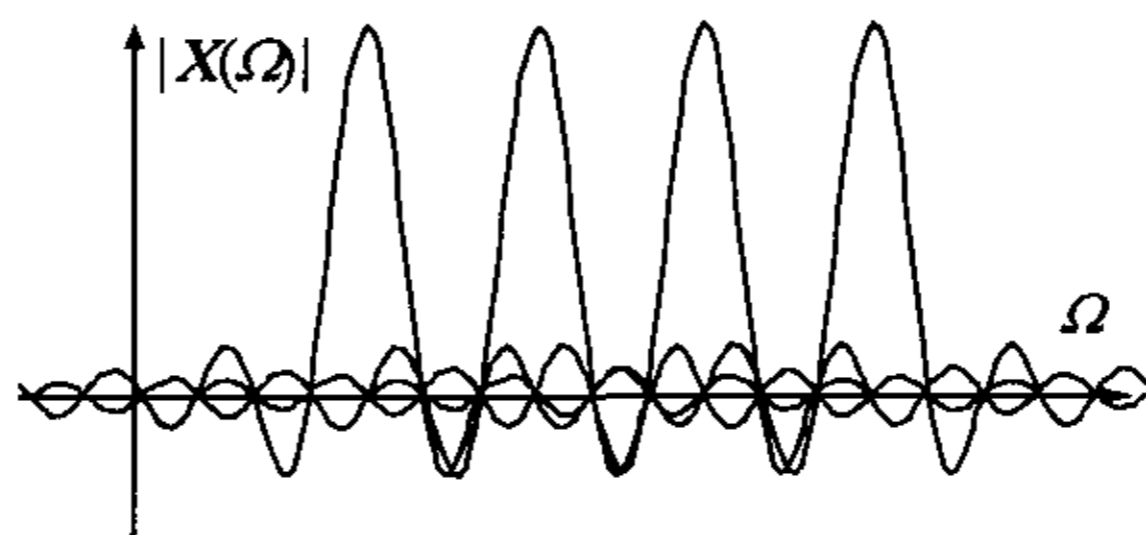


图 3-4 谐波信号的频谱泄漏

2) 栅栏效应的消除

由前面分析可知，数字频谱的频率分辨率为

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (3-19)$$

若要消除栅栏效应的影响，使计算得到的某条数字频谱恰对应信号的基波频率 ω_0 ，由图 3-3 可知，只需 ω_0 是 $\Delta\omega$ 的整数倍即可，即：

$$\omega_0 = k\Delta\omega \quad (3-20)$$

又因为 $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ ，所以可以得到

$$T = kT_0 \quad (3-21)$$

即采样的时间长度为信号周期长度的整数倍。

综合前面的分析可以得出：在谐波法测量中，必须保证处理的信号是电压、电流信号的整周期采样；只有这样才能避免因频谱泄漏和栅栏效应所带来的数字频谱的畸变问题，保证介损测量结果的准确性。

假设 f_0 为信号的基波频率， k 为采样的周期个数， f_s 为采样频率， N 为截断后的数字信号长度，则 $T_0 = k / f_0$ ， $T = N\Delta t = N / f_s$ 。

由式(3-17)和(3-20)可以得到

$$f_s = \frac{N}{k} f_0 \quad (3-22)$$

由上式可以确定为满足整周期采样所需的采样频率。如对于介损测量中电压、电流信号的频率 $f_0=50\text{Hz}$ ，当处理的信号长度为一个基波周期，即 $k=1$ 时，采样的频率应为 50MHz 。

3.5 正交滤波算法与离散傅立叶变换的关系(DFT)

在数字信号处理中，离散傅立叶变换是分析信号频谱特性的最基本方法。离散傅立叶变换的公式为^[27]：

$$\begin{cases} X(k) = DFT[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} & 0 \leq k \leq N-1 & (3-23a) \\ x(n) = IDFT[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}kn} & 0 \leq n \leq N-1 & (3-23b) \end{cases}$$

将此式与正交滤波算法计算公式(3-2)比较可以发现，两者非常类似。当 $k=1$ 时，除了系数 $2/N$ 外(对于特定滤波系统 N 是确定的常数)，式(3-23a)与式(3-2)完全一样，而 $X(1)$ 就是离散傅立叶变换法中所要计算的信号基波分量。从式(3-23a)还可以看出，离散傅立叶变换的计算原理也是利用了三角函数的正交性，即通过将信号与多个不同频率的三角函数作周期数值积分，得出相应的频率分量。综合以上的分析可以知道，在求解信号的基波分量的过程中，正交滤波算法与离散傅立叶变换法完全等效，前者只不过是后者的一个简化算法，因而两者的特性应该完全一致，对前者分析的结论应同样适用于后者，如前面分析得到的算法频率响应特性及后面及将介绍的误差特性分析就可同时应用于两者。

但实际应用而言，在提取信号工频分量相角的过程中，正交滤波算法有着明显的优势。首先正交滤波算法的算法简单、计算量少，对处理的软硬件要求都较低；其次，正交滤波算法对采样频率的要求不那样严格，而离散傅立叶变换法虽然可以采用 FFT 算法以提高计算效率，但对处理的数据长度却有着苛刻的要求，如通常采用的基 2 算法的就要求信号的长度是 2 的整数次幂。由前面的分析可知，对周期信号进行谐波分析必须是整周期采样，因此

实际可以选用的采样频率就被限制在有限的几个频率点上，这势必会增加采样环节的设计难度。相比较而言，不同的数据长度并不会明显改变正交滤波算法的效率。

3.6 小结

提取电压、电流信号中的基波分量是谐波法介损测量的关键环节，本章介绍了应用正交滤波算法提取基波分量的基本原理和方法，并重点分析了该算法的频率响应特性及使用条件，最后就该算法与离散傅立叶变换之间的关系作了讨论和分析。所得结论如下：

1. 正交滤波算法是一种基于三角函数正交积分的频谱分析方法。频率响应分析表明，该算法具有良好的选频特性，可以有效地用来提取离散周期信号中的特定频率分量信息。
2. 受到数字频谱分析中频谱泄漏和栅栏效应的影响，正交滤波算法要求处理的信号必须是原有周期信号的整周期采样，否则算法的精度难以得到保证。
3. 正交滤波算法只是离散傅立叶变换的一种简化算法，计算的结果只是信号某一个点的频谱。比较而言，该算法具有计算量少、物理含义明确和计算形式简单的优点，非常适合于介损在线检测的应用。

4 频率波动对正交滤波算法的影响分析

分析了频率波动对正交滤波算法测量误差的影响规律，并通过理论推导和数值计算对此时的算法误差进行了估算。在此基础上，提出了对输入信号进行解析变换和低通滤波的预处理方法，用以消除频率波动所带来的测量误差。

4.1 引言

正交滤波算法具有计算精度高、抗干扰性强等优点，尤其是对于测量中经常出现的谐波干扰、零漂干扰等具有很强的抑制能力，因此非常适合应用于介损在线检测中。同其它方法一样，正交滤波算法也会受到某些外界因素，例如采样误差、频率波动和噪声等的影响，使其算法精度下降，因此需要在系统的设计阶段采取措施，以消除这些因素可能带来的不良影响。

根据上一章对正交滤波算法的分析可以看出，为了准确地获得离散周期信号的频谱，必须对测量的信号进行整周期采样，即处理的信号长度恰好是信号周期的整数倍。但电力系统的运行频率是波动的，因此实际测得的电压、电流信号的周期都将随之变化的；如果测量系统的采样长度不及时跟踪调整，整周期采样的条件也就无法满足，计算出来的相角参数必然会出现误差，而且误差的大小也会不断波动。对于一个确定的数字信号处理系统来说，所处理的信号长度一般都是固定的，因此只有通过调整采样频率来实现信号的整周期采样，这也是目前较多采用的解决办法。

设备的介质损耗角是电压信号与电流信号之间的相对相角差，因而由正交滤波算法得到的电压或电流信号相角的误差并不反映最终的所求解的设备介损角的误差。基于此，本章在重点分析正交滤波算法的相角计算误差基础上，结合介损测量的原理，通过数值计算得出了频率波动情况下的介损角测量误差的大小和分布规律。进而在误差分析的基础上对正交滤波算法进行了改进，提出了通过对输入信号作解析变换和低通滤波的办法来消除频率波动误差，并通过数值仿真进行了验证。

4.2 频率波动引起的介损测量误差分析

在谐波法介损测量中，采样频率是按照对 50Hz 工频信号进行整周期采

样的条件设定的。而在现场条件下，系统频率是实时波动的，整周期采样条件很难满足。由正交滤波算法的频谱特性可以看出，当系统频率偏离正交滤波算法的提取频率时，算法的输出结果将发生变化，计算得到的相角和幅值参数都会产生误差。不仅如此，信号所含的谐波频率也会相应发生变化，使得算法的谐波抑制能力下降，更增加了计算误差。可见信号中是否有谐波对测量误差的影响是不同的。下面就按照这两种情况分别对频率波动引起的误差进行分析和讨论。

4.2.1 无谐波分量时频率波动引起的误差分析

如果不考虑噪声和脉冲干扰，则不含有谐波成分的电压、电流信号可以看作一个单一频率的正弦信号，其采样后的形式为：

$$u(n) = A \sin(\omega n + \varphi) \quad (4-1)$$

其中 A 为信号的幅值， ω 为信号的实际频率， φ 为采样的初始相角。对式(4-1)所表示的信号进行正交滤波，则所得的结果与正交滤波算法的频响公式(3-7)具有相同的形式：

$$U = \begin{cases} A e^{j(\varphi - \frac{\pi}{2})} & \omega = \omega_0 \\ \frac{\omega_0 A}{2\pi j} \left[e^{j\varphi} \frac{e^{j2\pi \frac{\omega}{\omega_0}} - 1}{e^{j(\omega - \omega_0)} - 1} - e^{-j\varphi} \frac{e^{-j2\pi \frac{\omega}{\omega_0}} - 1}{e^{-j(\omega - \omega_0)} - 1} \right] & \omega \neq \omega_0 \end{cases} \quad (4-2)$$

又因为正弦信号相对于实轴的相角为 $-\frac{\pi}{2}$ ，所以滤波结果的幅值和相角误差分别为：

$$\Delta A = |U| - A \quad (4-3)$$

$$\Delta \varphi = \arg(U) - \varphi + \frac{\pi}{2} \quad (4-4)$$

根据电力系统运行规定，正常运行状态下，系统频率的变化一般不超过 ± 0.5 Hz，即系统频率在 49.8~50.2Hz 之间波动。通过数值计算得出的相角计算误差随信号频率变化曲线如图 4-1 所示，其中选取 $\omega_0 = 2\pi/48$ ，即每周期采样 48 个点，信号的初始相角 φ 分别为 $\pi/4$ 和 $3\pi/4$ 。由图 4-1 可以看出相角的绝对计算误差与频率偏移近似成线性关系，如偏移越大则误差也越大，误差的绝对值最大可达 0.015rad。由图还可以看出，绝对误差的大小与信号的初始相角也有着密切的关系，初始相角影响着误差曲线的斜率，即使是两

个频率相同的信号，也会因初始相角的不同，使计算所得的相角具有不同的误差。因此这时单个电压或电流信号的相角计算误差并不会因两者的相减而得以消除，最终得到的介质损耗角还是有误差的，而且还会因为初始相角的不同而发生波动。

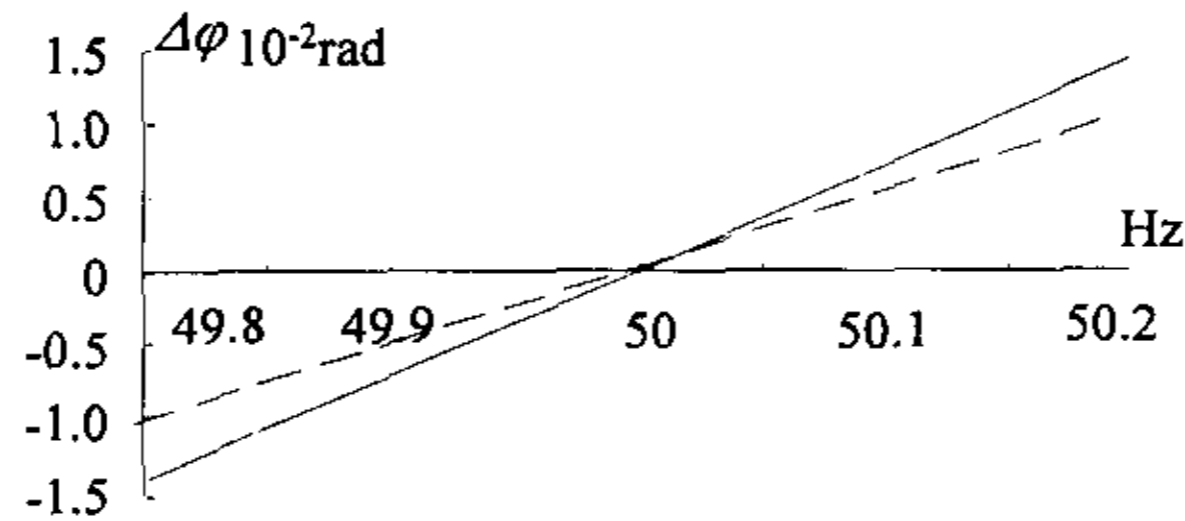


图 4-1 相角误差随频率波动变化曲线

— $\varphi = \pi/4$; ---- $\varphi = 3\pi/4$

图 4-2 所示的是在固定频率偏差下相角计算误差随信号初始相角变化的曲线图，其中 $\omega_0 = 2\pi/48$ ，输入信号频率 f 分别取 49.9Hz 和 50.2Hz。由图 4-2 可以看出相角计算误差随初始相角的变化近似成正弦规律波动，波动的周期约为 π ，而且波动的幅值随频率偏差的增加而增大。当两个信号的处理初始相角相距约 $\pi/2$ 时，相角计算误差可能分别处于误差曲线的波峰和波谷处，这时的误差波动最大。而在介损测量中，如图 1.1(b)所示，试品两端的电压信号和流经试品的电流信号正好基本满足这一相位关系，因此最终得到的介质损耗角的最大计算误差接近于这个最大误差波动值。表 4-1 是通过数值计算得到的各个不同输入频率下相角计算误差的最大波动值，由这些值可以估算出因频率波动而导致的介损测量误差的大小。考虑到误差可能为正也可能为负，因此最终测量得到的介损值波动范围可能再增加一倍。从这些估算值可以看出，因频率波动而引起的介质损耗角的测量误差还是很大的，超出了介损在线检测的一般所要求的 0.001rad 的精度，尤其对高压套管或高压互感器等这类介损很小的设备来说这样的误差是难以接受的。

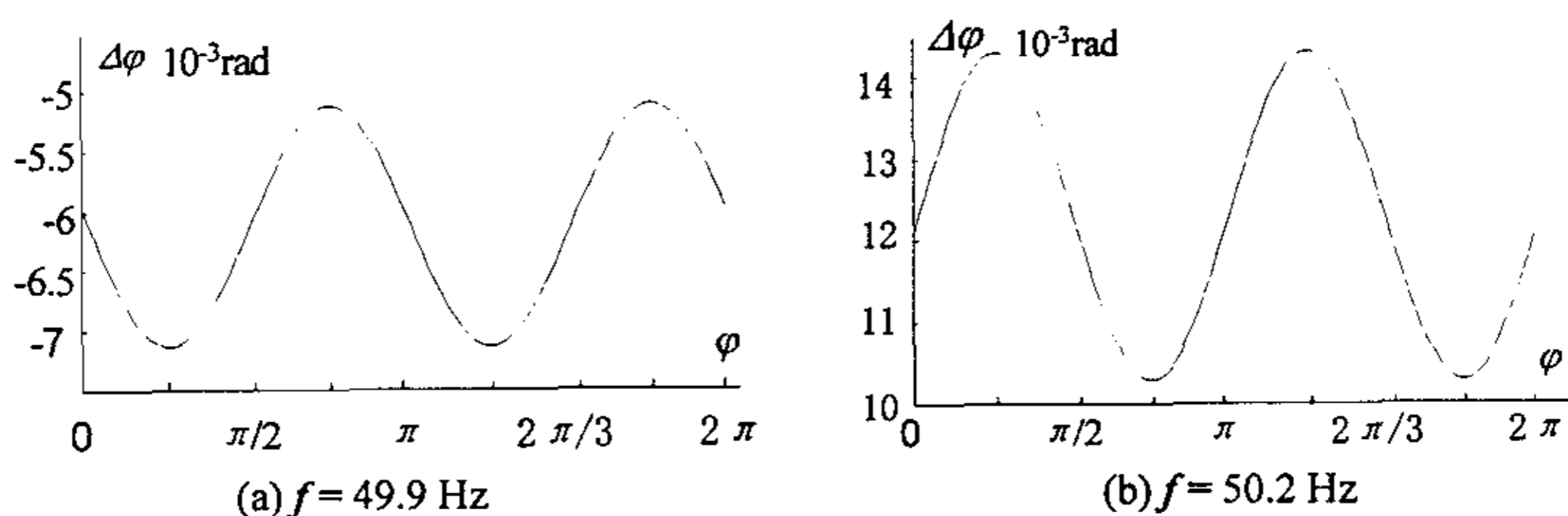


图 4-2 相角误差随处理初始相角波动变化曲线

表 4-1 不同输入频率下的相角计算误差波动最大值 $\Delta\phi_1$

频率(Hz)	49.8	49.85	49.9	49.95	50	50.05	50.1	50.15	50.2
最大误差波动(rad)	0.004	0.003	0.002	0.001	0.000	0.001	0.002	0.003	0.004

4.2.2 有谐波分量时频率波动引起的误差分析

当系统频率发生波动时，谐波的频率也会相应地发生变化，由算法的频率响应公式(3-6)和(3-7)可知，这些谐波分量已经不再处于算法的零响应频率点上，每个谐波分量在滤波之后都会产生一个新的表示提取频率的分量，因此最终得到的结果向量相当于信号中谐波分量分别滤波所得结果的复数和，可作出向量图如图 4-3 所示。由图可见，各次谐波的滤波结果可用和向量 X_Σ 表示，这样就可以将多次谐波的分析简化为单次谐波的分析。各个谐波分量在滤波之后所得结果的幅值大小，可通过正交滤波算法的频率响应得到，表 4-2 是通过数值计算得到的在不同系统频率下，正交滤波算法对各次谐波的衰减系数。由该表可以看出，一旦系统频率变化，算法的谐波抑制能力将很快下降，因此最终测量结果将会受到谐波的影响。

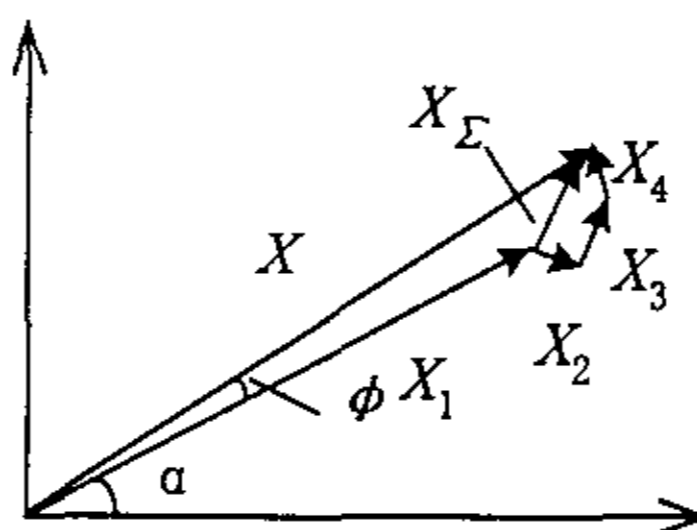


图 4-3 多频信号正交滤波结果的向量图

表 4-2 正交滤波算法对各次谐波的衰减系数 $k(\times 10^{-2})$

$F_0(\text{Hz})$	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$	$5f_0$	$6f_0$	$7f_0$	$8f_0$	$9f_0$	$10f_0$	$11f_0$	$12f_0$
49.8	1.08	0.91	0.87	0.85	0.85	0.85	0.85	0.86	0.87	0.88	0.89
49.9	0.54	0.45	0.43	0.42	0.42	0.42	0.43	0.43	0.43	0.44	0.45
50	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
50.1	0.53	0.45	0.43	0.42	0.42	0.42	0.42	0.43	0.43	0.44	0.45
50.2	1.06	0.90	0.86	0.84	0.84	0.84	0.85	0.85	0.86	0.87	0.89

下面对只含有三次谐波分量的情况进行具体分析。

假设电压信号为：

$$u(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) \quad (4-5)$$

设备的介损为 $\text{tg}\delta$ ，电容量为 C_0 ，可作出等效并联电路如图 4-4(a)。如考虑电压信号中含有两个频率分量，则根据线性电路的叠加定理，该电路可以分解为两不同频率电路的叠加如图 4-4 (b)所示。

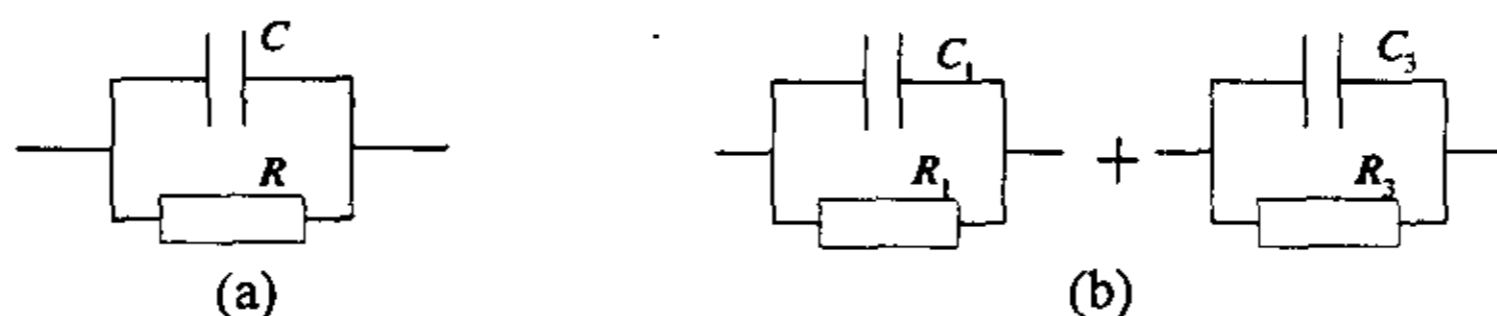


图 4-4 电容型设备的并联等效电路
(a)等效电路；(b)分解电路

如忽略不同频率下设备等效电容 C 及介损 $\text{tg}\delta$ 的差异，则相关的参数 $C_1 = C_0$ ，

$C_3 = C_0$ ， $R_1 = \frac{1}{\omega C_0 \text{tg}\delta}$ ， $R_3 = \frac{1}{3\omega C_0 \text{tg}\delta}$ ，而等效阻抗也可用向量形式表示，

有：

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{1}{\omega C_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta}} \angle \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) \\ Z_3 = \frac{1}{3\omega C_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta}} \angle \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) \end{cases} \quad (4-6)$$

与此对应，电压信号也按信号频率分解为两部分，用向量形式表示为：

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = A_1 \angle \varphi_1 \\ \dot{U}_3 = A_3 \angle \varphi_3 \end{cases} \quad (4-7)$$

则流经图 4-4(b)等效电路的电流分别为

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{U}_1 / Z_1 = A_1 \omega C_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta} \angle (\varphi_1 + \varphi - \frac{\pi}{2}) \\ \dot{I}_3 = \dot{U}_3 / Z_3 = 3A_3 \omega C_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta} \angle (\varphi_3 + \varphi - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (4-8)$$

最终得到流经被试设备的电流为:

$$i(t) = A_1 \omega C_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta} e^{j(\omega t + \varphi_1 + \frac{\pi}{2} - \delta)} + 3A_3 \omega C_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta} e^{j(3\omega t + \varphi_3 + \frac{\pi}{2} - \delta)} \quad (4-9)$$

比较式(4-8)中的两式可以看出:首先,由于容抗效应,电流的三次谐波含量比电压信号增加了三倍;其次,无论是电压信号还是电流信号,谐波与基波的相对相位关系都是基本相同的。

分别对电压、电流信号进行正交滤波处理,根据正交滤波算法的多频复合信号的频率响应公式(3-6)及单频信号的频率响应公式(3-7)可以得到处理后的向量图如图 4-5 所示。其中 U_3 和 I_3 分别为电压和电流信号的三次谐波滤波后的向量。

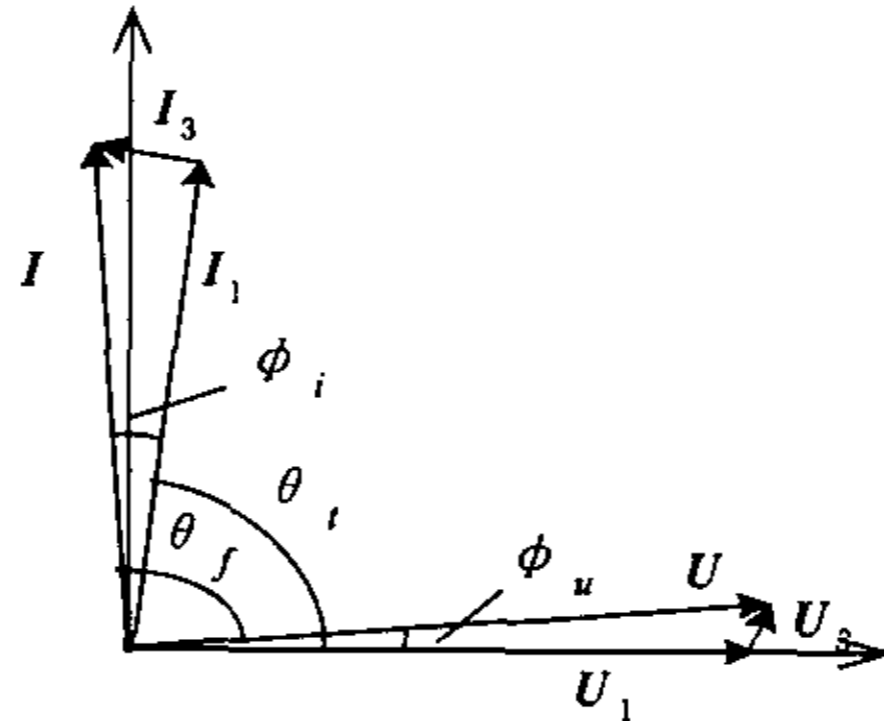


图 4-5 含有谐波情况下的介损计算向量图

如不考虑信号处理初始相角波动引起的基波相角计算误差,则角 θ_i 就是真正的介质损耗角的余角,角 θ_f 是测量得到的介质损耗角的余角,那么介质损耗角的测量误差 $\Delta\theta = \theta_f - \theta_i = \phi_i - \phi_u$ 。由于 ϕ_i 、 ϕ_u 都很小,所以 $\phi_i \approx \sin \phi_i$, $\phi_u \approx \sin \phi_u$, 则通过对图 4-4 中各向量之间的相位关系分析可以得到 $\Delta\theta$ 的最

大值:

$$\Delta\theta < 3k \frac{A_3}{A_1} \quad (4-10)$$

式中 $\frac{A_3}{A_1}$ 为电压信号中三次谐波与基波的幅值之比, k 为正交滤波算法对三次谐波的衰减系数。此式确定了三次谐波引起的最大计算误差 $\Delta\varphi_3$ 。由以上分析可以看出, 谐波引起介损角测量误差的本质是由于电容型设备对谐波分量具有放大作用, 这使得设备两端的电压信号与流经设备的电流信号具有不同的谐波含量, 从而导致介损角测量上的误差。

考虑到基波本身可能存在的计算误差 $\Delta\varphi_1$, 实际的最大相角计算误差应为这两类误差之和, 即:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_3 < \Delta\varphi_1 + 3k \frac{A_3}{A_1} \quad (4-11)$$

其中 $\Delta\varphi_1$ 可由表 4-1 查询得到。这样就可以由式(4-11)估算出在频率波动情况下, 介损测量误差的大小。例如, 假设系统频率为 49.8Hz, 信号中含有 20% 的三次谐波, 即 $\frac{A_3}{A_1} = 0.2$, 则由表 4-1 和表 4-2 可查得 $\Delta\varphi_1 = 0.004\text{rad}$,

$\Delta\varphi_3 = 0.0055\text{rad}$, 所以介损角的最大计算误差应为 $\Delta\varphi = 0.0095\text{rad}$, 同时考虑到误差可能为正或者为负, 因此误差的波动范围可能有 $2\Delta\varphi = 0.019\text{rad}$ 。可见谐波的影响还是相当大的, 由谐波引起的误差可能将与基波引起的误差相当, 因此在实际的系统设计中两者都需要采取措施, 以消除他们所带来的误差。

4.3 正交滤波算法的改进

前面的误差分析表明, 当频率发生波动时, 信号整周期采样的条件无法满足, 介损测量存在较大的误差。按照误差产生的具体来源可将频率波动误差分为两类: 初始相角引起的误差和谐波分量引起的误差。这两类误差产生的机理有所不同, 需要采用不同的方法消除。

1) 初始相角波动引起的测量误差

由正交滤波算法单频信号频率响应公式(3-7)的推导过程可以看出, 由于测得的信号都是实时间信号, 其频谱包含了正、负两个频带的信息, 在当求取信号的相角时, 两个频带的频谱相互影响, 使得频率波动情况下的相角计

算误差受到信号处理初始相角的影响。但根据信号频谱分析的理论可知,对于实时间信号而言,其正负两个频带对称,也就是说这两个频带的信息相同,完全可以用其中的一个代表整个信号的频谱,因此如能在正交滤波处理之前,对输入的实时间信号进行预处理,去除信号中的负频率分量,而只保留正频带的频谱信息,则可望使正交滤波算法的性能有所改进。

为了实现上面所讲的信号预处理功能,可采用解析变换的方法,将采样得到的实时间信号变换为解析信号^[29,36]。解析信号的实部即是原有的采样信号,虚部则是采样信号的希尔伯特(Hilbert)变换序列。具体的数学表达式为:

$$\xi(n) = u(n) + j\hat{u}(n) = u(n) + jH[u(n)] \quad (4-12)$$

复信号 $\xi(n)$ 就称为原信号的解析信号,式中 $H[]$ 表示希尔伯特变换,其定义为:

$$\hat{u}(n) = H[u(n)] = \frac{2}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{u(n-2m-1)}{2m+1} \quad (4-13)$$

则上章讨论的单频信号 $u(n) = \sin(\omega n + \varphi)$ 对应的解析信号为

$$u(n) = e^{j(\omega n + \varphi - \frac{\pi}{2})} \quad (4-14)$$

将其带入正交滤波公式(3-2)得:

$$U(1) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(\omega n + \varphi - \frac{\pi}{2})} (\cos \frac{2\pi}{N} n - j \sin \frac{2\pi}{N} n) \quad (4-15)$$

最终可以推导得到:

$$U(1) = \begin{cases} e^{j(\varphi - \frac{\pi}{2})} & \omega = \omega_0 \\ \frac{\omega_0}{j\pi} e^{j\varphi} \frac{e^{jk2\pi} - 1}{e^{j(k-1)\omega_0} - 1} & \omega \neq \omega_0 \end{cases} \quad (4-16)$$

将其带入相角误差计算公式(4-4) 得

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0 & \omega = \omega_0 \\ \arg\left(\frac{e^{jk2\pi} - 1}{e^{j(k-1)\omega_0} - 1}\right) + \frac{\pi}{2} & \omega \neq \omega_0 \end{cases} \quad (4-17)$$

由此式可见,相角计算误差不再与信号处理初始相角 φ 相关,其大小只决定于信号的频率,因此通过正交滤波算法计算得到的工频电压或电流信号的相

角的计算误差将不再随着信号处理初始相角 φ 的不同而波动, 而且电压信号的相角计算误差与电流信号的相角计算误差大小相同, 而这一误差会在介损角的计算过程中因相位角的相减而得到消除, 最终得到的介损角将不再存在有误差。因此, 同过对输入的信号进行解析变换预处理, 可以消除因初始相角而引起的介损角测量误差。

2) 谐波引起误差的消除

对输入信号进行解析变换预处理之后, 信号中的谐波成分依然存在, 谐波引起的误差仍无法消除, 后面的数值仿真也证明了这一点。由式(4-10)可以看出, 谐波引起的误差基本上与谐波的幅值成正比, 因此只要将信号中的谐波含量有所降低, 此误差就可减少很多。为去除信号中所含的谐波成分, 最简单的方法就是采取滤波, 即将通过低通滤波器来滤除信号中的高次谐波分量。低通滤波可能导致信号中的工频分量相位发生变化, 为了消除这一现象可能给介损角测量带来的影响, 滤波必须在电压和电流的两个信号处理通道内同时进行, 而且两个通道应具有相同的频谱特性, 这样才能保证在介损角的计算过程中通过两者相位的相对比较来消除低通滤波可能带来的负面作用。又因为介损测量是一种高精度测量, 对滤波器的稳定性、性能参数的精确性都有较高的要求, 因此只有采用数字滤波器才能满足测量系统对性能的需求。

求解解析信号的难点在于计算输入信号的希尔伯特变换。考察变换的计算公式(4-13)可以看出, 希尔伯特变换的计算必须要在获得全部的输入信号之后才能进行, 这并不符合实际的工程计算的需要, 因此在工程应用中一般都采用滤波器滤波的形式来近似实现希尔伯特变换, 根据式(4-13)可以到变换滤波器的冲击响应为:

$$h(n) = \frac{1 - (-1)^n}{n\pi} = \begin{cases} 0 & n \text{ 为偶数} \\ \frac{2}{n\pi} & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (4-18)$$

其频谱特性为:

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j & 0 < \omega < \pi \\ j & -\pi < \omega < 0 \end{cases} \quad (4-19)$$

由式(4-18)可以看出, 冲击响应分布在整个时间轴上, 这样的滤波器是不可

能实现的,因此设计出来的滤波器只能是对理想的希尔伯特变换在某种程度上近似,这也就是说为了实现滤波器的设计,必须牺牲滤波器的某些性能^[29]。分析表明,希尔伯特变换滤波器对相位特性有着更为严格的要求,所以采用具有线性相位特性的有限冲击响应滤波器(FIR)更为适合。

4.4 正交滤波算法的数值仿真

前面从理论上对频率波动的影响进行了详细地分析和讨论,并提出了具体的改进方法和措施。下面将分别对这些算法进行仿真,验证其具体的测量效果。

仿真采用正弦信号以模拟测量得到的电压信号,并含有 20%的三次谐波分量;假设设备的介质损耗角是 0.001rad,则可由前面 4.2.2 节讨论的方法可以得到流经设备的电流信号。在改进算法中,分别采用 60 阶和 48 阶的 FIR 滤波器来实现希尔伯特滤波器和低通数字滤波器,具体的信号处理流程如图 4-6 所示。因为希尔伯特变换是一个非因果的变换,实现的滤波器的输出具有一定延迟,与此相对应,低通滤波后的信号也必须经过同样的时间延迟之后才能与滤波器的输出数据结合生成解析信号。

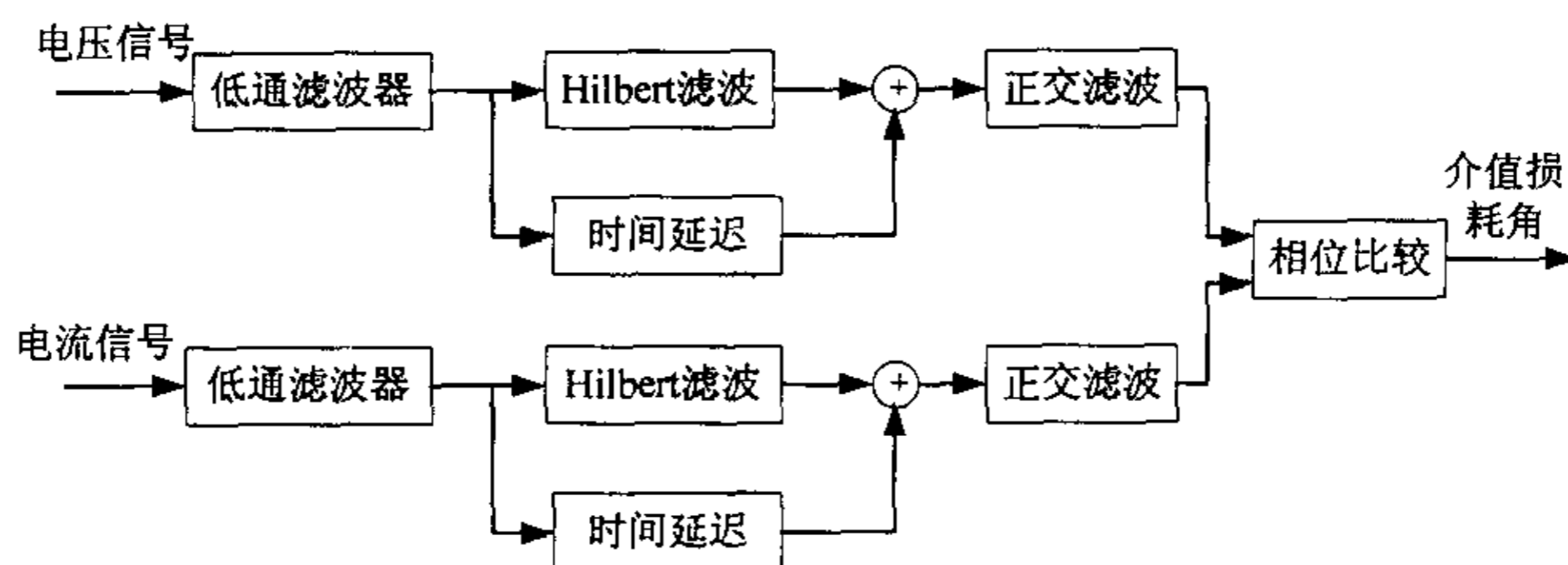


图 4-6 信号处理流程

图 4-7 和 4-8 是当系统频率为 49.8Hz 时,仿真得到的介质损耗角测量误差分布图,图中的每一个点都代表了所处理的电压信号在不同初始相角情况下的计算误差。由图可以看出,当频率发生波动时,介质损耗角测量的误差会随着所处理信号初始相角 φ_0 的不同而发生波动。图 4-7(a)和 4-8(a)是采用未改进的正交滤波算法的测量误差分布曲线,误差的波动范围较大,尤其是在信号含有谐波时,如图 4-8(a)所示, $\Delta\varphi$ 可达 0.008rad,即最大波动范围可能达 0.016rad,远超出了当前在线介损测量时的精度要求。图 4-7(b)和 4-8(b)

是只采用解析变换对算法进行改进后得到的计算误差分布曲线,可见在不含谐波分量的情况下,介质损耗角的测量精度大大提高,误差波动降低到 10^{-5} rad 以下;但当信号中含有谐波时,如图 4-8(b)改进作用不够大,误差波动范围仍在 0.004rad 左右。图 4-9(c)是同时采用解析变换和低通滤波对算法进行改进后得到的计算误差分布曲线,可见频率波动的影响已经消除,误差的波动范围降到 0.001rad 以下,可以满足介损在线检测的需要。

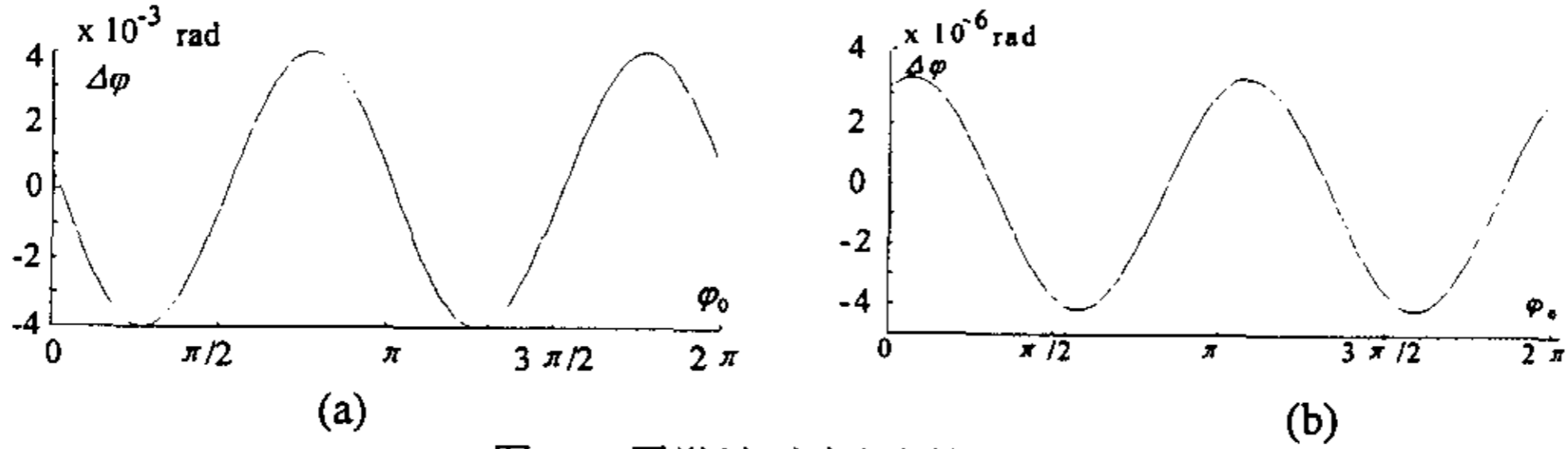


图 4-7 无谐波时介损测量误差曲线

(a) 未改进的正交滤波算法; (b) 采用解析变换的改进算法

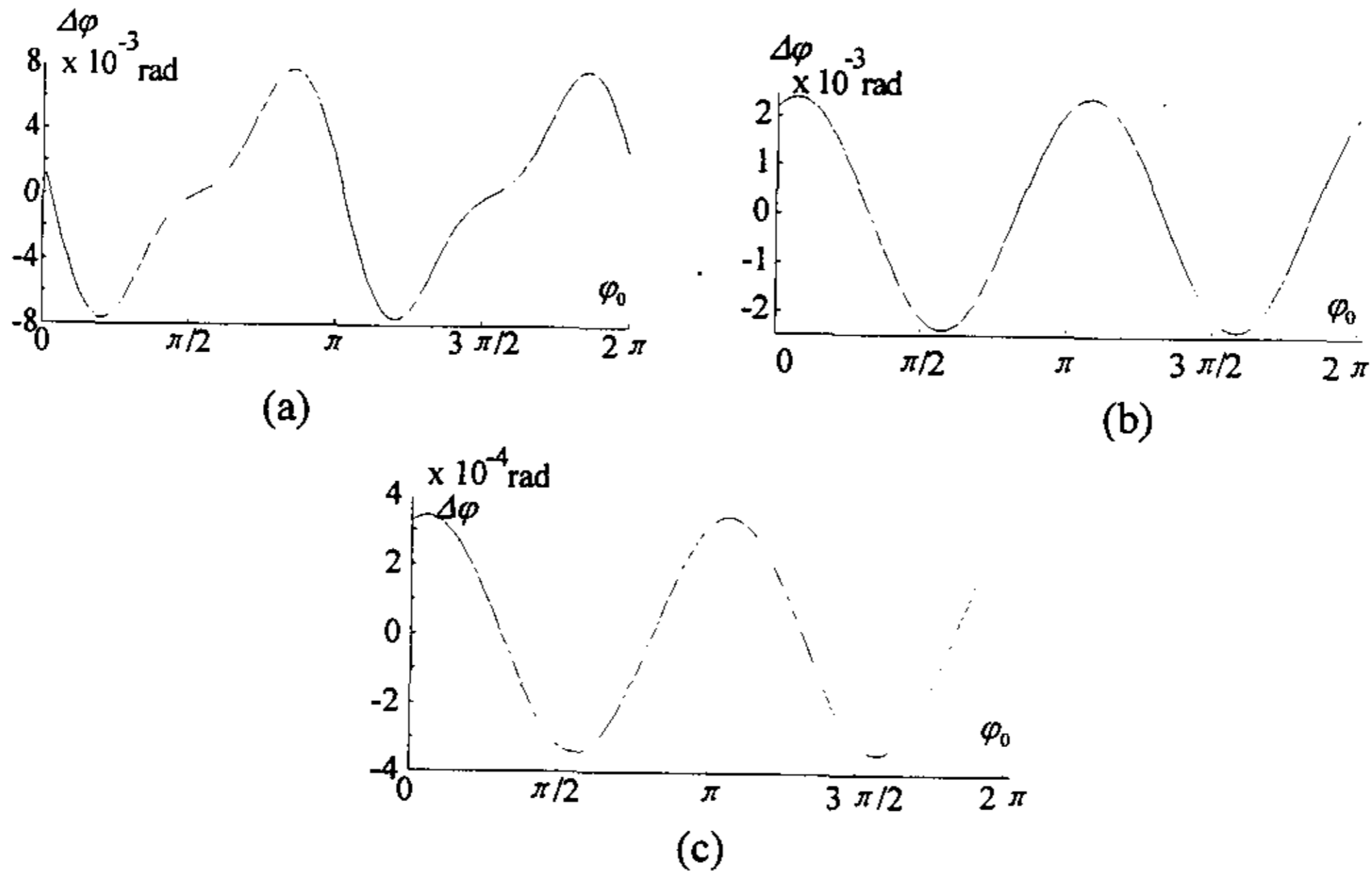


图 4-8 谐波情况下的介损测量误差曲线

(a) 未改进的正交滤波算法; (b) 只采用解析变换的改进算法;
(c) 同时采用解析变换和低通滤波的改进算法;

图 4-9 和 4-10 是介损测量误差波动范围随系统频率变化的曲线, 曲线中

的每一个点都代表了该系统频率下介损测量误差的最大波动范围。由图可知，介损测量的误差波动范围基本上是以 50Hz 为中心成对称分布，并且随着频率偏移程度的增加而变大。比较图 4-9(a)和 4-9(b)可以看出，当信号不含有谐波时，采用解析变换后的介损测量误差波动范围基本上只有原算法的千分之一，其改进效果是明显的。同样由图 4-10 也可以看出，在信号含有谐波时，虽然改进的程度有所下降，但当同时采用解析变换和低通滤波对输入信号进行预处理之后，测量误差的波动范围则可下降二十倍以上，基本满足了介损在线检测的要求。综合以上仿真分析，本文所提出的改进算法能较好的降低在信号处理阶段产生的误差。

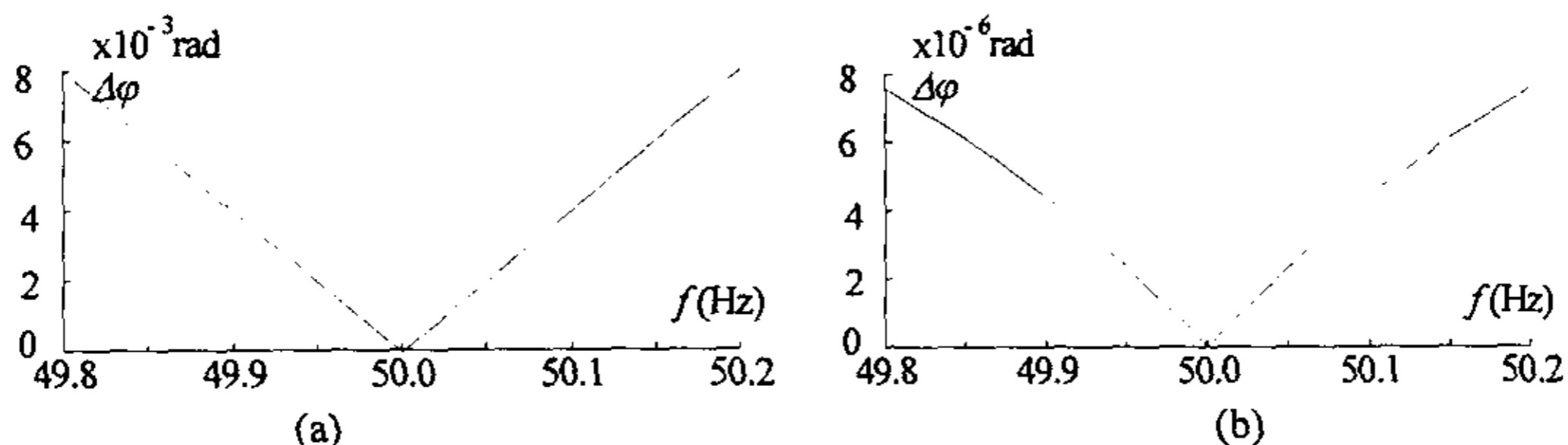


图 4-9 无谐波时介损测量误差波动范围曲线
(a) 未改进的正交滤波算法；(b) 采用解析变换的改进算法

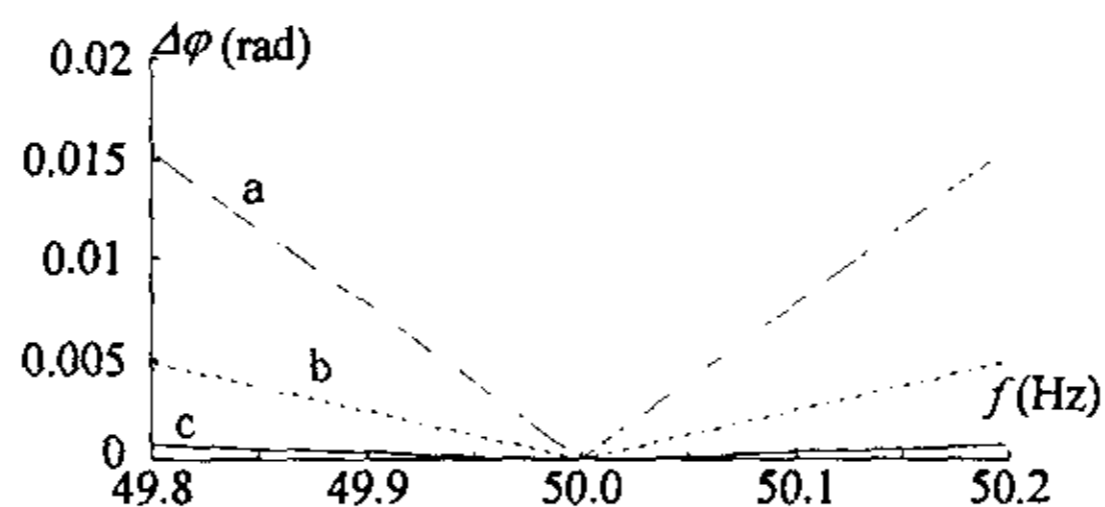


图 4-10 谐波情况下介损测量误差波动范围曲线
a 未改进的正交滤波算法；b 只采用解析变换的改进算法；
c 同时采用解析变换和低通滤波的改进算法；

4.5 小结

频率波动是影响正交滤波算法计算精度的主要因素。本章的主要内容就是分析这种误差因素对介损测量误差的影响机理和规律，并在此基础上，提出了对正交滤波算法进行改进的方法，最后通过数值仿真对算法有效性进行了演算。本章结论如下：

1. 在频率发生波动时，引起的介损测量误差的主要原因有两个：首先，算法的相角计算精度因信号的处理初始相角不同而有差异，因此得到的电压、电流向量具有不同的相角误差；其次，在频率波动时，算法对谐波的抑制能力降低，从而导致最后的相角计算精度产生。
2. 针对以上两种不同性质的误差源，本文在正交滤波算法的基础上提出了同时使用解析变换和低通滤波器的信号预处理方法，以减少频率波动时可能带来的介损测量误差。理论分析和数值仿真表明了该方法的确具有良好效果。

5 结论

本文重点分析了基于正交滤波算法的电容型设备介损在线检测技术及其相关问题。通过本文的工作得到以下主要结论：

1. 采样精度和采样频率是决定数字化介损测量系统精度的重要因素，对于谐波法介损测量而言，只要信号中的基波分量不发生频率混叠就可保证测量的精度，因此，在这种情况下实际采用的采样频率并不一定要高于两倍信号最高频率。A/D 变换带来的量化误差会使采样信号中的基波分量相角产生误差，其大小取决于量化误差的大小。理论分析和数值仿真表明，该相角误差基本上与采样位数成负指数关系：每提高一位，相角误差约降低一半。
2. 采用正交滤波算法实现谐波分析法介损测量的数字频谱分析功能，对电压、电流信号的基波相位参数进行提取。理论分析表明该算法具有良好的选频特性，在信号整周期采样条件下，可实现工频基波相位的精确提取。进一步分析表明正交滤波算法是离散傅立叶变换的一种简化算法，具有计算量少、物理含义明确和计算形式简单的优点，非常适合于介损在线检测的应用。
3. 频率波动是影响正交滤波算法精度的主要因素。理论分析和数值计算表明：在频率发生波动时，引起介损测量误差的主要来源是信号初始相角的差异和信号谐波的干扰。针对这两种不同性质的误差源，本文提出了对输入信号同时进行解析变换和低通滤波的预处理方法，以此对正交滤波算法进行改进。理论分析和数值仿真表明了该方法具有良好的效果。

致 谢

本论文是在严璋教授的悉心指导下完成的。在这两年多的硕士学习期间，作者处处得到了导师的关怀、爱护和帮助。导师渊博的知识、敏锐的思想、严谨的治学态度、诲人不倦的长者风范以及崇高的敬业精神都给学生以深刻的启迪与影响，这将使学生受益终生。在此论文完成之际，谨向严老师表示衷心的感谢。

承蒙高压教研室董连文老师和黄新红老师对本文初稿进行了仔细审阅，并提出了许多宝贵的修改意见，在此谨向他们表示最诚挚的谢意。作者也感谢高压教研室的各位老师、同学两年多来对我的关心和支持。

在此作者还要感谢黄新红博士、全玉生博士、杨莉博士生、尚勇博士生、王晓蓉博士生和郭宗军硕士生以及本课题组内的其他成员，在课题研究及写作过程中，他们提出很多有益的建议并给予很大帮助，作者将永远铭记在心。

参考文献

1. 郭剑波. “八五”期间电网事故统计分析. 电网技术, 1998, 22(2): 72~74
2. 严璋. 电气绝缘在线检测技术. 北京: 水利电力出版社, 1995
3. 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
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. 黄新红. 高压电容型设备 $\tan\delta$ 在线检测技术的研究. [博士学位论文], 西安: 西安交通大学, 1997
7. 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
8. 刘耀南, 邱昌容. 电气绝缘测试技术. 机械工业出版社, 1994
9. 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
10. 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
11. 夏胜国, 文远芳. 高电压绝缘的 $\text{tg } \delta$ 数字测量方法. 高压电器, 2000, (2): 38~40
12. 吕延锋, 钟连宏, 王建华. 电器设备绝缘介质损耗测量方法的研究. 高电压技术, 2000, 26(5): 38~40
13. 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
14. D. M. Allan, K. J. Boyd, D. D. Hinde. A Continuous Insulation Monitor for High Voltage Transformer Bushings. 7th ISH, German, 1991: 119~122
15. K. M. Ibrahim, M. A. H. Abdul-Karim, A Novel Digital Phase Meter. IEEE Trans on I & M. vol. 36, 1987: 711~716

16. F. E. Coffield. A High-performance Digital Phase Comparator. IEEE Trans on I & M. vol. 36, 1987: 717~720
17. S. M. Mahmud. Error Analysis of Digital Phase Measurement of Distorted Waves. IEEE Trans. on I & M, 38(1): 6~9
18. 金之俭, 肖登明, 王耀德. 绝缘介质损耗角的数字化测量研究. 高电压技术. 1999, 25(1):49~50
19. 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
20. 赵秀山, 谈克雄, 朱德恒. 介质损耗角的数字化测量, 清华大学学报(自然科学版), 1996, 36(9):51~56.
21. 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. 1994, 20(4): 36~38
22. 路文梅. 泄漏误差对谐波分析及在线绝缘监测的影响. 高电压技术. 1999, 25(1),: 42~43
23. Dr. P Vujovic, R K Fricker. Development of an On-line Continuous Tan(δ) Monitoring System. Conference Record of the IEEE ISEI'94, Pittsburgh, USA, June 5-8, 1994: 50~53
24. 贺景亮, 关根志, 王洪新. 绝缘在线监测中若干问题的探讨. 高电压技术. 1998, 24(3): 38~40
25. 陈晓宇, 李电. PT 二次负载对绝缘在线检测系统的影响. 高电压技术. 1999, 25(3),: 33~34
26. A. V. 奥本海姆等著, 刘树棠译. 信号与系统. 西安交通大学出版社, 1985.
27. 邹理和. 数字信号处理. 国防工业出版社, 1985
28. 宗孔德, 胡广书. 数字信号处理. 清华大学出版社. 1988
29. 胡广书. 数字信号处理 ——理论、算法与实现. 清华大学出版社. 1997
30. 陈德树. 计算机继电保护原理与技术. 中国电力出版社. 1992
31. T. Lobos. Nonrecursive Methods for Real-time Determination of Basic Waveforms of Voltages and Currents. IEE Proceedings C. 136(6), 1989:

347~351

32. K. F. Eichhorn, T Lobos. Recursive Real-time Calculation of Basic Waveforms of Signals. IEE Proceedings C. 138(6), 1991: 469~470
33. A. G. Phadke, J. S. Thorp, M. G. Adamiak. A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency and Rate of Change of Frequency. IEEE Trans. on PAS. 102(5), 1983: 1025~1038
34. 张伏生, 耿中行, 葛耀中. 电力系统谐波分析的高精度 FFT 算法. 中国电机工程学报. 1999, 19(3): 63~66
35. 王飞, 将兴渭, 董采凤. 周期性信号测量中的行为误差分析. 数据采集与处理. 1992, 7(3): 1976~181
36. 闻懋生, 张传生. 信息传输基础. 西安交通大学出版社. 1993