

Y 247915

摘 要

本论文研究了测量仪器和测量方法的智能化问题。在此基础上着重讨论了传感器频带扩展、传感器参数估计和传感器特性数字修正三种智能化测量方法。应用这些智能化方法，建立了一个新型的低频绝对振动测量和分析仪器。

测量低频绝对振动的关键问题是降低地震式传感器的固有频率。本论文提出了一种模拟电路实现的频响扩展网络，可以将磁电式绝对振动传感器的等效固有频率降低到传感器本身机械固有频率的 $1/20 \sim 1/50$ 。扩展后传感器的输出特性完全类似于一个机械固有频率很低同类传感器。

利用磁电式传感器的“逆效应”，可以在线估计出传感器的灵敏度、固有频率、阻尼比等重要参数。用数字滤波方法，可以修正由传感器参数变化引起的测量误差。本论文提出了参数估计和数字修正的一些有效方法，讨论了用数字信号处理方法扩展可用频带的问题。

本论文还完成了两台用于低频绝对振动测量和分析的智能化仪器。一台是内含 CPU 的独立仪器，另一台是基于 IBM-PC 的个人仪器。

关键字：智能测量方法，智能仪器，地震式振动传感器，低频振动测量，动态特性校正。

Intelligent Measuring Method and Low Frequency Absolute Vibration Measurement

Abstract

In the thesis, the intelligence problem of measuring instrument and measuring methods are studied. Based on the general discussion, the extension of transducer frequency band, transducer parameter estimation and digital correction of transducer characteristics are studied especially in detail. These methods are applied in the establishment of an advanced measurement and analysis system of low frequency absolute vibration.

The crucial problem of the low frequency absolute vibration measurement lies in the natural frequency decrement of seismic transducer. In the thesis a frequency response extension network of analogue circuits, which decreases the equivalent natural frequency of the magneto-electrical absolute vibration transducer to $1/20 - 1/50$ of the transducer mechanical natural frequency, has been developed. The output characteristics of the transducer with correcting circuit is completely similar to those of a same type transducer with the frequency band extended of very low mechanical frequency.

The "inverse effect" of magneto-electrical absolute vibration transducer is used to estimate (on-line) some important parameters of transducer such as sensitivity, natural frequency, impedance, etc. The digital filters are used to correct the measurement errors caused by parameter variation. The thesis developed some effective methods of parameter estimation and digital correction. Also the methods of digital signal processing for extension the applicable frequency of the transducer are further discussed.

Two measuring units for low frequency absolute vibration intelligent measurement and analysis are offered. One is a microprocessor based instrument. The other is a personal instrument based on IBM-PC.

Li-zhi Yang(Precision instrument)

Directed by Prof. Pu-chiang Yan

Keywords: intelligent measuring method, intelligent instrument, seismic vibration transducer, low frequency vibration measurement, dynamic characteristics correction

目 录

第一章 综述	1
§ 1.1 测量技术的发展	1
§ 1.2 智能仪器和仪器智能化的概念	3
§ 1.3 智能仪器结构和实现	6
§ 1.4 测量方法智能化的讨论——途径和发展	8
§ 1.5 本论文的研究内容	19
第二章 低频绝对振动的测量研究	21
§ 2.1 研究低频绝对振动测量的意义	21
§ 2.2 绝对式振动测量的传感器	22
§ 2.3 智能化低频绝对振动测量的方案	26
第三章 磁电式振动速度传感器的低频频响扩展研究	28
§ 3.1 反馈式频率特性补偿方法	28
§ 3.2 选频放大式频率特性补偿方法	32
§ 3.3 小结	43
第四章 磁电式振动速度传感器参数的在线估计	45
§ 4.1 磁电式振动速度传感器的参数在线估计方法	45
§ 4.1 传感器复阻抗特性的测量方法	47
§ 4.3 参数估计算法的讨论	50
§ 4.4 实验数据	54
§ 4.5 小结	55

第五章	传感器频率特性的数字补偿	56
§ 5.1	整周期同步采样时传感器频率特性的数字补偿	56
§ 5.2	关于数字滤波器的讨论	58
§ 5.3	广义的脉冲响应不变法	60
§ 5.4	用数字滤波器扩展传感器的低频测量范围	64
§ 5.5	用数字滤波器修正传感器参数变化引起的频率特性改变	67
§ 5.6	小结	69
第六章	采用单片机的低频振动测量仪器	71
§ 6.1	仪器的设计思想	71
§ 6.2	仪器的硬件说明	73
§ 6.3	低频振动测量信号处理方法	76
§ 6.4	仪器的软件设计	77
§ 6.5	小结	81
第七章	基于 PC 的个人仪器设计	82
§ 7.1	仪器的总体结构和功能设计	82
§ 7.2	仪器的硬件说明	82
§ 7.3	软件设计	84
§ 7.4	小结	89
第八章	低频绝对振动测量的工程实验	90
§ 8.1	水轮发电机组振动测量实验	90
§ 8.2	铁路桥梁的振动测量实验	91

第九章 全文总结	101
§ 9.1 总结	101
§ 9.2 本论文的创新点	103
参考文献	104
谢启	109
附录 传感器和仪器的外形照片	110

第一章 综述

§ 1.1 测量技术的发展

测量技术是人们认识自然世界的工具,是工业、科技进步的重要手段^[1]。起初,测量是通过物理量基准的传递,用测量参量与单位基准比值的具体数值方法去描述物体和事物的参量,它们具有单一对应的关系。而今,这个概念已不够全面了,人们用信号和信息概念来重新定义测量。现代测量技术是通过测量系统、被测系统(研究对象)和环境之间的相互作用,得到描述被测系统参数信息的过程^[2]。测量作为一门应用技术,广泛地应用在工业和现代科学技术的各个领域,成为一个重要的研究学科。在国内学术界普遍使用“测试技术”具有测量和试验两重含义,即通过有目的、精心设计的试验,获得描述研究对象特性的有关信息,并对它进行处理和提炼。

在本论文中我们仍袭用测量技术一词,但对其理解是广义的,即理解为测试技术。

从模拟指针式仪器、数字式仪器到微处理机仪器,测量仪器经过了几代的发展。七十年代初期由电子计算技术和超大规模集成电路相结合而产生的微处理机,一出现便以其小体积、低功耗、多功能、低价格的突出优点表现出强大的生命力。短短十几年,微处理机已广泛应用到现代科学技术的各个领域,成为当今世界新技术革命的主要标志之一。而在测量学科,也正是微处理机和集成电路技术的有机结合,使测量方法和仪器如虎添翼,具备了更强的测量能力和更广的适应能力。微处理机的运算、判断、记忆和控制能力,使微处理机测量仪器与常规的测量仪器相比,有了很多重要的变革。主要表现在:

- 某些系统误差的大部分可以被补偿修正,使测量仪器的测量精度有很大的提高。

- 利用微处理器的计算能力,能够实现多个被测量的同时测量和一些难测

量的间接测量。

- 使测量仪器具有了自检和自校的功能。

- 使测量仪器能够自动适应被测参量和环境的变化。

还远不止这些。有时候,您甚至会觉得没能充分发挥它的作用而感叹。的确,仪器的设计者们发现,微处理机测量仪器有很大的潜力和灵活性。微处理机是测量过程自动化的有力工具,根据预先设计的测量过程,微处理机测量仪器象一只听话的机器,按设计者编制好的程序忠实地工作,并可使测量过程优化,自动获得较好的信噪比和较精确的结果。

现代电子技术和集成电路工业的发展,对测量技术也有很大推动作用,把敏感元件和调节电路集成到一起的灵巧传感器(Smart Sensor)就是集成电路技术在测量领域的一个杰出应用。灵巧传感器本身含有计算装置,可以完成修正误差、环境适应补偿、自诊断等工作,直接可以与数字计算机相互通讯,传递测量结果和接受控制指令^[3]。与一般传感器相比不仅功能强、使用方便,更重要的是具有更高的测量精度和稳定性。

用于测量的专用集成电路(ASIC)的发展,也使得测量仪器的性能有了很大提高,仪器的结构走向模块化和规范化。ASIC 技术促进了测量系统向小型、低功耗、低成本、高性能、规范化的方向发展。

模拟集成电路的噪声、非线性等性能的改进,也直接地提高了测量仪器的精度。另外,应用高性能的模拟集成电路,可以构成弥补传感器本身不足、减小噪声、用模拟电路实现信号变换的一些电路网络,例如积分器、有源滤波器等。数字技术虽然具有灵活、精确、抗干扰好的特点,但是有信号混叠和 A/D (模/数) 转换精度等限制,所以模拟信号处理总是数字信号处理的前奏。模拟电路完成的工作是数字电路无法取代的。

数字计算机技术在测量仪器中的应用,使得一些学科的理论和方法也可能用在测量技术领域。例如,目前微处理机仪器中常用的数字信号处理(DSP)技术^[4]、现代控制工程中的系统辨识和模式识别技术^[5]等。这些学科技术的应用,使测量仪器具备了良好的信息处理能力。

近年来,人工智能(AI)的概念和理论成为一个热门的研究课题。人们也开始探索 AI 在测量仪器中的应用,并有了一定的发展^[6]。智能仪器的概念应运

而生。至此,测量仪器按其技术水平可分为简单仪器(指针式仪器或数字显示仪器),微处理机仪器和智能仪器三类。测量仪器智能化成了测量学科的前沿研究课题。

§ 1.2 智能仪器和仪器智能化的概念

简单的仪器,可以看成是把直接按物理规律由被测量对仪器结构的作用而产生的响应作为输出。从作用的响应到输出之间是直接对应的,至多有一些简单的数值上的变换。单纯的物理作用规律限制了仪器的性能,测量性能的提高和完善很大程度依赖于运用新物理原理的传感器。

微处理机仪器,在直接物理作用产生的响应和输出之间增加了数据处理的功能。其输出量是经过“组织的”和“修正的”。微处理机仪器的数据处理能力使仪器具备了更广的应用范围、对环境的适应能力和对传感器特性的补偿和修正能力。微处理机仪器具有参数和程序可以灵活改变的特点。根据积累的知识,在使用者干预下可以修改数据处理的模型和参数。可以认为,微处理机仪器已经具有某些低级的“智能”。

于是,一些观点认为“智能仪器是一个用数字计算机完成全部或几乎全部信号和信息处理的,用来估价一个物理变量的测量系统”^[7]。甚至,也有直接把用微处理机的仪器称为智能仪器的^{[8][9][10]}。

这些在数年前的观点现在看来是不恰当的。仅仅把智能仪器中的“智能”理解为用数字计算机完成信号处理是片面和狭隘的。目前的微处理机仪器,尚处于测量仪器智能化的初级阶段,它把微处理机和传统的仪器相结合,随被测参数和环境的变化,具有自动量程切换、自动补偿、自动校准功能。一般说来,这些功能按已知的规律和预定的程式变化。仪器还不具备学习、理解、组织和规划的能力。

人工智能的概念也是随着数字计算机技术的飞速发展而诞生的。人工智能学科的研究内容是从心理学、认知科学和自然科学技术的交织的地方去探索如何使计算机具有人的智能。人工智能系统具有判断、识别、理解、知识累积、

规划等功能。知识的表达和累积是人工智能中很重要的环节，这也反映了现代测量技术与人工智能的密切联系。

正如人工智能没有一个严格的定义一样，很难也很少有人给智能仪器下一个严格定义。人们一般是从一些表现去描述智能测量。

目前文献中对智能仪器或智能测量系统还有不同的理解。

文献[5]认为，一个智能测量系统应表述为：

- 测量的信号能很好地被人类的感覺器官接受。

- 针对一些特殊改进要求，如提高分辨力、抑制噪声、优化测量方法等问题，具有自适应能力。能从先前的实验中获得“知识”。即具有学习功能。

- 用间接的识别或估计方法，测量那些由于受物理规律限制或其它限制，用直接方法无法测量的被测量。就是解决间接量测量和参数解耦问题的能力。

文献[11]认为，智能测量是用信息处理技术去理解和解释测量数据。智能仪器是用了机器信息处理技术去提高测量能力的仪器。这里，对“机器信息处理”和文献[7]中的“数字计算机信息处理”的解释有所不同。文献[11]指出，所有仪器，无论有无计算机，只要有机器信息处理，就广义上讲具有智能。这里机器信息处理包含：

- 测量数据调节，运用线性化、自校、解耦、从噪声中提取数据等方法去修正采集到的测量信号的不足。

- 为操作者提供接口界面，允许修改仪器的测量过程。意味着交互的良好的人机界面。

- 测量结果的输出形式更为有效，例如：文字、图形、彩色输出。

- 用参数估计、模式识别技术去处理测量数据，得到一些非直接测量量。

- 测量过程的智能：学习和建模功能。

文献[12]认为，智能仪器的主要特点是计算机控制，认为智能仪器应有一个内含的微处理机或者是基于一台计算机而扩展的测量仪器。

文献[5]是从人工智能的理论层次上提出了智能仪器的抽象模型。认为在信息处理的上层应该有一个基于知识的模型。知识模型作为信息处理的高级控制器和与仪器操作者进行通讯的接口。智能仪器本身含有模型建立、模型解释、信息处理三个重要组成部分。智能仪器应该具有记忆、学习、自适应、自

动寻优、自我检查诊断和部分自校正定标的功能,这是从高层次上理解智能。而文献[7]~[12]则实际上认为带有微处理机的仪器或用计算机控制与处理信息的测量系统已具有一定的智能。

本文认为对智能仪器和智能测量概念的解释,众说纷芸。尽管从各个方面有不同的表述方式,但有一些重要的共同点。就是要有信号处理的能力,误差补偿和修正的能力,对干扰解耦的能力,能通过分析提取难以测量的隐含信息的能力,学习能力,对环境和测量对象的自适应能力,灵活的模块化功能和良好的人机界面。详细表达就是:

●智能仪器应该具有很强的信号分析、信息综合的能力,能够在强噪声中有效提取有用的信息,能够分析和提取难以直接测量的但反映测量对象特征的信息。

●智能仪器能获取人直接赋予之外的知识,并有长期记忆、修正测量过程和结果的能力。

考虑以下模型: $y=f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, 其中 y 是被测量, x_i 是由传感器结构、仪器结构和被测量、环境因素所决定的参数,由这些参数可以求出被测量。由于某一原因(例如传感器的弹性部件疲劳变形,环境温度变化等),使参数发生变化时,智能仪器应能够测量、记录新的参数,从而修正测量结果的输出量。更进一步,在条件变化时,智能仪器能够修改模型的结构和参数。

●智能仪器除自动量程切换、零位跟踪补偿、自保护、自校正功能外,还应该具有对环境的适应能力。具体反映在对测量结果的分析处理以及相应采取的自适应措施。例如,噪声的消除和测量频带的自动伸缩问题。

●智能测量仪器应有良好的人机界面。通过人机接口界面,使用者可以很方便地改变仪器的系统功能配置,从而来改变和组合测量、计算、输出形式、自诊断、自校正过程^[13]。

综合上述,可以认为,智能测量仪器应该是具有学习、记忆和分析判断功能,能够自动适应一定环境条件变化,有效地保证测量结果的精确度和可靠性,并具有良好的人机界面。

智能测量方法的概念应该更为广泛些,也不应该局限于使用数字计算机才是具有智能的。事实上,许多事情用计算机还完成不了,而运用物理、化学原

理和电子技术有时会更有效。广义地讲,一切旨在提高测量精度、拓宽测量功能、完善测量仪器的方法、措施、手段都应该是智能测量学科的研究范畴。它们都是组成智能测量仪器的基础,这些都可称为是智能测量方法。

本文认为纯粹从人工智能的角度定义智能仪器,并按此目标发展仪器是一个理想追求。但是当今几乎所有仪器都达不到智能仪器的水准。在某些用语中把含有微处理机(片)的仪器冠以“智能”两字则又失之过于一般。仪器走向高度智能是一个过程,所以认为在目前把利用电子技术和计算机技术使仪器和测量走向不同程度智能的过程,泛称为智能化。保留智能仪器作为应用比较完整的人工智能技术的仪器,而将仪器的智能化作为走向智能仪器的努力。

§ 1.3 智能仪器结构和实现

一个基于人工智能概念的智能仪器的模型如图 1.1 所示^[14]。

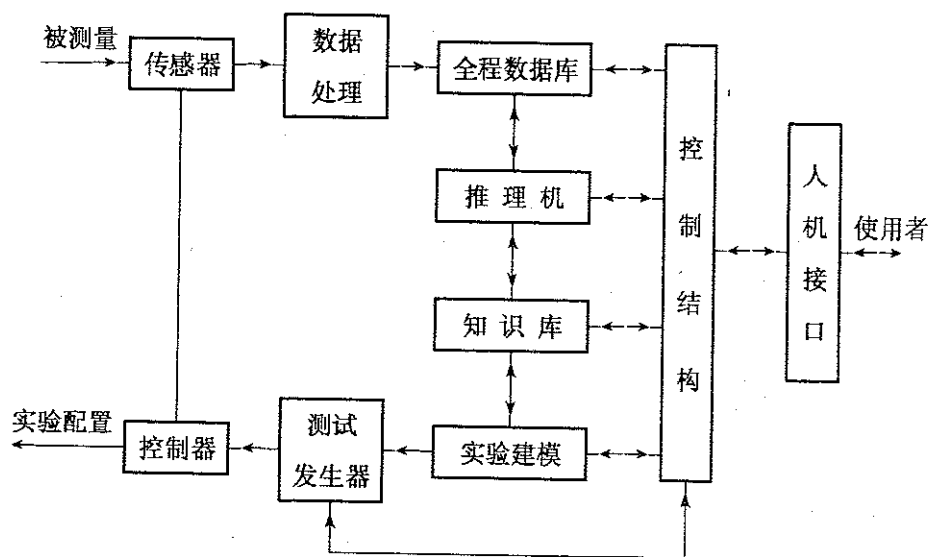


图 1.1 智能仪器模型

这个智能仪器的抽象模型基本上体现了上一节中关于智能仪器概念的讨论。

数据处理,从硬件方面看可能包含程控放大器、滤波器、频率特性补偿等电路。从软件方面看可能是一些数字信号处理(DSP)算法。全程数据库是用作

推理和计算的存储器。一般是读写存储器(RAM)。知识库也是存储器,它存储了一些模型、参数和有关知识等信息,它的信息需要长期保存。在仪器学习了新的知识后,可能对知识库修改和存入新的知识,因此知识库一般用永久存储介质如电可擦除只读存储器(EEPROM),不掉电读写存储器(Power-down RAM),磁盘、光盘、磁带等实现。推理机和建模是一些控制和运算的程序。结构主体是数字计算机,整个仪器的工作由计算机管理。

由图中的模型和上面的解释看出,仪器的智能化程度很大程度上由仪器的软件决定。也有把这种仪器称为基于软件的仪器(SBI)^[15]。数字计算机的应用仍是智能仪器的关键。

本身含有 CPU 的仪器是智能仪器的一种常见形式,称为独立仪器(stand-alone)^[12]。独立仪器一般直接用微处理机的芯片实现。七十年代中期出现的集 CPU、RAM、ROM、通用 I/O 等部件为一体的单片微机是组成独立仪器的理想器件。此外,用硬件完成 DSP 算法的 DSP 单片机,其计算能力几乎可以和大型计算机媲美。这种芯片非常适合用于需要进行复杂信号处理的独立仪器。独立仪器主要的不足之处是由于缺乏统一的标准,许多硬件、软件资源和开发工具互相不能直接借用,仪器的设计者往往需要用许多精力和时间去完成一些重复性的工作。

美国国际商业机器公司(IBM)一九八一年推出的以 Intel-8088CPU 为核心的准十六位个人计算机(PC),一出现便以其高的性能价格比赢得许多用户。到目前,已发展了 80286, 80386, 80486 等系列机种。许多硬件和软件商也推出了 PC 系列机器上的许多兼容硬件和软件。

一方面,PC 系列微机丰富的软硬件资源使它的应用领域更为广泛。另一方面,应用的深入和普及又增加了新的软硬件资源。PC 机在测量仪器中也得到了广泛的应用^[15]。这种基于 PC 的智能仪器被称为个人仪器。实际上,在 PC 出现之前,也有在苹果机基础上开发的测量仪器,也叫个人仪器。个人仪器是以个人计算机为核心,配以一定的测试硬件电路和应用软件,共同完成测试仪器或系统的任务。这种仪器能充分利用个人计算机的软硬件资源,开发周期短,开发环境好,开发工具齐全。而且,可以很方便地联网,组成大型测试系统。个人仪器已经成为目前测量仪器的一个新潮流。

§ 1.4 测量方法智能化的讨论——途径和发展

本节讨论一些智能化的测量方法。这些方法中有些是在微处理机仪器中常用的、比较成熟的技术。有些是需要进一步研究和完善的新技术。

§ 1.4.1 零点漂移的消除方法

零点漂移是指测量仪器使用一段时间后，由于传感器和仪器受环境温度或其它因素影响，在被测量为零时，输出并不为零。一般来讲，零漂是一个缓慢变化的过程。

在模拟电路中，有用自稳零原理来消除放大器零漂的方法。原理如图 1.2 所示：

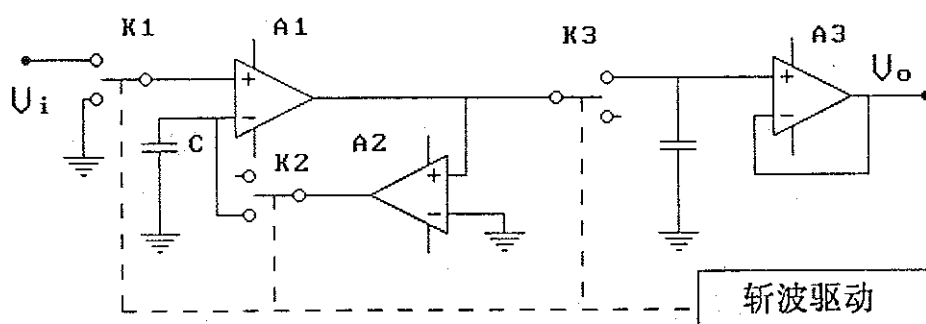


图 1.2 动态自稳零运算放大器工作原理

在校零时，将开关 K_1 、 K_2 、 K_3 都接到下面位置，放大器 A_1 输入接地，检测 A_1 的输入失调电压并存到电容 C 上。放大时，开关都接到上面，由于 C 上存储的电压抵消了 A_1 的漂移，因此 A_1 对输入来说是无漂的。

在微处理机仪器中传感器后面的前置放大器、滤波器、 A/D 转换器的零

漂很容易按自稳零放大器思想去消除。见图 1.3。

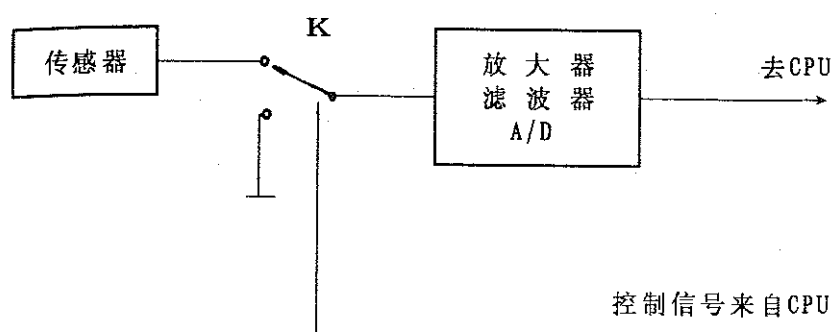


图 1.3 微处理机仪器的零漂消除原理

在校零时，CPU 控制开关 K 接到下面，放大器输入为零。当存在零位漂移时，A/D 转换后的数值并不为零，而是零位漂移值，设为 D_0 。微处理机测出 D_0 并记在存储器中。在测量时，开关 K 接到上面，放大器与传感器相连。这时 A/D 转换后的数值是正确测量结果和零漂移值 D_0 之和，减去 D_0 ，便消除了二次仪表的零位漂移。

需要说明的是，传感器本身的零漂没有被消除。一般地，传感器的漂移需要用温度补偿等补偿方法去减小。

如果测量值不含有直流分量（例如测量振动），还可以用对测量值去均值的办法来消除测量仪器零位的漂移。这是因为零漂是缓变的，近似为直流分量，去均值实际上是对信号进行滤波的作用，滤掉了直流分量。

有些微处理机仪器的零漂消除更容易实现。例如微处理数字电子秤。在没有重物放在秤上时，按置零键，微处理机自动记录下来这时 A/D 的输出值。在测量时，这个输出值被减去。这样传感器和电路的零漂就都被消除了。

§ 1.4.2 测量量程的自动切换

在微处理机仪器中，量程的改变很容易自动完成。CPU 根据测量值的大

小来控制程控的通道。例如,用模拟开关改变模拟通道的反馈元件来调节衰减器和放大器的增益,这种技术已广泛用于微处理数字电压表;或者,用数字开关改变闸门宽度或脉冲频率来改变数字通道的量程,如微处理机频率计。自动量程切换是微处理机仪器的特有功能,在实际应用中,在 A/D 转换中为了减小量化误差而又使信号不致溢出,应该用程控放大器自动调整模拟放大器的增益,应根据具体测量要求来选择量程切换的阈值和时机。一般来说,应有 10%~20% 的切换阈值缓冲裕量。例如,量程 1 的测量范围是 $0 \sim R_1$, 量程 2 的测量范围是 $0 \sim R_2$, 这里, $R_2 > R_1$ 。一个可行的量程切换方案是:在量程 1 时,若测量值 $> R_1$, 换用量程 2; 在量程 2 时,若测量值 $< 0.8R_1$, 换用量程 1。

§ 1.4.3 线性化问题

线性化问题,是为了保证被测量与仪器输出之间成线性关系,以保证在整个测量量程内,仪器有相同的灵敏度。

在微处理机仪器中,大多数是用数字线性化的方法。软件实现的线性化方法,有完全查表法、线性插值法和解析算法三种。前二种适用于参数模型或非参数模型,后一种用于参数模型,且已知数学解析表达式的情况。另外,为了缩短线性化时间,用硬件实现查表线性化方法也很实用^[16]。这种方法实际上是在可编程只读存储器(PROM)中事先写好要查用的表数据,测量的数字显示结果(也可以是多参量的)作为 PROM 的地址线,这时直接可以从 PROM 中得到线性化后的结果。随着大规模集成电路工业的发展,大容量的可擦除的可编程只读存储器(EPROM)价格已很低,用它实现硬件线性化非常合适。另外,这种方法也可以用来消除一些系统测量误差,实现多参数解耦和补偿。

§ 1.4.4 自动补偿和多参数解耦

假设被测量 y 是另外几个物理量 $x_i (i=1,2,\dots)$ 的函数,函数关系可能是解析的,也可能是非解析的。现在通过 $x_i (i=1,2,\dots)$ 来计算 y 。这个问题有重要

的实际意义。若 y 为不可测或难测量的量, 通过测量 $x_i (i=1,2,\dots)$ 就实现了对 y 的间接测量。若 $x_i (i=1,2,\dots)$ 中包含有环境温度, 就实现了 y 的测量过程中的温度补偿。

x_i 和 y 之间函数关系的具体算法也基本和线性化方法一样, 可以用解析法或查表法, 同样有硬件和软件两种途径实现。用解析法计算时, DSP 方法和数值计算方法有时候是很有用的。例如, 在机床主轴回转精度和圆柱型工件形状误差的测量中, 基于误差分离技术的三点测量方法, 经实践检验是行之有效的^[17]。三点法的原理是在同一平面上安装三个位移传感器, 传感器的输出为 (S_1, S_2, S_3) , 它们是主轴回转误差水平分量 E_x 、垂直分量 E_y 和工件形状误差 E_w 的复合函数。

$$S_1 = f_1(E_x, E_y, E_w)$$

$$S_2 = f_2(E_x, E_y, E_w)$$

$$S_3 = f_3(E_x, E_y, E_w)$$

如何由 S_1, S_2, S_3 求出 E_x 、 E_y 和 E_w 就是一个多参数解耦问题。由于在测量过程中工件在旋转, E_x 、 E_y 和 E_w 都是时变量。这个问题就需要 DSP 算法。

§ 1.4.5 直接数字化方法

数字量输出的传感器, 不需要通过模拟放大、滤波和 A/D 转换器, 直接可以与数字计算机相连。对数字量的测量和处理要比对模拟量的测量容易, 而且精度、稳定性、抗干扰能力等指标也要好得多。值得研究的是, 一些模拟量输出的传感器, 由于其原理上具有数字的特性, 可以通过直接数字化的方法改造成数字式输出的传感器。

例如, 电容式、电感式和电涡流式传感器的测量原理中都有调频式的电路, 就是将被测量量的变化转化成振荡器振荡频率的变化, 然后用鉴频器得到模拟电压输出, 如图 1.4 所示:

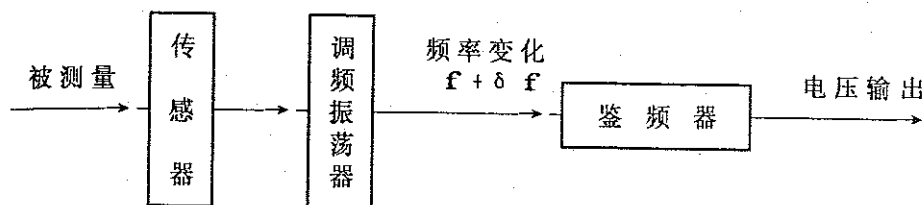


图 1.4 调频式传感器原理框图

考虑到频率量具有数字特征，有可能用数字计数的办法来直接测出频率量，然后计算出被测量^{[16][18][19]}。一般地，在静态测量，振荡器振荡频率较高时，可以采用计数的方法来测量振荡频率；在动态测量，振荡器振荡频率低时，可以采用填充高频脉冲信号的方法测量振荡的周期，然后再换算为频率。有时根据需要，在计数之前，也可以用差频器调整振荡频率变化范围。图 1.5 是一个用直接数字化方法实现的“数字式电容式测微仪”的原理框图^[18]。与一般的调频式电容式测微仪相比，它用数字计数器和数字硬件线性化器代替了中频放大器、鉴频器、滤波器和 A/D 转换器，具有更高分辨力和稳定性，线性测量范围也得到展宽。

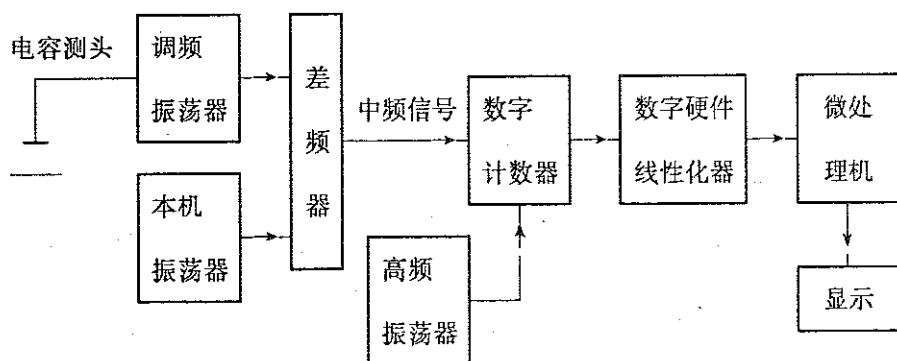


图 1.5 直接数字式电容式测微仪框图

直接数字化的方法有一定的限制。在测量过程中，由于计数过程要一定的时间，仪器的频响上限要低于模拟输出传感器的仪器。另外，如果在测量过程中任一时刻 CPU 需要采集测量结果，只能得到该时刻前完成的计数结果，而这个计数结果只能反映前一刻的测量值而不是此刻的，这会在动态测量中带来误差。但尽管如此，在一定条件下，适当选择振荡频率，直接数字化方法仍是值得采用的。另外，用高速的 ECL 数字电路，会使直接数字化仪器的频率上限和测量精度都得以提高。

§ 1.4.6 自动校准技术

智能测量仪器中，二次仪表增益的自动校准是容易实现的，类似于零位消除方法，在模拟开关前面加一基准电压源便可实现自动校准，如图 1.6 所示：

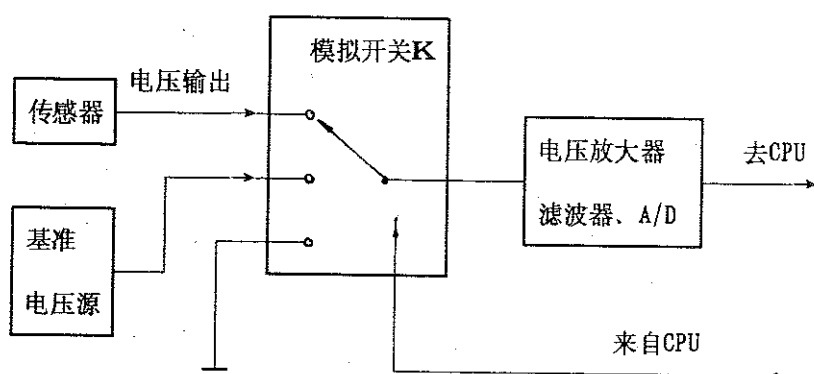


图 1.6 二次仪表自校原理框图

CPU 控制开关 K 分别接到地和基准电压源上，根据测量到的 A/D 转换结果和基准电压值 V，就能计算出二次仪表的增益。

二次仪表的其它特性校准，也类似于增益的校准。例如，需要测量频率特

性时, CPU 可以通过 D/A 产生连续或间断的扫频信号, 加到二次仪表的输入端, 根据后面由 A/D 采集到的数据, 就可以计算出频率响应特性。

对二次仪表的校准, 可以称为内校准。对包括传感器在内的整个测量系统的校准, 可以称为外校准或全校准。

有时候, 全校准会比较容易, 例如, 微处理机电子秤, 加上一个标准重量的砝码, 就可以校准仪器的增益。

但是, 对于动态的, 或测量另外一些物理量的仪器, 全校准要比内校准复杂得多。关键的问题是对传感器的校准需要一个激励源。例如, 对振动传感器内校准, 需要一个激振台; 对测量微小位移的仪器校准, 需要一个微动台架。这样的激励源, 测量仪器本身是不能产生的。因此, 全校准和仪器的标定一般要在实验室进行。

在测量用的传感器中, 有一些传感器采用的物理原理, 是一个可逆的过程。比如磁电式振动传感器和压电式加速度计, 当有机械振动作用时, 分别会产生感应电压和压电电荷。而当给传感器加上交变电压时, 它们又会产生机械振动。利用这种可逆的过程, 有时可以用电激振的方法, 来实现对传感器的自动校准^[20]。这类问题的数字计算往往归结为系统辨识中的参数估计问题。有的灵巧传感器在设计时已经考虑了自校问题, 与计算机连接, 可以很方便完成自校^[21]。

利用传感器本身特性, 通过电信号激励来校准传感器, 针对不同的传感器, 方法也不尽相同。有些传感器是无法用这种方法校准的。尽管如此, 这种参数辨识的方法仍是值得研究的一种智能化测量方法。在论文的第四章里, 将具体讨论磁电式速度传感器的参数识别方法及应用。

§ 1.4.7 传感器的频响范围扩展和频率特性修正

有一些传感器受结构和原理的限制, 可测量的频率范围有一定的限制。或者, 在可测频带内的幅频特性不是平坦的, 相频特性不是线性的, 不符合不失真测量条件。对传感器的频率特性进行补偿和修正, 展宽可测频率范围, 在实际应用中是很有意义的。

传感器作为一个变换网络，希望它的输出能不失真地表示被测量，理想的情况是传感器的归一化传递函数就是一个为 1 的常数。实际存在的传感器，它的传递函数不可能是理想的。只能在一定的频率范围内，传感器具有近似平坦的幅频特性和近似线性的相位特性，测量结果才被认为是不失真的。超出这个范围，必然会有幅值和相位的失真。用一个补偿网络可能扩展这个不失真的频率范围。理想的补偿网络为： $C(s) = \frac{1}{H(s)}$ 。这样的补偿网络往往是物理不可实现的网络。实际上无法使补偿后的特性理想化，但使补偿后的特性比原来好却是完全可能的。

不失一般性，作为特例，讨论两阶高通类型传递函数的传感器的频率特性补偿方法，这些方法本身，对其它类型的传感器也是同样有效的。

两阶高通类型的传感器的传递函数为：

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

式中， ω_0 为传感器固有角频率， ζ 为阻尼比。一般地，当 $\zeta \approx 0.7$ 时，传感器的幅频特性平坦，这时的阻尼比称为最佳阻尼比。图 1.7 是不同阻尼比下这类传感器的幅频特性曲线。

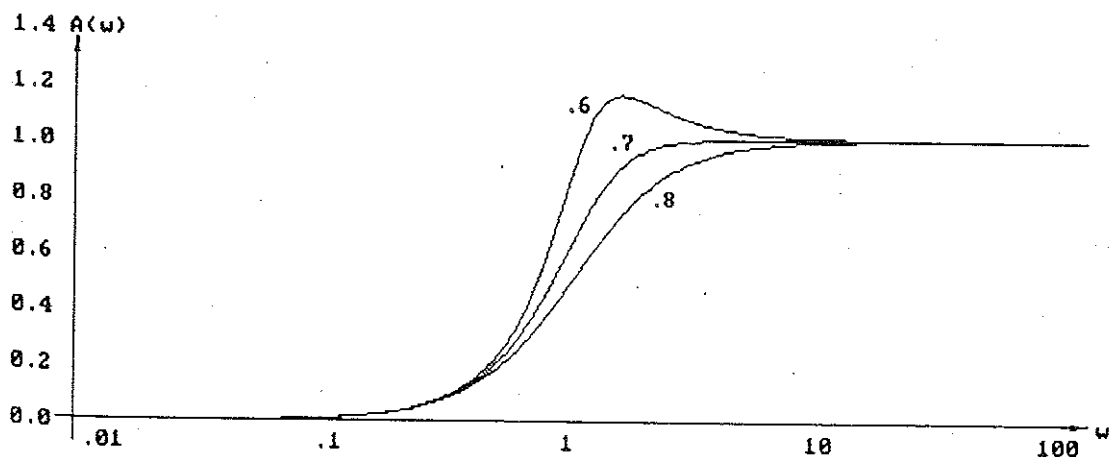


图 1.7 不同阻尼比下两阶高通类型传感器的幅频特性

由图可以看出, 在固有频率以下的频带内, 传感器的增益明显减小。一般, 这种传感器可测量的频段是在固有频率以上。如果同时要求幅频特性和相位特性, 可测量的频段就要选在 3~5 倍固有频率以上。

现在的问题是如何使传感器能够测量在传感器固有频率以下的低频信号, 也就是如何使传感器的频率特性的理想区域尽量展宽。

对于这一类的问题, 微处理机所能完成的一些数字信号处理方法就不太适用或是不能只用数字方法。这是因为在 A/D 转换之前, 低频段的信号与高频段相比, 增益过小, 信号也很小, 无法兼顾整个频段, 程控放大器和 A/D 转换器带来的量化误差已使低频段的信号失去处理价值。因此, 必须从 A/D 之前的模拟电路部分去想办法。

一个物理可实现的补偿网络为:

$$C(s) = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2}$$

传感器 $H(s)$ 经补偿后, 等效传递函数为:

$$G(s) = H(s) \cdot C(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2}$$

补偿网络传递函数 $C(s)$ 的零点与传感器的传递函数 $H(s)$ 的极点抵消。补偿后的系统传递函数 $G(s)$ 和 $H(s)$ 同型, 等效于一个固有角频率为 ω_1 , 阻尼比为 ζ_1 的同类传感器。显然, 当 $\omega_1 < \omega_0$ 时, 频率特性比原来要好, 可测量的频率范围也得到了扩展。如图 1.8 所示。

作为对模拟网络补偿方法的补充, 数字补偿方法可以用来补偿传感器的相位非线性和幅频特性不平滑的情况^{[22][23][24]}。数字补偿的原理是用数字滤波器对传感器的频率特性进行校正。

本论文的第三章和第五章, 将详细讨论磁电式速度传感器的频率特性模拟

补偿和数字补偿方法及其实际应用。

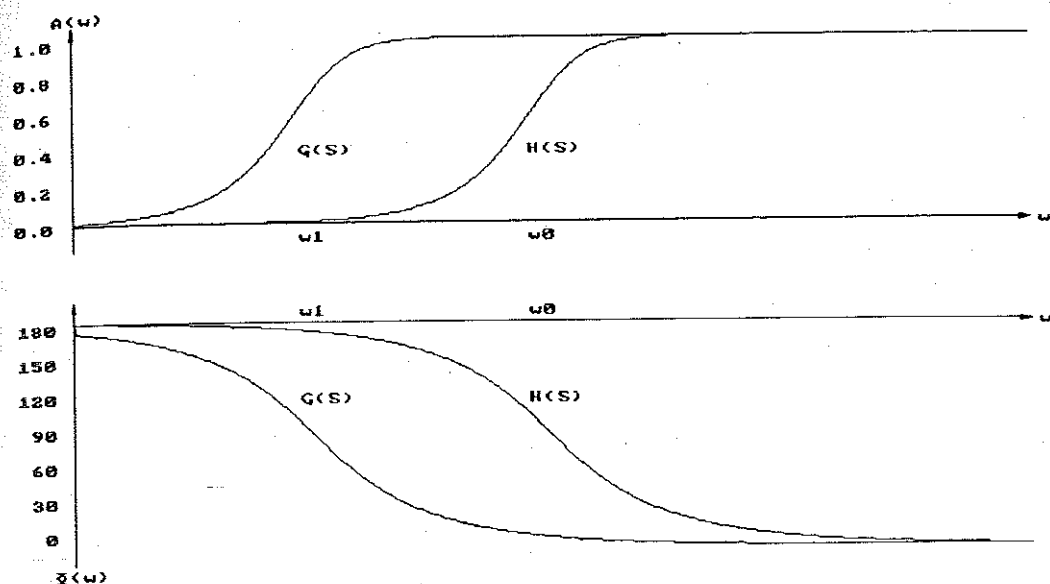


图 1.8 补偿后频率特性的比较

§ 1.4.8 自诊断和容错技术^[25]

测量仪器和设备应用于工业控制系统或一些军事、航天工业领域时，仪器和设备的可靠性就显得非常重要了。近年来发展起来的自诊断和容错技术就是为了提高仪器的可靠性产生的。

容错技术的基本思想是冗余技术，即用多余的资源换取系统的可靠性。当 CPU 检测出仪器的某一部件出现故障时，自动把备用部件投入使用，并发出故障信号。这就是硬件冗余技术。另外，通过增加信息量、测量次数等，可以实现信息冗余和时间冗余技术，防止出现粗大的测量误差。

对于智能仪器的软件，在设计时需要仔细考虑运行的可靠性，一般都要有故障处理程序来维护整个软件运行。另外，现在生产的一些单片机中，片子本身有监测软件运行的 Watchdog，若软件正常运行时，定期清除 Watchdog，当软件出现故障时，Watchdog 会动作，使机内程序从复位状态重新开始运行。

§ 1.4.9 自保护技术^[26]

在电子线路中, 电路的自保护技术被广泛采用。例如, 输出短路保护, 当输出电流超过一定值后, 保护电路认为输出短路开始动作, 限制输出电流以保护输出器件。又如, 输入限幅保护, 输入量过大时, 限幅电路工作, 保护了电路中的器件不被强输入损坏。自保护的工作思想就是当某一变量到一定范围, 可能引起破坏作用时, 采取一些保护措施, 防止破坏发生。

智能仪器的自保护技术也是采用这种思想, 保护的过程也可以由 CPU 控制进行。

自保护可以用以下程式描述:

①准备工作:

- 根据自保护要求定义检测量 X 。
- 定义危险域 X_d , 当 $X \in X_d$ 时可能引起破坏。
- 选择保护方法。

②保护工作过程:

- 测量所定义的检测量 X 。
- 判断 X 是否属于危险域 X_d 。
- 当 $X \in X_d$ 时, 发出危险警报, 启动保护机构。
- 当 X 不属于 X_d 时, 正常返回。

目前, 在大部分测量仪器中, 电路的自保护仍是应用最多的保护方法。CPU 控制的自保护技术还只是用在一些特殊场合。

§ 1.4.10 滤波技术

用滤波技术改善信噪比, 提取深埋于噪声中的信息在测量技术中早已广泛应用, 利用调制—解调技术解决信号处理和传输的技术也早已在通讯和测量领域广泛应用。采用计算机技术则使这一技术具有更大的灵活性。自适应滤波使系统能获得最优的信噪比。在谱分析技术中利用数字频率调制(乘以频移旋

转因子)和数字低通滤波、数字抽取技术可以在有限计算量下,高效地获得感兴趣频段的细微谱结构信息(即 ZOOM 技术)。

§ 1.4.11 通过运算的间接信息提取技术

某些物理参量是难以直接测量的,例如转轴的动不平衡(不平衡重量沿轴向位置的分布、大小及其角度位置)就无法直接测量,只能通过旋转时由不平衡重量诱发的振动进行检测。任何一个局部不平衡都会引起轴—轴承—基础整个振动系统的振动,整个系统的振动则是各种诱发因素引起强迫振动的叠加;测量振动信号中还含有大量各种干扰。所以测量系统首先要有极好的滤波功能—只有和转速同频的信号才可能是轴承上不平衡质量诱发的强迫振动。利用键信号或者轴承上的标志信号可以用相关滤波技术获得各个测点上的与转速同频成分的振动幅值和相角。进一步还要利用对系统动态响应特性(例如用影响系数法)进行解耦计算,最终才能获得转轴上动不平衡量分布的信息,这一过程只有借助计算机才能完成。现在的各种诊断技术都是通过理论和实验获得故障机理影响的基础上,利用人工智能(包括定量分析和定性判诊组成专家系统)进行诊断的。

§ 1.5 本论文的研究内容

从上面讨论可见,仪器智能化的范畴很广。在本论文中不可能进行面面俱到的、详细的研究。本论文主要研究几种新的智能化测量方法。并把这些方法用到一个实用的超低频绝对振动的测量仪器中,完成一个智能化的测量系统。由此反应仪器智能化的基本技术途径和潜力。

论文的第二章讨论超低频绝对振动测量的实用意义和技术难点,以及用智能化方法去解决这些难点的可行性。

第三章研究用模拟网络补偿磁电式振动速度传感器的频率特性、扩展频响范围的具体方法。以解决超低频绝对振动测量的传感器问题。

第四章研究用电压激励的方法在线估计磁电式振动传感器的重要参数。

第五章提出了数字信号处理中递归数字滤波器设计的一种新方法。并讨论用数字滤波器的数字方法去补偿传感器的频率特性。用来扩展低频测量下限和修正由于传感器参数改变引起的频率特性改变。

第六章研究一个带有自开发功能的独立仪器的方案和软硬件。这个仪器与传感器配合组成一个实用的超低频绝对振动测量分析仪器。

第七章研究个人仪器的开发的具体问题。实现一个用于超低频绝对振动测量的、智能化程度较高的个人仪器。

第八章介绍超低频绝对振动智能测量仪器在工程领域的应用实验。

第二章 低频绝对振动的测量研究

§ 2.1 研究低频绝对振动测量的意义

绝对振动,是指相对惯性空间的振动。地震是地表测点相对于地理座标的振动,测量地震的仪器是测量绝对振动的一例。所以反过来把测量绝对振动的传感器用“地震式”传感器表述。低频绝对振动,在本论文中是指振动频率在零点几到几赫兹之间的绝对振动。低频绝对振动的测量,在工业领域有着广泛的应用背景。

在电力工业部门,发电机组的振动监测是发电机组安全运行的保证。振动过大是发电机组不能正常工作的一个重要原因。在机组的工况监测系统中,振动是一个非常重要的内容。低水头工作的水力发电机组,由于转速低(几十转/分),振动的频率也很低。例如,长江葛洲坝水电站,水轮机的转速为 62.5 转/秒。建立低水头水力发电机组的在线测量系统,就涉及到低频绝对振动的测量问题。一般要求测量仪器能测出 0.5Hz 左右的振动。

在石油勘测领域,地震勘探是一个实用而重要的勘探手段。目前,在地震勘探中普遍使用的测振传感器(地震检波器)的频响在 10Hz~500Hz 之间,10Hz 以下的地震信号不能被准确地测量出来,而这些低频信息对反演地层结构是非常有用的。由于信息量的不足,各种频谱外推的地震信号处理方法已成为重要的研究课题^{[27][28]},其目的就在于推演出那些没被测量出的谱分量。但是,再有效的推演方法,也不如直接测量的信号准确和真实。而这部分低频信号的测量,也是一个低频绝对振动的测量问题。

在交通运输部门,铁路和公路桥梁的振动监测是保证安全和交通畅通的必要手段。一些长跨度的桥梁,其固有振荡频率是很低的。例如,武汉长江铁路大桥的垂直固有频率为 0.7Hz,水平固有频率为 0.9Hz。对桥梁和水工结构振动的监测也是低频绝对振动的测量问题。

还有, 建筑行业中测量高层建筑顶部的晃动; 航海中测量船舶随波浪的起伏; 机械工业中精密机床的某些低频的周期性运行误差, 如齿轮机床蜗轮副运动, 螺纹磨床的丝杠的传动系统误差等, 都是属于低频绝对振动测量问题。

对低频绝对振动的测量, 目前尚没有一个比较理想的测量方法。这个问题的难度在于, 一是因为绝对振动测量, 不容易找到静止的参照物, 因此采用一切相对的位移测量方法都有一定的困难。二是由于振动频率较低, 传统的绝对振动测量方法都不太好。例如, 用压电效应原理的压电加速度计, 理论上是个低通型的测量装置, 工作频率从直流开始, 但用于测量振动时, 由于其输出是与加速度成正比, 在测量低频振动时, 输出信号与高频噪声相比, 信噪比太小, 对于振动位移测量, 要经过两次积分, 漂移影响十分严重, 故实际使用频率范围在 1Hz 以上。又比如, 用质量弹簧系统的惯性式传感器, 由于受机械结构限制, 传感器的固有频率不能太低, 测量频率下限也不能太低。虽然也有用斜拉簧等结构做成的低固有频率传感器, 但由于弹簧过软, 质量太大, 传感器的稳定性和可靠性都很差, 无法在工业领域应用。因此, 专门研究低频绝对振动的智能测量问题, 是十分迫切和必要的。

在低频绝对振动测量问题的研究中, 单纯从测量传感器本身去努力, 实践证明会碰到许多困难, 也一直没有太好的效果。在本论文的后面几章里, 主要是用智能测量的方法, 对现有传感器的不足之处进行补偿和修正, 研制一个具有频率特性补偿、自动校准、误差修正等功能的智能低频绝对振动测量仪器。

§ 2.2 绝对式振动测量的传感器

绝对振动的测量用传感器有许多种, 由于绝对振动本身的特点, 对频率较高的振动测量相对比较成熟和方便, 对频率较低的振动测量就要困难一些。

压电式加速度计是在绝对振动测量中应用最多最广的传感器。它是利用正向压电效应来完成测量的。当传感器随被测物体振动时, 就有与振动加速度成正比的惯性力作用于传感器中的压电片上, 在压电片的电极上就产生了正比于惯性力的电荷。配接合适的电荷放大器, 即可获得与振动加速度成比例的电压

信号。

压电式加速度计的频响范围很宽，传感器理论上的频率特性是低通，低频可以从 0Hz 开始测。但在测量低频小振幅振动时，压电式加速度计却不合适。主要是因为压电加速度计的测量频率范围宽，若在整个频带内增益一致，由于加速度在相同振幅时与频率的平方成正比，低频振动时加速度太小，传感器灵敏度就很不够了。即使使用与加速度计配接的积分器，效果也不是太好，主要是由于传感器灵敏度低，高增益的积分器不易做得稳定、可靠。

美国 IDR 公司的产品压电式速度计^[29]是输出与速度成正比的，但这种传感器的频响下限也仅做到了 1Hz。(见表 2.1)。

另外一种在绝对振动测量中常用的传感器是惯性式传感器。惯性式传感器是由质量、弹簧、阻尼组成的两阶传感器。其力学模型如图 2.1 所示。传感器壳体固定在被测物体上，与被测物体一起振动，传感器内部的惯性系统受惯性力激励，产生受迫振动。

根据传感元件不同，可以选择质量块与壳体之间的相对位移 x_0 ，相对运动速度 dx_0/dt 作为输出，从而制成位移或速度传感器。它们的传递函数都是两阶高通类型的。可测频率下限受到固有频率限制。

用电容式、电感式或电涡流非接触式位移测量传感器和上面介绍的惯性结构，可以制成绝对振动位移传感器。但在实际应用中，却很少采用这种传感器，主要是受传感器体积、初始间隙、传感器安装角度等因素的影响。实际中用的最多的惯性式测振传感器是磁电式速度传感器。它是由固定在壳体上的感应线圈和作为惯性质量的活动的永磁性质量块作为拾振输出元件，输出的感应电压与振动速度成比例。

传感器的力学方程是：

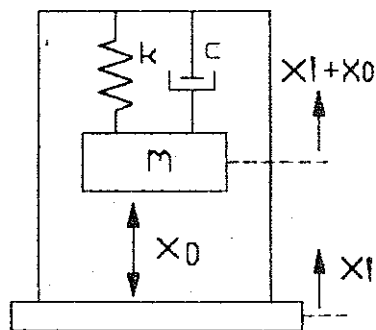


图 2.1 力学模型

$$m\left(\frac{dx_0^2}{dt^2} + \frac{dx_1^2}{dt^2}\right) + c\frac{dx_0}{dt} + kx_0 = 0 \quad (2-1)$$

电磁感应方程是:

$$V = \alpha \cdot \frac{dx_0}{dt} \quad (2-2)$$

其中, α 为机电耦合系数, V 为传感器输出电压。

作为速度传感器, 输入是 $\frac{dx_1}{dt}$, 输出是 V 。对上面两个方程作拉氏变换,

合并后得到传感器的系统传递函数为:

$$H(s) = \frac{V(s)}{sX_1(s)} = -\alpha \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{c}{m}s + \frac{k}{m}} \quad (2-3)$$

这是一个两阶高通型的特性。其固有角频率为 $\sqrt{\frac{k}{m}}$ 。阻尼比为 $\frac{c}{2\sqrt{mk}}$ 。

从传递函数来看, 为测量低频振动, 固有频率应该足够低。用弹性膜片支撑的磁电式速度传感器固有频率一般在 5~30Hz 之间。用于低频测量时不能胜任。

降低惯性式传感器的固有频率是很困难的。在重力场中垂直使用的传感器, 固有频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$, 弹簧受质量块作用的静伸长为 $\lambda = \frac{mg}{k} = \frac{g}{(2\pi f_0)^2}$ 。若 $f_0 = 1\text{Hz}$, 则 $\lambda \approx 25\text{cm}$ 。这在机械结构上是难以实现的。

图 2.2 是几种长周期的支承悬挂系统^[30]。

这三种结构的周期都很长, 固有频率很低。但存在的主要问题是结构稳定性差, 其固有频率和原始状态易受环境和结构参数变化的影响。其次是这些结

构的体积、重量大。运输时需要固定运动部件，防止振坏。使用前需要调整零位。在工业现场使用就有困难。还有，由于机构稳定性差，致使传感器有多个谐振频率，频率特性也不好。此外，整个振动系统易受横向振动影响，抗交叉干扰的能力很差。

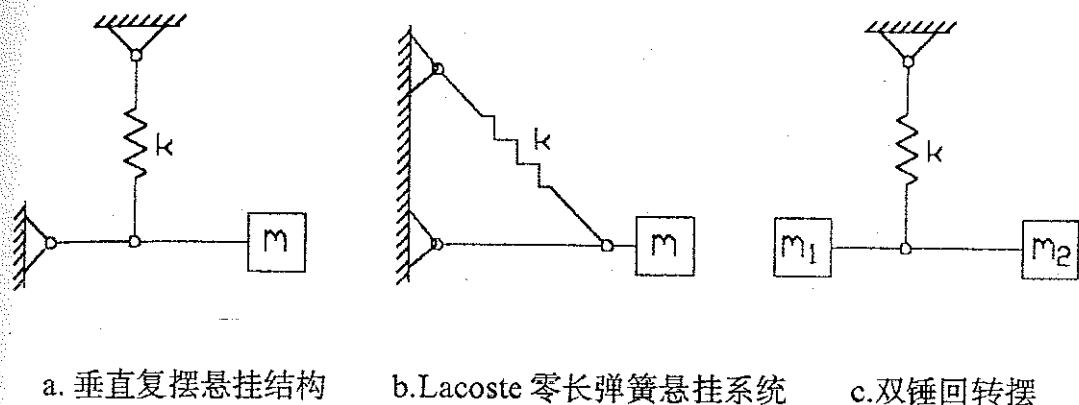


图 2.2 几种长周期的质量、弹簧结构

伺服式的原理也被用于磁电式振动传感器，这是一种用电流反馈来调整惯性系统振动，改善传感器特性的方法。伺服式磁电式振动速度传感器的测量频率下限也可以做得很低^[31]。

伺服式传感器存在的主要问题是结构复杂、成本高、且抗干扰和冲击能力较差，机械零位的长期稳定性也不好。

用电路补偿方法来展宽传感器的低频测量范围在国外也有产品。例如德国 SCHENCK 公司的 VS-169 型振动速度传感器就是用磁电式加“线性化”电路实现的^[32]。但这些具体方法细节都作为传感器生产公司的商业机密没有公布。就所查到的一些用在其它领域的频率补偿电路的专利文献^{[33][34]}来看，国外的一些电路补偿频率特性的方案不太理想，补偿后的特性由两阶变成了多阶环节，相位特性也变得很不规则了。补偿环节也很复杂。本文第三章中提出的补偿方法，相对简单、特性好、可靠性高，能够用于绝对式低频振动测量的仪器中。

表 2.1^{[30][35]}是有代表性的几种低频振动测量传感器的性能。

表 2.1 几种低频绝对振动传感器

型号	生产公司	类型	机械固有频率	可测最低频率	工作原理
VS-169	德 Schenck	速度	8Hz	1Hz	磁电式+线性化电路
560	美 IDR	速度		1Hz(幅值±10%)	压电式+内含电路
CV210	瑞士 VM	速度	14Hz	1Hz	磁电式+IVC632 电路
M86	美 SD	速度		2.5Hz	压电式+积分器
26862	美 Bently	速度		1.67Hz	磁电式+专用放大器
PR9268	荷 Philips	速度		4Hz	磁电式

§ 2.3 智能化低频绝对振动测量的方案

从 § 2.2 节可知，对于低频绝对式振动的测量，目前没有非常合适的传感器。因此，要实现一个低频绝对振动的测量仪器，首先要解决传感器的问题。

用模拟补偿网络来扩展传感器频率响应范围的方法，可以用在对低频绝对振动的测量中。选用磁电式速度传感器进行频率响应范围扩展是合适的。这种传感器结构简单，性能稳定，输出信号大，在低频时，尽管输出幅度小，除环境振动影响信噪比外，没有波形和频谱上的失真，这对于作频率响应范围扩展和特性补偿是十分必要的。

在长期使用中，磁电式传感器由于受磁钢退磁或弹簧变形的影响，固有频率、阻尼比、灵敏度等主要参数都可能发生变化。这些变化会影响到传感器的频率特性，引起测量信号的失真。用电压激励，可以在线识别磁电式传感器的参数，这是第一章提到过的一种智能化方法。另外，针对参数变化对频率特性的影响，可以用数字滤波的方法修正。

实现低频绝对振动智能化测量的工作是：

传感器部分:

- ①: 模拟网络扩展传感器低频测量下限。
- ②: 在线识别传感器参数。
- ③: 数字补偿、修正参数变化对频率特性的影响。

仪器部分:

- ①: 带校零、自校增益、程控放大的信号放大和采集。
- ②: 产生用于参数识别的信号。
- ③: 通讯接口。
- ④: 人机接口输出和控制。

后面几章, 将研究这些工作的具体实现方法和实验。

第三章 磁电式振动速度传感器的低频频响扩展研究

磁电式振动速度传感器的传递函数，是一个二阶高通的型式。归一化的传递函数为：

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta_0 \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3-1)$$

其中， ζ_0 为阻尼比， ω_0 为固有角频率。若如 § 1.4.7 所讨论的那样，用一模拟网络补偿后，传感器等效的固有角频率降低，就达到了扩展低频频响下限的目的。本章具体讨论两种实用的补偿网络。

§ 3.1 反馈式频率特性补偿方法

一个理想的运算放大器，在正常的放大工作状态，其正负输入端的电位是相同的，这是因为，运放的开环增益为无穷，输出为有限值，那么输入压差必然是零。从这里受到启发，可以得到图 3.1 所示的反馈式频率特性补偿原理图。

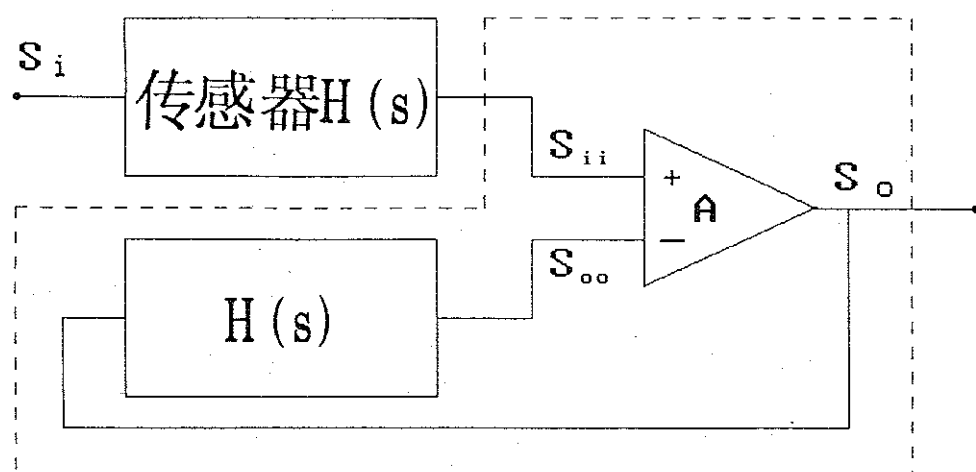


图 3.1 反馈式频率特性补偿原理图

图中, $H(s)$ 就是传感器的传递函数, S_u 就是传感器的输出。先讨论理想的情况, 若放大器的增益 A 为无穷大, 那么 S_u 应等于 S_{oo} 。而由于 S_u 和 S_{oo} 分别为两个相同特性网络 $H(s)$ 的输出, 这两个网络的输入也应该相同, 即 $S_o = S_i$ 。这当然只是完全理想的状况, 等价于整个网络的传递函数恒为 1。实际上, 增益 A 太大, 电路将是不稳定的, 无法正常工作。在有限增益下, 整个网络的传递函数为:

$$G(s) = H(s) \cdot \frac{A}{1 + AH(s)} = \frac{A}{1 + A} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{2\zeta_0\omega_0}{1+A}s + \frac{\omega_0^2}{1+A}} \quad (3-2)$$

经过补偿后的传递函数 $G(s)$ 与原来的传递函数 $H(s)$ 是同型的。系统的固有角频率 ω_0 变为 $\omega_0 / \sqrt{1+A}$, 阻尼比 ζ_0 变为 $\zeta_0 / \sqrt{1+A}$ 。图 3.2 是 $\zeta_0 = 0.707$ 的最佳阻尼比, $A = 15$ 时, 补偿后的传感器的频率特性, 图 3.2 没考虑比例因子 $A / (1+A)$ 。

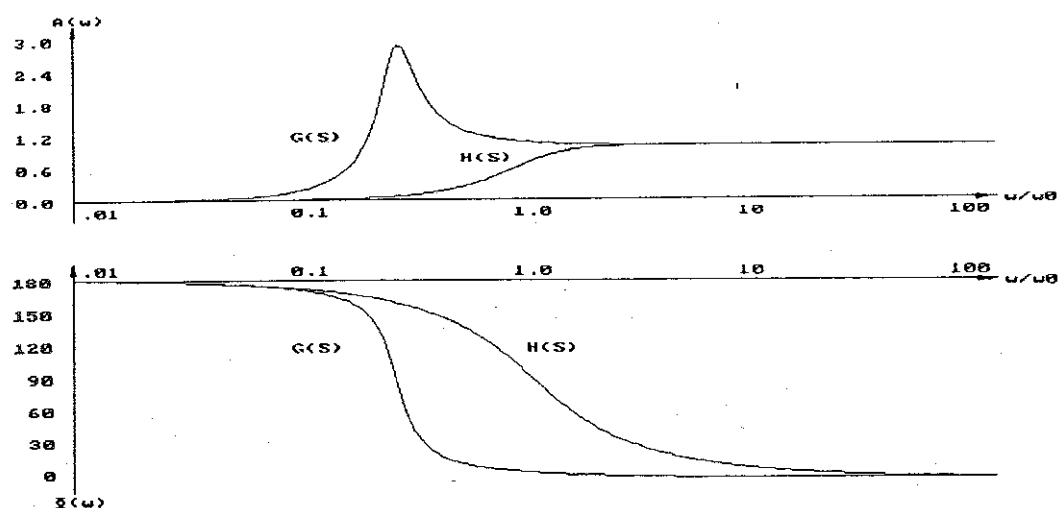


图 3.2 反馈式频响补偿特性对比示意图 1

现在存在的问题是补偿以后阻尼比太小了。若能提高原来传感器的阻尼比, 补偿后的特性会好些。在实际应用中, 增加传感器的阻尼比并不困难, 例如, 对磁电式传感器并联电阻, 就相当于加了电阻尼环节。实践证明, 这种方法是有实用价值的。图 3.3 是原传感器阻尼比 $\xi = 2.5$, $A = 15$ 时, 补偿前后频

率特性的对比。从图中看出，这种补偿方法的效果是很好的。

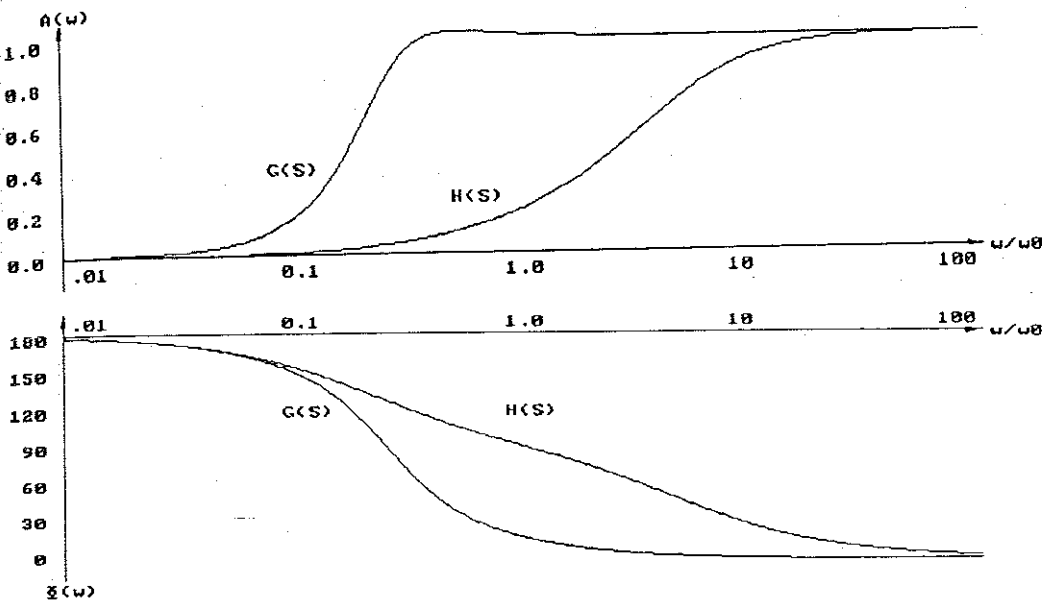


图 3.3 反馈式频响补偿特性对比示意图 2

实现反馈式频率补偿方法的电路原理图如图 3.4 所示：

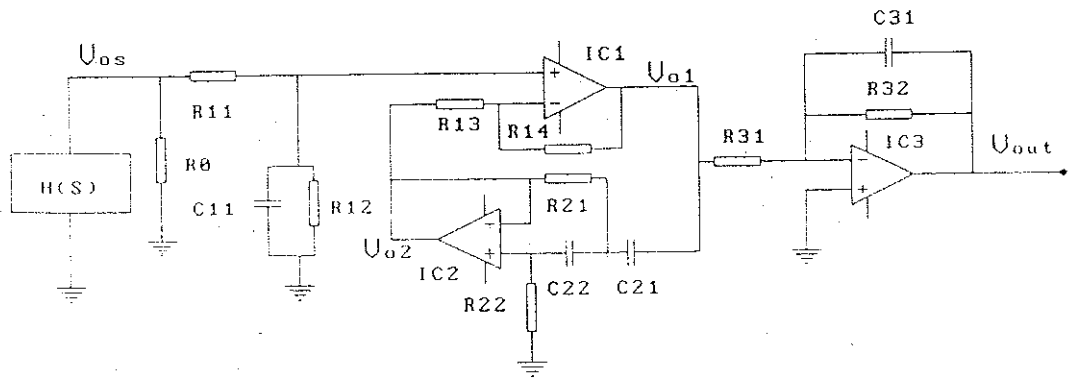


图 3.4 反馈式频率特性补偿电原理图

图中，运算放大器 IC_1 是减法器电路，其输出为：

$$V_{o1} = \frac{R_{12}(R_{13} + R_{14})}{R_{13}(R_{11} + R_{12})} V_{os} - \frac{R_{14}}{R_{13}} V_{o2} \quad (3-3)$$

若取 $R_{11}=R_{13}$, $R_{12}=R_{14}$, 则 $V_{o1} = (\frac{R_{14}}{R_{13}}) \cdot (V_{os} - V_{o2})$, 电路放大倍数为 R_{14}/R_{13} 。与 R_{12} 和 R_{13} 并联的电容 C_{11} 和 C_{12} 是为了消除高频自激和噪声。

运算放大器 IC₂ 是反馈器件, 它和 R_{21} , R_{22} , C_{21} , C_{22} 一起构成一个两阶高通环节, 传递函数为:

$$\frac{s^2}{s^2 + \frac{C_{21} + C_{22}}{R_{22} C_{21} C_{22}} s + \frac{1}{R_{21} R_{22} C_{21} C_{22}}} \quad (3-4)$$

电阻 R_0 是为了调整传感器的阻尼比以便与补偿电路相匹配。

IC₁ 的输出 V_{o1} , 就是经频率特性补偿和放大后的速度信号。为了得到位移信号输出, 在 V_{o1} 后面接上一个积分电路 IC₃。

表 3.1 是经反馈式频率补偿后磁电式速度传感器的频率响应实验数据, 表中数据是由中国计量院标定取得。补偿用传感器的参数为: 固有频率 3.7Hz, 阻尼比 0.8, 速度灵敏度为 320mv/cm/s。从表中数据看出, 补偿后等效的固有频率低于 0.7Hz。补偿效果是明显的。

表 3.1 反馈式频率补偿后的幅频特性数据

振动频率(Hz)	振动位移(μm)	传感器输出(mv)	灵敏度(mv/μm)	按均值归一化灵敏度	频响分贝值(dB)
0.7	170	944.7	5.55	1.005	+0.04
1.0	180	1029.3	5.71	1.030	+0.26
3.0	190	1113.9	5.86	1.060	+0.50
5.0	170	972.9	5.72	1.035	+0.30
7.0	170	963.0	5.67	1.020	+0.17
10.0	170	944.7	5.55	1.005	+0.04
30.0	170	892.2	5.25	0.950	-0.45
80.0	50	253.1	5.06	0.920	-0.72
100.0	30.9	165.4	5.35	0.970	-0.26

§ 3.2 选频放大式频率特性补偿方法

反馈式频率特性补偿方法有一定的局限性。如果传感器的阻尼比无法增大,这种方法便不能用了。此外,在实际应用中,放大器的增益也就是频响低频扩展的程度不能太大,否则,将会出现不稳定和噪声过大的现象。

另外,从误差分析的角度来看,由于这种方法对低频信号是先衰减(增大传感器阻尼),后放大,必然带来噪声和失真,影响测量精度。从原理上不如直接放大,没有衰减的处理过程。

下面介绍的就是一种只作放大处理的补偿方法。

§ 3.2.1 选频放大式频率特性补偿原理

在这一小节中,从传递函数的角度来研究频率补偿方法。先考虑在传感器上串联一个补偿网络,如图 3.5:

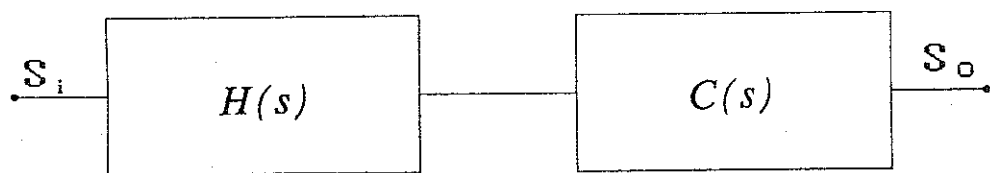


图 3.5 串联频率特性补偿示意图

一种比较理想的情况是,串联后的传递函数 $G(s) = H(s) \cdot C(s)$ 也具有与 $H(s)$ 同型的结构和理想的阻尼比,但固有角频率却要小很多倍。也即:

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (3-5)$$

这里, ζ_1 仍为最佳阻尼比, $\omega_1 \ll \omega_0$ 。由式 3-1, 可知 $C(s)$ 应为:

$$C(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_0 \omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2} \quad (3-6)$$

这是一个双二次型网络的传递函数，对于 $\omega_1 < \omega_0$ 和 $\zeta_1 \omega_1 < \zeta_0 \omega_0$ 的情况，下面的网络便有这样的传递函数：

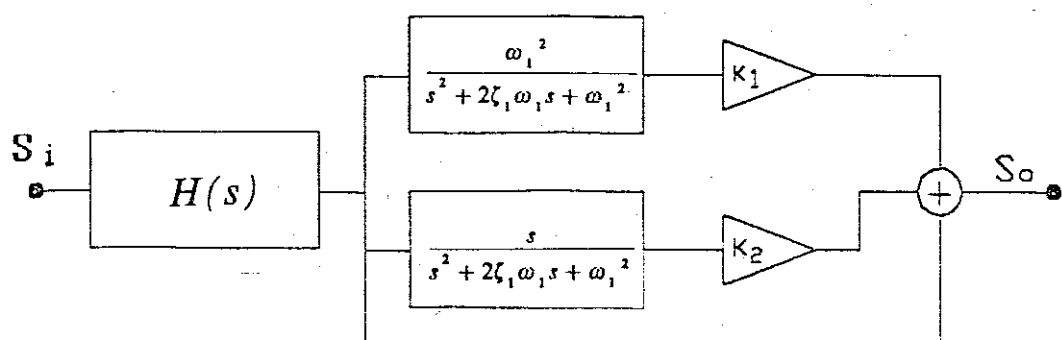


图 3.6 选频放大式频率特性补偿原理图

适当选择 K_1 和 K_2 ，便可得到式 3-6 的特性。从图中看，这种方法用了一个低通和一个带通滤波器，相当于将低中频的信号选择放大后又加到了原信号上，因此可以叫做选频放大式频率特性补偿方法。

由于 ζ_1 、 ω_1 、 K_1 、 K_2 可以独立改变，与传感器无关，因此这种方法的适应范围是很广的。补偿后的特性相当于一个同类型，固有频率低的传感器。

在补偿网络中，只有放大，没有衰减环节，因此，这种方法能够做到较高的频率扩展比。实际上， ω_1 可以为 ω_0 的 $1/20 \sim 1/50$ 。

选频放大式频率特性补偿电路原理图如图 3.7 所示：

图中， IC_2 等构成低通放大器电路。传递函数为：

$$\frac{\frac{R_{23} + R_{24}}{R_{21} R_{22} R_{23} C_{21} C_{22}}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_{21} C_{21}} + \frac{1}{R_{22} C_{21}} - \frac{R_{24}}{R_{22} R_{23} C_{22}} \right) s + \frac{1}{R_{21} R_{22} C_{21} C_{22}}}$$

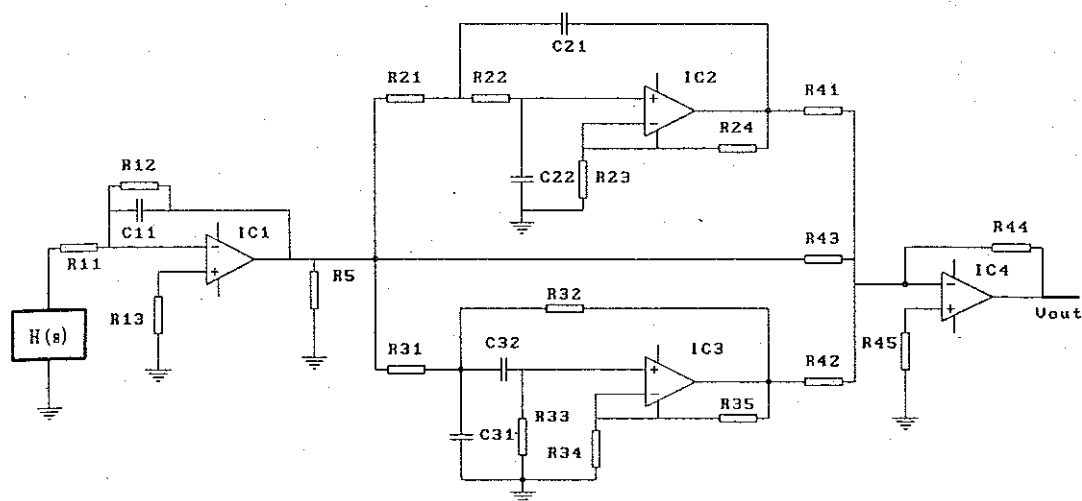


图 3.7 选频放大式频率特性补偿电原理图

IC₃ 等构成带通放大器电路。传递函数为:

$$\frac{\frac{R_{34} + R_{35}}{R_{31} R_{34} C_{31}} s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_{31} C_{31}} + \frac{1}{R_{33} C_{31}} + \frac{1}{R_{33} C_{32}} - \frac{R_{35}}{R_{32} R_{34} C_{31}} \right) s + \frac{R_{31} + R_{32}}{R_{31} R_{32} R_{33} C_{31} C_{32}}}$$

IC₄ 等构成加法放大器电路, 对 IC₂, IC₃ 和 IC₁ 的输出相加放大。调整电阻 R_{41} , R_{42} 和 R_{43} 可以调节电路对几个输入的放大倍数和相对比例, 改变这几个电阻, 便可以使电路在很宽的范围内适应不同固有频率、阻尼比、灵敏度的传感器, 使补偿后的频率特性和灵敏度相同。为了使输出具有位移输出特性, 匹配速度传感器时, 需要用 IC₁ 和 R_{11} , R_{12} , R_{13} , C_{11} 等构成积分放大器电路。由于积分环节是临界不稳定环节, 实际上用一个一阶惯性环节代替。该

环节的传递函数为 $-\frac{R_{12}}{R_{11}} \cdot \frac{1}{1 + R_{12} C_{11} s}$, 时间常数是 $R_{12} C_{11}$ 。积分电路的时间

常数选择对整个频率特性有影响。表 3.2 是不同时间常数下的幅频特性, 它

可作为选择积分电路时间常数的依据, 时间常数 T 的选择与补偿后系统固有频率 f_0 有关, 理论上应该越大越好, 实际上取两倍的固有周期 (固有频率倒数), 误差便很小了。

表 3.2 积分器特性对幅频特性的影响

频率	$T=\infty$	$T=\frac{0.5}{f_0}$	$T=\frac{1}{f_0}$	$T=\frac{2}{f_0}$	$T=\frac{3}{f_0}$	$T=\frac{4}{f_0}$	$T=\frac{5}{f_0}$
$0.4f_0$	0.158	0.084	0.124	0.147	0.153	0.155	0.156
$0.8f_0$	0.539	0.442	0.501	0.529	0.534	0.536	0.537
$1.2f_0$	0.821	0.726	0.794	0.814	0.818	0.820	0.820
$1.6f_0$	0.931	0.865	0.914	0.927	0.929	0.930	0.931
$2.0f_0$	0.970	0.924	0.958	0.967	0.969	0.969	0.970
$2.4f_0$	0.985	0.952	0.977	0.983	0.984	0.985	0.985
$2.8f_0$	0.992	0.967	0.986	0.990	0.991	0.992	0.992
$3.2f_0$	0.995	0.976	0.990	0.994	0.995	0.995	0.995
$3.6f_0$	0.997	0.982	0.993	0.996	0.997	0.997	0.997
$4.0f_0$	0.998	0.986	0.995	0.997	0.998	0.998	0.998

尽管在理论上, 积分器电路放在补偿电路之前和补偿电路之后没有什么不同。但实际上它对电路的噪声和传感器的量程有很大的影响。原因是不同环节的噪声大小不同, 并且, 实际放大器的最大输出电压会受到电源电压的限制。关于这一点在下一节再详细讨论。

§ 3.2.2 噪声分析与测量量程的计算

图 3.7 的电路中, 噪声的来源主要是运算放大器本身的噪声。阻容元件的热噪声, 在选用优质元件时, 远小于运放的噪声。因此, 如何限制和消除运算放大器的噪声, 就成了抑制整个电路噪声的关键。图 3.8 是运算放大器的噪声模型^[36], 由电压噪声 E_n 和电流噪声 I_n 两部分组成。

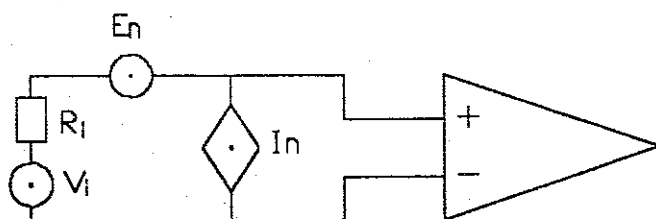


图 3.8 运算放大器的噪声模型

图中, V_i 是输入信号, R_i 是等效输入端电阻。显然, 电流噪声的影响是与 R_i 有关的, R_i 越小, 电流噪声产生的输出噪声也越小。

有些文献^[37]认为噪声电压比噪声电流更重要些。但对于图 3.7 的电路, 却并不合适。这是因为, 一方面, 现在优质的集成电路有很小的噪声电压; 另一方面图 3.7 的电路, 是用于低频工作状态, 电路中电阻值很大, 因此噪声电流便成了一个重要的噪声源了。从噪声的频带来看, 高频段噪声由于不在电路工作范围内, 可以很方便地滤掉, 比如在图 3.7 中 R_{44} 上并联一个小电容。而且由于电路低频增益远比高频增益高, 消除低频段的噪声就显得重要了。运放中的三种主要噪声中^[38], 热噪声是白噪声, 在低频段分量不太大; $1/f$ 噪声也有称为低频噪声的, 正好在图 3.7 电路的工作频带内; 散粒噪声在低频段, 也有相当大的比例。

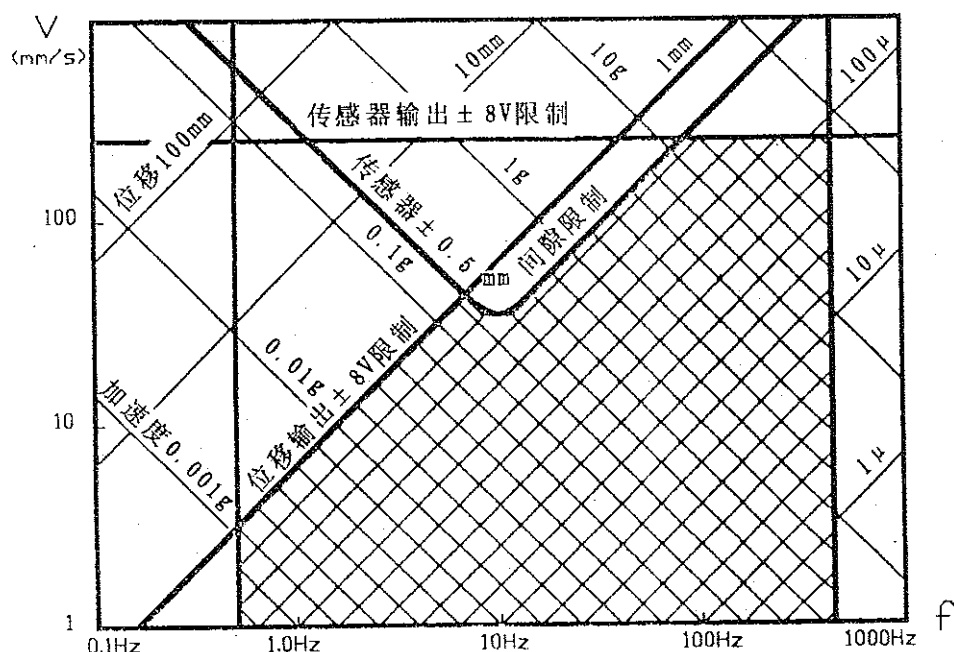
从实验的结果看, 选用低噪声运放组成图 3.7 的电路时, 主要噪声的频率在 $0.1 \sim 0.4\text{Hz}$ 之间, 从噪声的现象看, 有散粒噪声不规则变化的性质。

在图 3.7 电路中电压噪声由于各个运放的数值基本相等, 没有好办法消除。而电流噪声是与运放的输入端电阻有关, 前级的运放输入电阻减小对减小电流噪声产生的输出噪声是有用的。因此, 电路中, 减小 R_{11} 对减小噪声是有好处的。这也是把积分电路放在补偿电路前面的一个原因, 因为 IC_2 和 IC_3 的输入端电阻受电路截止频率限制, 无法减小。减小 R_{11} 提高了前级增益, 为保持整个电路的增益不变, 必须减小 R_{44} , 降低输出级的增益。减小 R_{11} 和 R_{44} 的好处是降低了电路的噪声, 实验中增加 10 倍前级的放大倍数, 降低 10 倍后级的放大倍数, 电路的噪声由 80mV 左右降低到 10mV 左右, 这也从实践中证

明了, 噪声电流在整个电路噪声中起了主要的作用。值得一提的是, 在放大器的输入端加平衡电阻, 如 R_{13} 和 R_{45} , 并不能降低噪声, 反而会增加噪声^[36]。

改变输出级的放大倍数时, 若 $R_{44} < R_{43}$, 在一定的意义上, IC4 就成了一级衰减器, 这样会受运放最大输出限制, 影响传感器的测量量程。因此, 取 $R_{44} = R_{43}$, 是平衡噪声和测量量程的最佳选择。

补偿后整个组合传感器的测量范围受到以下因素限制: ①磁电式传感器的质量块运动间隙; ②传感器本身速度输出与积分器最大输出限制; ③补偿电路的最大输出限制。在不同的频率下, 最大测量范围是不同的。如图 3.9 所示, 阴影部分为可用的测量范围。



注: 补偿后传感器灵敏度为: $8 \text{ mV} / \mu \text{m}$ 。

图 3.9 补偿后整个组合传感器的测量范围

由图看出, 在低频区域, 最大可测振动幅度大于传感器的质量块运动间隙, 这是频率补偿方法带来的一个好处。

§ 3.2.3 元件值误差对频率特性的影响

图 3.7 的电路, 按设计要求, 希望通过调节一些元件的值, 使不包括积分环节的传递函数具有式 3-6 的形式, 补偿后和传感器一起的传递函数就是式 3-5。实际上, 由于元件值存在误差, 补偿网络传递函数 (式 3-6) 的零点和传感器传递函数 (式 3-1) 的极点不能完全抵消, 补偿后的系统是多阶的系统。元件值的误差直接影响系统的频率特性。为考察元件值误差对幅频特性的影响, 对电路作计算机仿真, 得到表 3-3 和图 3.10~3.12 的结果。图 3.12 的仿真数据, 是对元件值按随机分布误差作出的结果, 附合实际情况。从图 3.12 看出, 在每个元件误差的绝对值 $< 1\%$ 时, 频率特性是令人满意的。另外, 由于元件的温度系数小, 因温度变化引起的误差不会超过 1% , 因此认为, 温度对电路本身特性影响很小。

表 3-3 元件值误差对幅频特性的影响

元件	元件误差	最大幅值变化	元件误差	最大幅值变化	最大幅值变化处频率
R_{21}	1%	-1.02%	-1%	+1.04%	2.73Hz
R_{22}	1%	-1.90%	-1%	+1.99%	0.73Hz
R_{23}	1%	-1.91%	-1%	+2.02%	0.53Hz
R_{24}	1%	+2.00%	-1%	-1.93%	0.53Hz
C_{21}	1%	+1.22%	-1%	-1.19%	0.53Hz
C_{22}	1%	-2.20%	-1%	+2.31%	0.73Hz
R_{31}	1%	-0.94%	-1%	+0.96%	10.17Hz
R_{32}	1%	-0.08%	-1%	+0.08%	2.73Hz
R_{33}	1%	+0.14%	-1%	-0.14%	1.96Hz
R_{34}	1%	-0.68%	-1%	+0.69%	10.17Hz
R_{35}	1%	+0.69%	-1%	-0.69%	10.17Hz
C_{31}	1%	-0.94%	-1%	+0.96%	10.17Hz
C_{32}	1%	+0.07%	-1%	-0.07%	1.41Hz
R_{41}	1%	-0.96%	-1%	+0.98%	1.41Hz
R_{42}	1%	-0.94%	-1%	+0.96%	10.17Hz
R_{43}	1%	+1.16%	-1%	-1.16%	5.27Hz
全部	$\pm 1\%$ 随机	2.28%	$\pm 2\%$ 随机	5.07%	0.73Hz

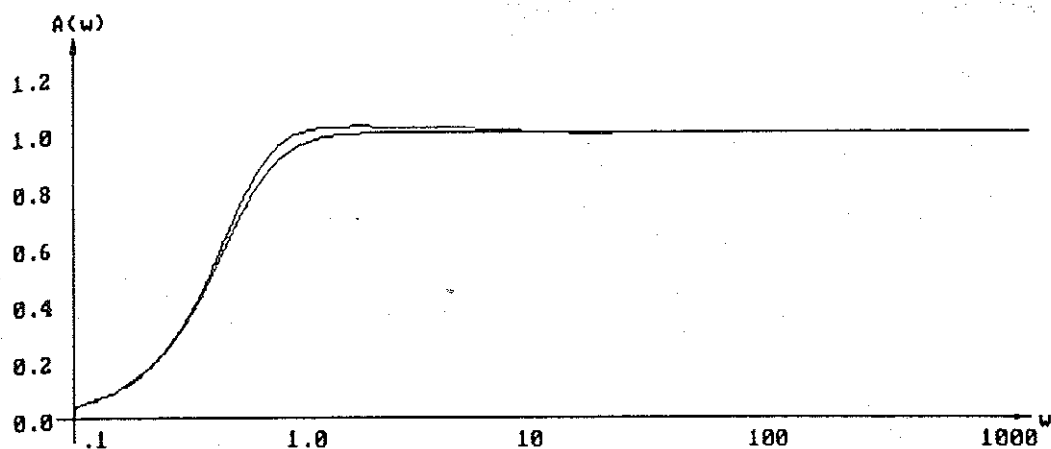


图 3.10 C_{22} 变化-2%时的幅频特性

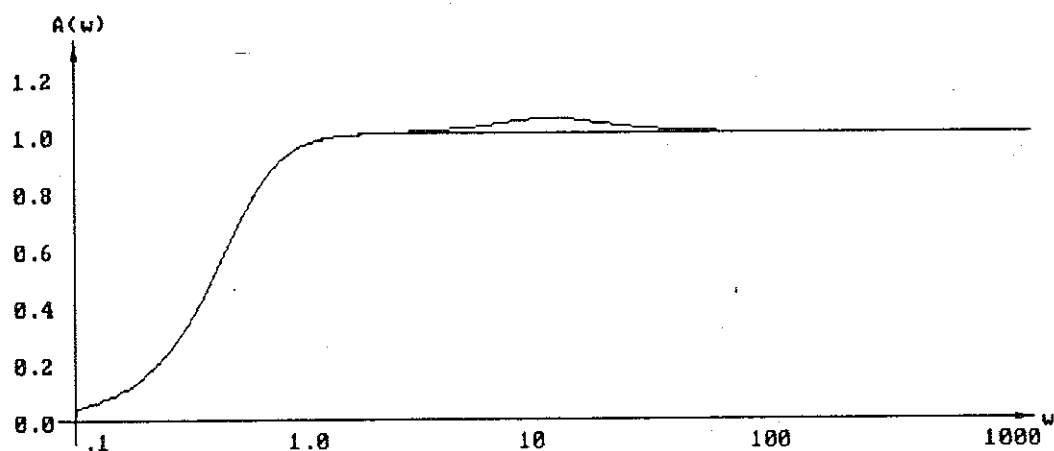


图 3.11 R_{3l} 变化-5%时的幅频特性

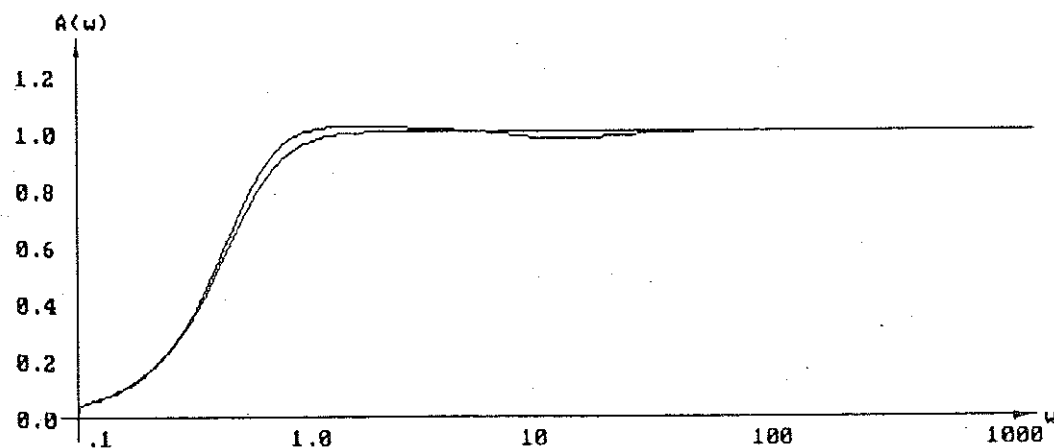


图 3.12 全部元件从-2%到 2%随机变化时的幅频特性

§ 3.2.4 传感器与补偿电路参数匹配误差对频率特性的影响

磁电式速度传感器，在使用一段时间后，由于永磁体的磁性减弱，弹性系数改变，传感器的一些重要参数会发生变化。这些变化通过图 3.7 的补偿电路，会被“放大”，对整个系统的频率特性产生影响。

传感器有三个重要参数，灵敏度 s 、固有频率 f_0 或固有角频率 ω_0 、阻尼比 ζ_0 。 s 变化的百分比通过补偿电路后没有改变，一比一地影响整个系统的灵敏度。 ω_0 和 ζ_0 的变化，就不是一比一传递过去了，它们对频率特性的影响如图 3.13 和图 3.14。图中，补偿电路与 $\zeta_0=0.707$ ， $f_0=10\text{Hz}$ 的传感器匹配。

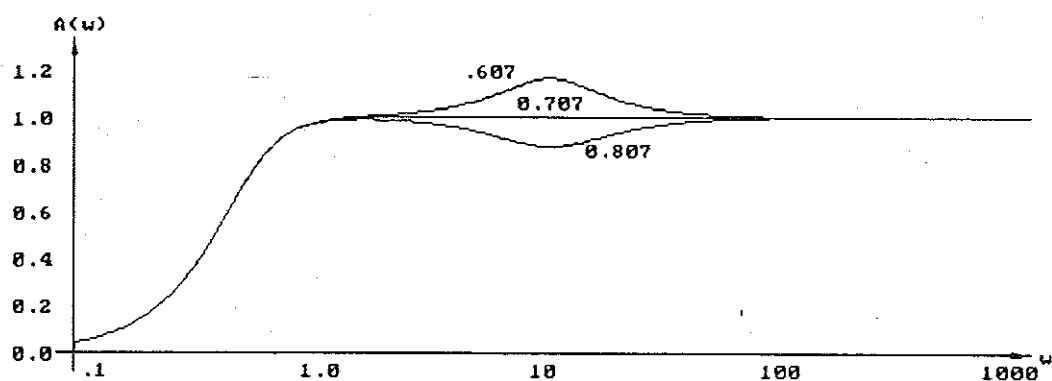


图 3.13 传感器阻尼比变化对补偿后幅频特性的影响

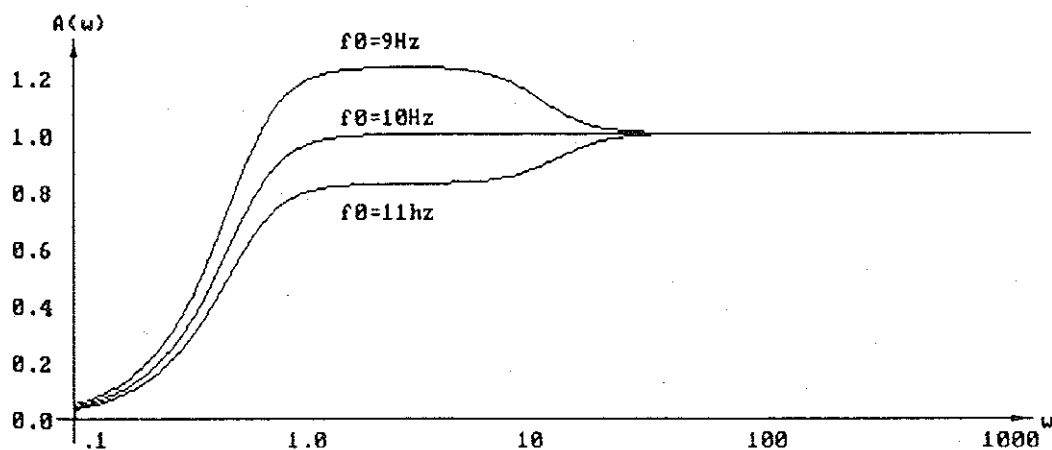


图 3.14 传感器固有频率变化对补偿后幅频特性的影响

从图看出，经过补偿电路，传感器参数变化对系统频率特性的影响大了。

在实际应用中, 在线识别传感器的参数变化, 对系统频率特性进行修正是有必要的, 这在下一章专门讨论。

§ 3.2.5 补偿后系统特性中阻尼比的选择

补偿后系统的传递函数为式 3-5, 从选频放大式频率特性补偿方法的原理知道, ζ_1 和 ω_1 可以自由选择。 ω_1 受到噪声的影响, 一般在传感器原固有角频率 ω_0 的 $1/20 \sim 1/50$ 之间。那么在相同 ω_1 的情况下, ζ_1 选择多少是最合适呢? 理论上, 当 $\zeta = 0.707$ 时, 系统幅频特性最平滑, 刚好没有过冲出现, 在 ω_1 处, 幅值增益为 0.707, 也就是 -3dB。若 $\zeta_1 < 0.707$ 时, 会出现过冲, 但系统在 ω_1 处的增益要比 -3dB 大一些, 低频时输出信号也会大一些。因此, 对于不同幅值误差要求, 选择不同的阻尼比, 在同一固有频率下, 系统的低频测量下限会不同。这时最佳的阻尼比就是使过冲量刚好等于所要求的误差。

系统的幅频特性为:

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega_1}{\omega})^2)^2 + (2\zeta_1 \frac{\omega_1}{\omega})^2}} \quad (3-7)$$

令 $\alpha = (\frac{\omega_1}{\omega})^2$, $B(\omega) = \frac{1}{A^2(\omega)}$, 则:

$$B(\omega) = (1 - \alpha)^2 + 4\zeta_1^2 \alpha$$

显然, 使 $B(\omega)$ 最小的 α 值就是 $A(\omega)$ 的最大过冲处, 这里要求 $\zeta_1^2 < 1/2$ 。

令: $\partial B / \partial \alpha = 0$

有: $-2(1 - \alpha) + 4\zeta_1^2 = 0$

$$\alpha = 1 - 2\zeta_1^2$$

代入式 3-7, 可求出在 $\zeta_1 < 0.707$ 时, 最大幅值增益为:

$$A_{max} = \frac{1}{2\zeta_1 \sqrt{1 - \zeta_1^2}} \quad (3-8)$$

于是:

$$\zeta_1^2 = 0.5 \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{A_{max}^2}} \right) \quad (3-9)$$

由 3-9 式便可以很容易根据幅值误差要求求出合适的 ζ_1 来。例如, 要求幅度误差 $< 5\%$ 时, 可取 $A_{max} = 1.05$, 由 3-9 式, $\zeta_1 \approx 0.59$ 。

选好 ζ_1 后, 可以计算传感器在幅值误差允许范围的测量频率下限。由式 3-8 可得:

$$\left(\left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 \right)^2 + (4\zeta_1^2 - 2) \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 + 1 - \frac{1}{A^2(\omega)} = 0$$

$\therefore$

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 = (1 - 2\zeta_1^2) \pm \sqrt{(1 - 2\zeta_1^2)^2 + \left(\frac{1}{A^2(\omega)} - 1 \right)}$$

由于计算最小允许的 $A(\omega)$ 时, $A(\omega) < 1$, 因此 $\frac{1}{A^2(\omega)} - 1 > 0$, 根号内的数开方后大于 $1 - 2\zeta_1^2$, 上式只能取正号, 于是:

$$\omega_{min} = \frac{\omega_1}{\sqrt{(1 - 2\zeta_1^2) + \sqrt{(1 - 2\zeta_1^2)^2 + \left(\frac{1}{A^2(\omega)} - 1 \right)}}} \quad (3-10)$$

由式 3-10, 可以得到在允许误差内最低可测频率下限。如前面取误差 $< 5\%$ 时, 将 $A(\omega) = 0.95$ 和 $\zeta_1 = 0.59$ 代入式 3-10, 得出, $\omega_{min} \approx 1.15\omega_1$ 。

§ 3.2.6 频响补偿实验结果

表 3.4 是选频放大式频率特性补偿的实验结果, 所配传感器的固有频率约为 10Hz, 阻尼比为 0.6, 速度灵敏度约为 $320\text{mv} / \text{cm} / \text{s}$ 。表中数据为经过积分器换算成位移输出的结果。振动位移测量是用电涡流传感器监视, 保持振幅不变。

表 3.4 选频放大式频率特性补偿的实验结果

振动频率(Hz)	振动位移(μm)	传感器输出(mv)	灵敏度($\text{mv} / \mu\text{m}$)	归一化灵敏度	频响分贝值(dB)
0.5	100	540	5.4	0.68	-3.35
0.6	100	600	6.0	0.75	-2.50
0.7	100	640	6.4	0.80	-1.94
0.8	100	680	6.8	0.85	-1.41
0.9	100	720	7.2	0.90	-0.92
1.0	100	740	7.5	0.94	-0.54
2.0	100	800	8.0	1.00	0.0
4.0	100	800	8.0	1.00	0.0
6.0	100	800	8.0	1.00	0.0
8.0	100	800	8.0	1.00	0.0
10.0	100	800	8.0	1.00	0.0
40.0	100	800	8.0	1.00	0.0

§ 3.3 小结

1: 磁电式振动传感器的传递函数是一个两阶的高通环节, 传感器的可测振动频率下限受传感器机械固有频率限制, 一般高于固有频率。

2: 串联了反馈式或选频放大式频响补偿电路后, 传感器的等效固有频率

可降低 20~50 倍, 可测振动频率下限也降低 20~50 倍。

3: 补偿电路与传感器不匹配时, 会引起补偿后频率特性的变化, 变化的结果是通带内幅频特性不平坦了。

4: 从传递函数看, 经电路补偿后, 组合传感器的特性完全相当于一个同类型的, 机械固有频率低的传感器的特性。

5: 经补偿后, 在传感器机械固有频率以下的低频区域, 最大可测振动幅度大于传感器的质量块运动间隙, 这可以被认为是频率补偿方法带来的一个好处。

第四章 磁电式振动速度传感器 参数的在线估计

在上一章中讨论到磁电式传感器的动态特性校正网络的传递函数设计原则：传递函数的分子（对应零点）应与原传感器机电系统传递函数的分母（对应极点）相对消。由于环境温度、永磁材料磁性衰退等因素的影响，原传感器传递函数的参数可能发生变化。校正电路网络对这些变化是敏感的。在上一章中也分析了当校正不匹配时所产生的误差。在使用现场于使用前对传感器参数进行识别可以对经校正网络的输出特性有较确切的估计，还可以采用递归数字滤波的办法将输出特性用数字技术进行补偿。数字补偿技术将在第五章中讨论。本章则研究原传感器的某些主要参数在线估计（更确切地说是在使用现场）的方法。频域参数在线估计方法在文献^[20]中已有讨论。本章是在上述工作的基础上，结合具体的速度传感器进行讨论。

§ 4.1 磁电式振动速度传感器的参数在线估计方法

本节讨论磁电式振动速度传感器的逆过程和利用逆过程来得到传感器一些重要参数的方法。

磁电式振动速度传感器的电学原理是电磁感应现象，当磁性的质量块在线圈中运动时，在线圈中就产生与运动速度成比例的感应电动势。反过来，在线圈中通上电流后，电磁场就对磁性质量块产生一个与电流成正比的电磁力。

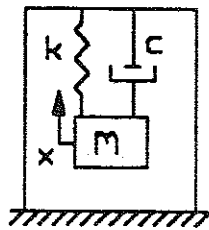


图 4.1 传感器的力学模型

传感器的的力学模型如图 4.1 所示，它是由质量、阻尼、弹簧系统构成的两阶环节。需要说明的是，传感器中的电阻尼系统的作用都可以等效为机械阻尼。这样，在

传感器的电学模型中，可以不画上阻尼元件。

这里， k 为弹簧刚度， c 为阻尼系数， m 为惯性质量， f 为作用在 m 上的力， x 为质量块相对于壳体的位移，在参数估计时，壳体是静止的。

传感器的电学模型如图 4.2 所示，由线圈电感 L ，线圈电阻 R 和受控电压源 v_s （感应电动势）串联而成。

现研究图 4.2 的两端网络的阻抗特性，即电流 i 与电压 v 的关系式。

由力学和电学公式，容易得到下列方程式：

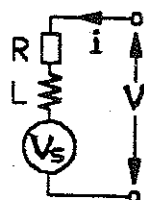


图 4.2 传感器的电学模型

$$\text{力学方程: } m \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = f \quad (4-1)$$

$$\text{电学方程: } Ri + L \frac{di}{dt} + v_s = v \quad (4-2)$$

$$\text{电磁感应方程: } v_s = \alpha \frac{dx}{dt} \quad (4-3)$$

$$\text{电磁力方程: } f = \beta i \quad (4-4)$$

对方程 4-1~4-4 作 Laplace 变换，消去未知数 f , x , v_s 后得到阻抗的 Laplace 变换方程：

$$Q(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{s^3 + \left(\frac{c}{m} + \frac{R}{L}\right)s^2 + \left(\frac{Rc}{mL} + \frac{k}{m} + \frac{\alpha\beta}{mL}\right)s + \frac{Rk}{mL}}{\frac{1}{L}s^2 + \frac{c}{mL}s + \frac{k}{mL}} \quad (4-5)$$

记作：

$$Q(s) = \frac{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

这就是在传感器壳体静止时, 输入电流 i , 输出电压 v 的传递函数。用正弦或随机电压信号去激励传感器, 测出传感器的电流, 用系统辨识中的曲线拟合方法^[39], 可以求出方程 4-5 的系数 a_i 和 b_i , ($i=0, 1, 2$)。这样传感器的一些重要参数也可以求出:

$$\text{固有角频率} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} \quad (4-6)$$

$$\text{阻尼比} \quad \xi = \frac{c}{2\sqrt{km}} = \frac{b_1}{2\sqrt{b_0 b_2}} \quad (4-7)$$

由电磁理论可以推出常数 $\alpha = \beta^{[20]}$, 因此, 传感器的灵敏度为:

$$\alpha = \sqrt{\alpha\beta} = \sqrt{\left(\frac{a_1}{b_2} - \frac{a_0 b_1}{b_0 b_2} - \frac{b_0}{b_2^2}\right)m} \quad (4-8)$$

由于质量 m 是不会改变的, 因此可以事先根据在实验室的标定结果算出。这样, 当使用过程中传感器由于退磁等因素使固有频率, 阻尼比和灵敏度改变时, 测量仪器便可以用上面的方法估计出 ω_0 , ξ 和 α , 从而实现智能仪器的全校准。并可根据计算结果, 修正测量数据, 消除传感器参数变化对测量结果的影响。

§ 4.2 传感器复阻抗特性的测量方法

从上面讨论可知, 对于磁电式振动速度传感器, 只要能测出它的复阻抗特性, 传感器的一些重要参数就可以估计出来。参数估计的准则是使测量的数据与理论值的最小二乘误差最小, 因此, 准确测量传感器的复阻抗特性, 是十分重要的。

实际上复阻抗就是输入为电压, 输出为电流的系统传递函数。要测量的就是这个传递函数的频率特性。用一个个单一频率的正弦波去激励, 测出每个频

率点幅相特性的方法, 虽然繁琐, 却是最直接的和最准确的方法。

实际上正弦波激励信号可以由计算机通过 D/A 转换器产生, 如图 4.3 所示。

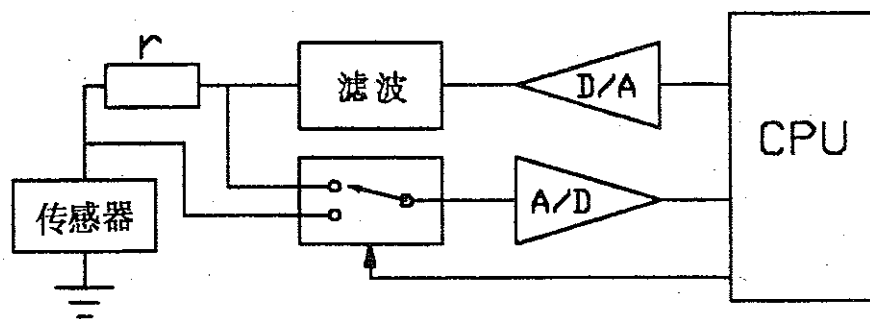


图 4.3 传感器复阻抗特性的测量原理框图

由于 A/D 采样信号的离散量化和实际测量中不可避免地存在其它噪声和测量误差, 被测传感器也有一定的非线性存在, 因此单一频率的正弦波电流激励产生的输出电压并不是单一频率的, 不经滤波直接处理会带来一定误差。

用互相关算法不仅可以消除噪声, 而且直接得到了频率点上复阻抗的实部和虚部值。在角频率 ω 下, 复阻抗为:

$$Q = \frac{v_o}{i} = \frac{r v_o}{v_i - v_o}$$

$$= r \cdot \frac{\sum_{i=0}^{N-1} v_o(i) \cos(2\pi \frac{i}{N}) + j \sum_{i=0}^{N-1} v_o(i) \sin(2\pi \frac{i}{N})}{\sum_{i=0}^{N-1} (v_i(i) - v_o(i)) \cos(2\pi \frac{i}{N}) + j \sum_{i=0}^{N-1} (v_i(i) - v_o(i)) \sin(2\pi \frac{i}{N})}$$

记作:

$$Q = r \cdot \frac{a + j b}{c + j d} \quad (4-9)$$

其中 N 为一个周期内的采样点数。

复阻抗的实部和虚部分别为：

$$\text{实部: } Q_{re} = r \cdot \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} \quad (4-10)$$

$$\text{虚部: } Q_{im} = r \cdot \frac{-ad + bc}{c^2 + d^2} \quad (4-11)$$

在测量中，应该有几个周期的信号激励，使输出达到稳态时，才能采集数据。表 4.1 是对一个实际传感器阻抗测量的数据。图 4.4 是复阻抗特性的幅频和相频曲线。传感器的固有频率约为 10Hz 左右，直流电阻约为 480Ω。与传感器串接的电阻 $r = 3000\Omega$ 。复阻抗用式 4-9 的相关算法得到。

表 4.1 传感器复阻抗的测量数据

频率	2Hz	4Hz	6Hz	8Hz	10Hz	12Hz	14Hz	16Hz	18Hz	20Hz
实部	493.90	641.25	936.41	1316.29	1488.08	1361.82	1154.01	933.61	868.27	778.23
虚部	207.08	403.58	521.63	387.92	-4.43	-340.95	-481.62	-664.43	-499.89	-474.25
幅值	535.55	757.68	1071.90	1372.26	1488.09	1403.85	1250.48	1145.91	1001.89	911.35
相位(度)	22.75	32.18	29.12	16.42	-0.17	-14.06	-22.65	-35.44	-29.93	-31.36

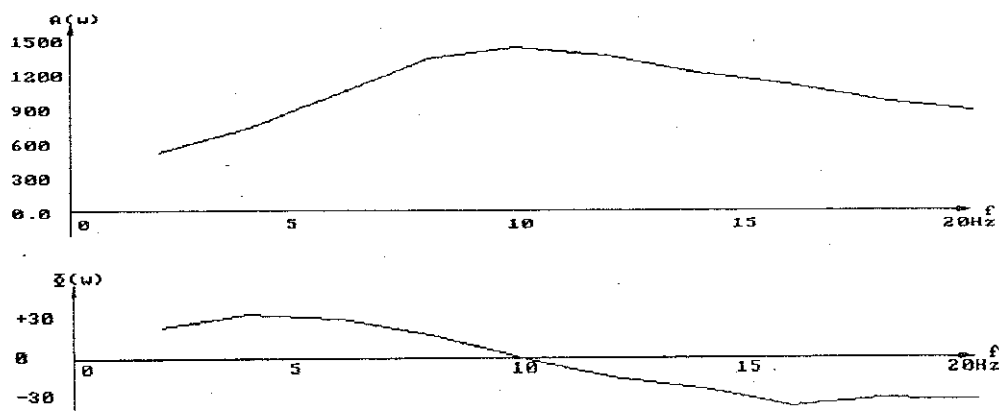


图 4.4 传感器复阻抗特性的幅频和相频曲线

§ 4.3 参数估计算法的讨论

在测出了一个线性定常系统的若干个频率点上的频率响应后, 估计系统的传递函数, 是一个系统辨识问题。知道了系统传递函数的结构, 估计传递函数的参数, 是系统辨识中的参数估计问题。

在数学上看, 参数估计问题实质上是求一个非线性方程组的“最优”解问题。如果“最优”是最小二乘意义的, 那么“最优”解就是这个非线性方程组的最小二乘解。也就是一个非线性回归问题。

设系统的传递函数为:

$$\hat{G}(s) = \frac{b_0 + b_1 s + \cdots + b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \cdots + a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n} \quad (4-12)$$

其频率特性为:

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{b_0 + b_1(j\omega) + \cdots + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega) + \cdots + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + a_n(j\omega)^n}$$

记作: $\hat{G}(j\omega) = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}$ (4-13)

实测的频率特性为 $G(j\omega_i)$, ($i = 0, 1, \cdots, N-1$)

每一个测量频率点上可以引入测量误差:

$$\varepsilon_i = G(j\omega_i) - \hat{G}(j\omega_i) = G(j\omega_i) - \frac{N(j\omega_i)}{D(j\omega_i)} \quad (4-14)$$

引入误差函数:

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} |\varepsilon_i|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} \left| G(j\omega_i) - \frac{N(j\omega_i)}{D(j\omega_i)} \right|^2 \quad (4-15)$$

现在的问题就是求使 J 最小的 $a_i (i=0, 1, \dots, N-1)$ 、 $b_i (i=0, 1, \dots, N-1)$ 。

上面的 J 表达式是最小二乘意义的。令：

$$\partial J / \partial a_i = 0, \quad i = 0, 1, \dots, n-1$$

$$\partial J / \partial b_i = 0, \quad i = 0, 1, \dots, m$$

就能得到 $m+n-1$ 个关于 a_i 和 b_i 的非线性方程组。直接解这个方程组，就能求出 a_i 和 b_i 的值^[40]。

非线性方程组的解法相对来讲比较繁琐。在工程上，往往通过对误差函数 J 的修改，使非线性方程组转化为线性方程组。于是出现了许多简化的算法。各种算法的实质是对测量误差（式 4-14）进行加权。

若取：

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} | \varepsilon_i D(j \omega_i) |^2 = \sum_{i=0}^{N-1} | G(j \omega_i) D(j \omega_i) - N(j \omega_i) |^2 \quad (4-16)$$

式 4-16 就是有名的 Levy 法^[39]。是最早出现的参数估计算法。Levy 算法是一个有偏估计算法，它的不足之处是测量点的选择会对估计精度有较大的影响。这是因为，由于 $D(j \omega_i)$ 的引入，在 ω_i 较大时，误差也就很大。也就是说，Levy 算法过分侧重了高频段的数据，估计出来的结果在高频段误差很小，但低频段误差可能会很大。在选择测量频率点时，显然应该多取低频段的数据，才能得到较为准确的结果。

一个容易想到的修改方法是给 Levy 法中的误差函数的每一个误差项加权，这个权是 ω_i 的函数， ω_i 越大时，权值越小。Santhan 法和山下法正是基于这种思想^[39]。

Santhan 法：

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|G(j \omega_i) D_L(j \omega_i) - N(j \omega_i)|^2}{|D_{L-1}(j \omega_i)|^2} \quad (4-17)$$

山下法:

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|G(j\omega_i)D_L(j\omega_i) - N(j\omega_i)|^2 \delta\omega_i}{|D_{L-1}(j\omega_i)|^2} \quad (4-18)$$

上面式子中是作第 L 次迭代运算时的表达式, 其中 $D_{L-1}(j\omega_i)$ 是上一次估计的 $D(j\omega_i)$ 表达式。

这两种方法的精度都比 Levy 法高, 所付出的代价是计算次数和计算工作量的增大。

用上面介绍的方法都能解决传感器的参数辨识问题。但它们都存在着精度和计算工作量的矛盾。

针对具体的问题, 有可能找到更为简单的方法。

重新研究一下 4-5 式, 将 $k = \omega_0^2 m$ 、 $c = 2\xi\omega_0 m$ 、 $\beta = \alpha$ 代入式 4-5, 得:

$$\begin{aligned} Q(s) = \frac{V(s)}{I(s)} &= \frac{s^3 + (2\xi\omega_0 + \frac{R}{L})s^2 + (\frac{R}{L}2\xi\omega_0 + \omega_0^2 + \frac{\alpha^2}{mL})s + \frac{R}{L}\omega_0^2}{\frac{1}{L}s^2 + \frac{1}{L}2\xi\omega_0 s + \frac{1}{L}\omega_0^2} \\ &= (Ls + R) + \frac{\alpha^2}{m} \cdot \frac{s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (4-19)$$

加入直流激励, 可以得到传感器的直流电阻 R :

$$R = Q(0) \quad (4-20)$$

现在认为 R 是已知的, 从式 4-19 中减去 R , 得:

$$Q_1(s) = Q(s) - R = Ls + \frac{\alpha^2}{m} \cdot \frac{s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4-21)$$

频率响应特性为:

$$Q_1(j\omega) = \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{2\xi(\frac{\omega}{\omega_0})^2}{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + 4\xi^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2} + j(L\omega + \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{\frac{\omega}{\omega_0} - (\frac{\omega}{\omega_0})^3}{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + 4\xi^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2}) \quad (4-22)$$

考察 Q_1 的实部:

$$Q_{1re}(j\omega) = \text{Re}(Q_1(j\omega)) = \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{2\xi(\frac{\omega}{\omega_0})^2}{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + 4\xi^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

设 $\eta = (\frac{\omega}{\omega_0})^2$, 代入上式, 得:

$$Q_{1re}(j\omega) = \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{2\xi\eta}{(1-\eta)^2 + 4\xi^2\eta} \quad (4-23)$$

为考察 Q_{1re} 的极值点, 求偏微分:

$$\frac{\partial Q_{1re}}{\partial \eta} = \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{2\xi(1-\eta^2)}{[(1-\eta)^2 + 4\xi^2\eta]^2} \quad (4-24)$$

Q_{1re} 的两个极值点是 $\eta = -1$ 和 $\eta = 1$ 处。由于 $\eta > 0$, 因此, $\eta = -1$ 的点是
不存在的。在 $\eta = 1$, 即 $\omega = \omega_0$ 处, $Q_{1re}(j\omega)$ 取极大值, 将 $\eta = 1$ 代入式
4-23, 可得极大值为:

$$Q_{1remax} = \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{1}{2\xi} \quad (4-25)$$

当 $\eta = 1/4$, 即 $\omega = \omega_0/2$ 时, 由式4-23, 可得:

$$Q_{1re0.5} = \frac{\alpha^2}{m\omega_0} \cdot \frac{8\xi}{9 + 16\xi^2} \quad (4-26)$$

由式4-23和式4-25, 可得:

$$\xi = 0.75 \sqrt{\frac{Q_{lre0.5}}{(Q_{lremax} - Q_{lre0.5})}} \quad (4-27)$$

由式4-25和式4-27, 可得:

$$\alpha = \sqrt{2\xi\omega_0 Q_{lremax}} \cdot \sqrt{m} \quad (4-28)$$

因此可以通过搜索 Q_{lre} 的极大值点来得到 ω_0 ; 由 Q_{lre} 的极大值和 $\omega = \omega_0 / 2$ 时 Q_{lre} 的值, 可以求出阻尼比 ξ 和灵敏度 α 。

§ 4.4 实验数据

按以上讨论的扫频搜索和 Levy 方法, 得到的传感器参数如表 4.2 所示。Levy 法的重复性还比较好, 但参数的准确度却要差些, 尤其是直流电阻、阻尼比和灵敏度。原因是 Levy 法, 没用到直流的测量数据, 可能收敛到一个有偏的结果。而扫频搜索法的结果, 是比较令人满意的。表中标定结果是指该传感器在振动台上标定而计算的参数。其中直流电阻值系用数字万用表测得。

表 4.2 传感器参数估计的实验数据

传感器参数	直流电阻(Ω)	固有频率(HZ)	阻尼比	灵敏度(mv / cm / s)
标 定 结 果	450.2	10.0	0.60	282
搜索法第一次测量	450.5705	10.01	0.6118	285.19
搜索法第二次测量	450.5705	10.01	0.6104	285.01
搜索法第三次测量	450.5705	10.01	0.6092	284.85
Levy 法第一次测量	478.44	10.08	0.4596	246.79
Levy 法第二次测量	479.68	10.07	0.4583	246.51
Levy 法第三次测量	480.77	10.08	0.4570	246.43

§ 4.5 小结

1: 磁电式速度传感器是一个可逆（逆向效应是一个执行器）传感器，可以通过施加正弦电压激励，测量其阻抗而得出其复阻抗传递函数，由此可估计该传递函数中的各项系数 a_p , b_p ($i=0,1,2$)，由 a_p , b_p ($i=0,1,2$) 可以算出传感器机械结构的固有角频率 ω_0 和阻尼比 ξ 。因为传感器的活动质量是固定的常数，因而根据原有标定可以算出传感器的实际灵敏度。

2: 在传感器上串连一个已知阻值的测量电阻，施加激励电压可以测量其复阻抗，为了提高测量精度，所施加的激励电压是正弦型的。本文采用相关算法可以减小噪声和测量误差影响。

3: 研究分析了几种常用的频域参数估计算法。根据磁电式传感器具体情况，本文发展了一种扫频搜索法。实验结果表明扫频搜索法算法简单，能获得很好的精度。

4: 实验表明，本章所讨论的参数在线估计方法利用初始的灵敏度标定数据以后，即可在工作现场，利用测量装置所产生的激励电压估计传感器在该工作环境下的实际参数（固有频率、阻尼比和灵敏度）。所得结果和在振动台上标定所得吻合很好。

第五章 传感器频率特性的数字补偿

在本文第三章中, 讨论了用模拟网络补偿传感器频率特性的方法。在本章讨论用数字滤波器修正传感器频率特性的方法。

用数字滤波方法修正传感器频率特性时, 采样到的数据精度对修正结果影响很大, 需要用高精度的模拟放大器和位数多的 A/D 转换器。

数字滤波方法修正传感器的频率特性作为对模拟补偿方法的补充, 可以进一步扩展磁电式振动传感器的频响下限。另外还可以修正由于模拟补偿网络与传感器不匹配引起幅频特性的不平坦变化。

本章分对传感器输出信号进行整周期同频采样和非整周期采样两种情况, 讨论数字滤波方法修正传感器频率特性的具体方案。

§ 5.1 整周期同步采样时传感器频率特性的数字补偿

在振动的测量中, 有时候认为振动信号是周期性的。例如, 平稳运行的发电机组的振动信号可以认为是以转速或 $1/2$ 转速为基频的周期信号。对周期信号的整周期同步采样中, 传感器特性的数字补偿是非常简单和实用的。

考虑周期信号 $x_a(t)$, $x_a(t)$ 以 T 为周期, 而且, 它是频域有限信号, 最高频率分量为 f_h 。

对 $x_a(t)$ 进行整周期同步采样, 在一个周期 T 内, 采样点正好为 N , N 满足采样定理, 即 $N/T > 2f_h$ 。

周期信号具有离散的谱线, 在最高频率 f_h 一定, 且满足采样定律时, 其频谱是有限的。可以以一个周期 T 内采样数据做 FFT。因为 FFT 隐含将处理段的时域信号以 T 为周期进行周期延拓, 故与原周期信号是完全吻合的。如果测量装置的传递函数是已知的, 则可以在有限的离散谱线上, 对其进行幅、相特性的校正, 按校正后的频谱 (含幅、相信息) 按其指数函数进行时域叠加, 就可以获得重构的, 反映时域输入的波形。

假设 $x_a(t)$ 是传感器的输出信号, 传感器频率响应函数是 $H(j\omega)$ 。通过以上的整周期同步采样, 得到周期性序列的一个周期, $x(n)$ ($n=0, 1, \dots, N-1$), $x(n)$ 能够唯一地表示 $x_a(t)$ 。

对实序列 $x(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$), 作以下运算就能够补偿传感器的频率特性:

①对 $x(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$), 作 N 点 FFT, 得到复序列 $X(k)$, ($k=0, 1, \dots, N/2-1$)。

②对 $N/2$ 点复序列 $X(k)$ 作以下变换:

$$\frac{X(k)}{H(jk\frac{2\pi}{T})} \rightarrow X_1(k) \quad (k=0, 1, \dots, N/2-1)$$

这里 $H(j\omega)$ 是传感器的频率响应函数。

③对 $N/2$ 点复序列 $X_1(k)$ 作 IFFT, 可以得到 N 点实序列 $x_1(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$)。这里, $x_1(n)$ 就是经频率补偿以后的时域周期信号序列, $X_1(k)$ 就是 $x_1(n)$ 的频谱。

这种补偿方法实际上相当于在传感器输出信号后面, 加上了一个频率响应函数为 $1/H(j\omega)$ 的补偿网络, 因此可以在这种特定的情况下得到理想的特性。这种补偿网络实际上也是一个滤波器。

由于对 $H(j\omega)$ 本身没有限制, 这种补偿方法既可以用于扩展传感器的低频范围, 又可以用于修正由于传感器参数改变引起的频响不平滑变化。

上述补偿理论, 是基于周期性输入信号基础上的。实际输入信号可能是非周期的。对于有限时长的输入信号, 其频谱在理论上是无限的, 而且通过测量装置后响应时间也将延续到无限。但是对于实际系统, 在经过足够长的时间以后, 可以认为响应为零。所以可以对有限时长的输入信号进行“周期化”的假定, 认为它是周期性信号的一个周期。

如果输入信号没有锐变, 这可以近似认为输入信号是频域限带的。在采样频率足够高的时候, 可以认为没有频谱混叠。这样, 有限时长的输入信号就类似于限带的周期信号, 可以用上面讨论的方法进行频率特性修正。

上面的讨论采取了两个近似的步骤: ①对无限延续的传感器响应进行时域

截断。②对无限带宽的输入频谱进行频域截断,忽略高频信号。在实际工程测量中,这两个近似步骤都不会带来可以觉察的误差。

对于各态遍历的随机振动,只要在分析时有足够的时长,也可以采用上述方法进行足够精确的估计。因为对于随机振动信号,重要的不是确切知道它的时域波形(这种波形是不会重复的),而是要得到表征其统计特性的特征数据,这时,上述方法也是适用的。

§ 5.2 关于数字滤波器的讨论

虽然上一节讨论的补偿方法,理论上能够获得理想的特性,但时域输出是根据一段信号的谱分析而重构的,因此是非实时的。在实际测量中常希望能“实时地”看到实际输入波形,这时,频率特性补偿的数字方法可以象模拟补偿方法一样,采用滤波器进行处理。

数字滤波器作为数字信号处理的两大主要分支之一,有许多重要的理论和设计方法。按对单位脉冲输入的响应,分为有限脉冲响应(FIR)和无限脉冲响应(IIR)两种类型。

在数字滤波器的理论中,由于研究了把FFT算法应用于FIR滤波器,在高阶运算时FIR有其高效的优点。另外,由于FIR滤波器可以有线性相位特性,FIR比IIR受到重视^[41]。但就传感器频率特性的修正而言,用IIR滤波器会更好一些,理由如下:

1.在相同特性时,IIR比FIR的阶数会低一些。由于传感器频响补偿滤波器的阶数不太高,FIR的高效卷积算法优势不起太多作用。

2.FIR的线性相位并不是我们所希望的。用于传感器频响补偿时,对幅频特性和相位特性有特殊的要求。

3.本文第三章已经讨论了用模拟系统补偿传感器频率特性的有效方法,用IIR滤波器时,可以采用模拟向数字转换的方法实现。

4.FIR是IIR的一种特殊形式,研究用IIR滤波器补偿传感器的频率特性,并不排除会用到FIR,只是研究问题的出发点和侧重点不同。

因此,本章讨论的传感器频率特性的数字补偿和修正方法,主要以IIR

滤波器来研究。

IIR 的设计方法见图 5.1^[42]，它包含了目前为止所有的设计方法。IIR 滤波器是递归的数字滤波器，广义脉冲响应不变法是本论文后面将要讨论的一种新方法。

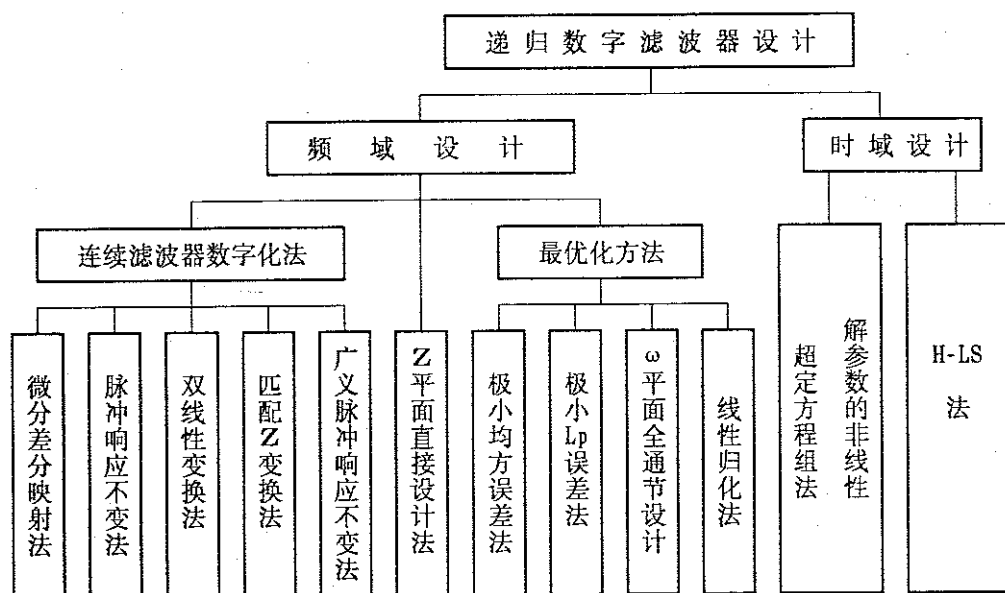


图 5.1 IIR 滤波器的设计方法

由于对传感器的频率特性补偿主要是对频域特性要求，因此用频域设计方法会更简单一些。

频域设计方法中的对连续模拟滤波器数字化的方法，是先设计好满足要求的模拟滤波器，然后用一些映射方法从连续传递函数 $H(s)$ 向数字传递函数 $h(z)$ 转换。连续模拟滤波器数字化的方法，对于补偿传感器的频响特性是很方便的。在连续模拟滤波器数字化的四种映射方法中，普遍采用脉冲响应不变法和双线性变换法，另外两种由于不能保证模拟滤波器的特性或存在其它限制，很少实用^[41]。

用脉冲响应不变法设计的数字滤波器，其频率特性是原模拟滤波器频率特

性的周期延拓,当混叠可忽略时,保持了原模拟滤波器的特性。双线性变换法就不具有这个优点,特别是,当模拟滤波器的幅频特性形状并不是用于滤波的通带平坦特性时,双线性变换方法由于频率轴的非线性变换,会带来幅频特性形状上的失真。这种失真会给用于传感器频率特性补偿的滤波器设计带来麻烦,因为补偿用的滤波特性,并不是平滑的通带,而是一个特殊形状的滤波器。

虽然脉冲响应不变法能够保持模拟滤波器的特性,但是,数字信号处理的理论认为,用脉冲响应不变法,对系统特性有限带的要求,即采样频率应高于系统响应最高频率的两倍,才不会产生频率混叠。这是因为,脉冲响应不变设计方法,模拟频率和数字频率的对应关系是把 s 平面的一个横带映射到整个 z 平面上,如果在这个横带之外仍有响应的话,就产生了混叠。因此,一般认为,脉冲响应不变法仅适用于低通和带通的情况,对带阻和高通滤波器的设计是不适用的^{[41][43][44]}。

传感器的频率特性补偿要求的滤波器并不是低通和带通类型,而是全通的特性。因此,这种补偿用的滤波器不能用脉冲响应不变法去设计。

如果有一种变换方法,即有脉冲响应不变法能够很好保持模拟滤波器特性的优点,又没有脉冲响应不变法对系统限带的要求,就能够用于传感器频率特性补偿数字滤波器的设计了。下一节,讨论一个具有这种性质的方法,它是对传统的脉冲响应不变法的补充和改进。本论文称之为广义的脉冲响应不变法。

§ 5.3 广义的脉冲响应不变法

本论文提出脉冲响应不变法同样可以用于设计高通和带阻特性的滤波器,并不是认为传统的理论是错误的,恰恰相反,所有以前数字信号处理著作对脉冲响应不变法的理论都是正确无疑的。下面讨论的方法仍是基于这些理论。

设一个模拟滤波器的传递函数为:

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1 s + \cdots + a_m s^m}{b_0 + b_1 s + \cdots + b_{n-1} s^{n-1} + s^n} \quad (5-1)$$

这里, 设 $a_m \neq 0$ 。

当 $m > n$ 时, $H(s)$ 是一个不稳定系统, 这里不作讨论。

当 $m < n$ 时, $H(s)$ 具有低通的型式。

这是因为, 其幅频特性 $H(j\omega)$ 在 $\omega \rightarrow \infty$ 时, 极限为零。

若给定一个 $\varepsilon > 0$, 当 $|H(j\omega)| < \varepsilon$ 时, 认为 $H(j\omega)$ 的幅值可以忽略。那么可以证明:

$\forall \varepsilon > 0$, 总 $\exists \omega_h > 0$, 当 $\omega > \omega_h$ 时, 有: $|H(j\omega)| < \varepsilon$

这实际上是 $H(j\omega)$ 极限为零的充要条件。只要选择采样频率 $f_s > 2\frac{\omega_h}{2\pi}$, 就认为用脉冲响应不变法设计时, 没有产生混叠。

问题是当 $m = n$ 时, $H(s)$ 就是一个幅频特性极限为 a_m 的系统, 这时不能用脉冲响应不变法去设计数字滤波器。

但是, 可以将 $H(s)$ 分解为:

$$H(s) = a_m + H_1(s) \quad (5-2)$$

其中:

$$H_1(s) = \frac{c_0 + c_1 s + \cdots + c_{n-1} s^{n-1}}{b_0 + b_1 s + \cdots + b_{n-1} s^{n-1} + s^n}$$

$H_1(s)$ 是 $m = n-1 < n$ 的情况, 可以用脉冲响应不变法去设计。 a_m 仅是一个比例环节, 可以直接从模拟向数字转换。

假设, $H_1(s)$ 用脉冲响应不变法设计的数字滤波器为 $h_1(z)$, 那么, $H(s)$ 对应的数字滤波器为:

$$h(z) = a_m + T h_1(z) \quad (5-3)$$

其中 T 为采样周期, $h_1(z)$ 乘以系数 T 是为了适应抽样后增益的变化。

这里, 设 $a_m \neq 0$ 。

当 $m > n$ 时, $H(s)$ 是一个不稳定系统, 这里不作讨论。

当 $m < n$ 时, $H(s)$ 具有低通的型式。

这是因为, 其幅频特性 $H(j\omega)$ 在 $\omega \rightarrow \infty$ 时, 极限为零。

若给定一个 $\varepsilon > 0$, 当 $|H(j\omega)| < \varepsilon$ 时, 认为 $H(j\omega)$ 的幅值可以忽略。那么可以证明:

$\forall \varepsilon > 0$, 总 $\exists \omega_h > 0$, 当 $\omega > \omega_h$ 时, 有: $|H(j\omega)| < \varepsilon$

这实际上是 $H(j\omega)$ 极限为零的充要条件。只要选择采样频率 $f_s > 2\frac{\omega_h}{2\pi}$, 就认为用脉冲响应不变法设计时, 没有产生混叠。

问题是当 $m = n$ 时, $H(s)$ 就是一个幅频特性极限为 a_m 的系统, 这时不能用脉冲响应不变法去设计数字滤波器。

但是, 可以将 $H(s)$ 分解为:

$$H(s) = a_m + H_1(s) \quad (5-2)$$

其中:

$$H_1(s) = \frac{c_0 + c_1 s + \cdots + c_{n-1} s^{n-1}}{b_0 + b_1 s + \cdots + b_{n-1} s^{n-1} + s^n}$$

$H_1(s)$ 是 $m = n-1 < n$ 的情况, 可以用脉冲响应不变法去设计。 a_m 仅是一个比例环节, 可以直接从模拟向数字转换。

假设, $H_1(s)$ 用脉冲响应不变法设计的数字滤波器为 $h_1(z)$, 那么, $H(s)$ 对应的数字滤波器为:

$$h(z) = a_m + T h_1(z) \quad (5-3)$$

其中 T 为采样周期, $h_1(z)$ 乘以系数 T 是为了适应抽样后增益的变化。

这就是广义的脉冲响应不变法。

严格地讲，用式 5-3 设计的结果，模拟和数字的脉冲响应有了变化。这个变化是由于 a_m 直接从 $H(s)$ 向 $h(z)$ 转换的结果。 a_m 的直接转换，是非常直观的，它是保证滤波器不发生混叠的关键。如果对 a_m 也以脉冲响应不变法去变换，就与原来的脉冲响应不变法没有差异了，也不可避免地会产生混叠。

既然广义的脉冲响应不变法不需要也不可能保持脉冲响应不变的特性，那么就可以把 $h_1(z)$ 乘以系数 T ，以保证 $Th_1(e^{j\omega T})$ 与 $H_1(j\omega)$ 增益相同。在 $m < n$ 的情况，认为 $a_m = 0$ ，用 5-3 式，也把用脉冲响应不变法求的 $h(z)$ 乘以 T ，作为广义脉冲响应不变法设计的结果，以保证这种方法的统一性。

下面是用广义的脉冲响应不变法设计归一化的二阶巴特沃斯高通滤波器的实验。模拟传递函数为：

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (5-4)$$

对上式分解得：

$$H(s) = 1 + H_1(s) = 1 + \left(-\frac{\sqrt{2}s + 1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \right) \quad (5-5)$$

$H_1(s)$ 的幅频特性见图 5.2，在 ω 很大时，幅度是很小的。

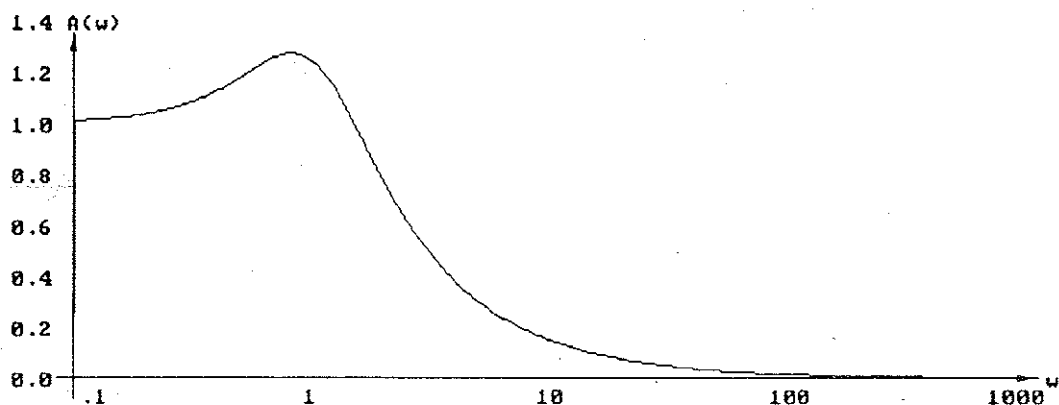


图 5.2 $H_1(s)$ 的幅频特性

选择采样周期为 $T=1/512$ 秒, 用脉冲响应不变法的以下设计公式^[41]。

$$\frac{1}{s+d_i} \rightarrow \frac{1}{1-z^{-1}e^{-d_i T}} \quad (5-6)$$

$$\frac{s+\sigma}{s^2+2\sigma s+\sigma^2+\Omega^2} \rightarrow \frac{1-z^{-1}e^{-\sigma T}\cos(\Omega T)}{1-2z^{-1}e^{-\sigma T}\cos(\Omega T)+z^{-2}e^{-2\sigma T}} \quad (5-7)$$

$$\frac{\Omega}{s^2+2\sigma s+\sigma^2+\Omega^2} \rightarrow \frac{z^{-1}e^{-\sigma T}\sin(\Omega T)}{1-2z^{-1}e^{-\sigma T}\cos(\Omega T)+z^{-2}e^{-2\sigma T}} \quad (5-8)$$

可得:
$$h_1(z) = -\sqrt{2} \frac{1-z^{-1}0.99861894}{1-z^{-1}1.99723787+z^{-2}0.99724168} \quad (5-9)$$

由5-3式:
$$h(z) = 1 + Th_1(z)$$

$$= 0.99723786 \frac{1-z^{-1}2.00000383+z^{-2}1.00000382}{1-z^{-1}1.99723787+z^{-2}0.99724168} \quad (5-10)$$

其频率响应 $h(e^{j\omega T})$ 的曲线和与 $H(j\omega)$ 的对比如图 5.3 所示。图中, ①是幅频特性曲线, ②是相频特性曲线。 $h(e^{j\omega T})$ 的曲线和 $H(j\omega)$ 的曲线几乎重合, 已无法分辨出来。频率响应的数值见表 5.1。

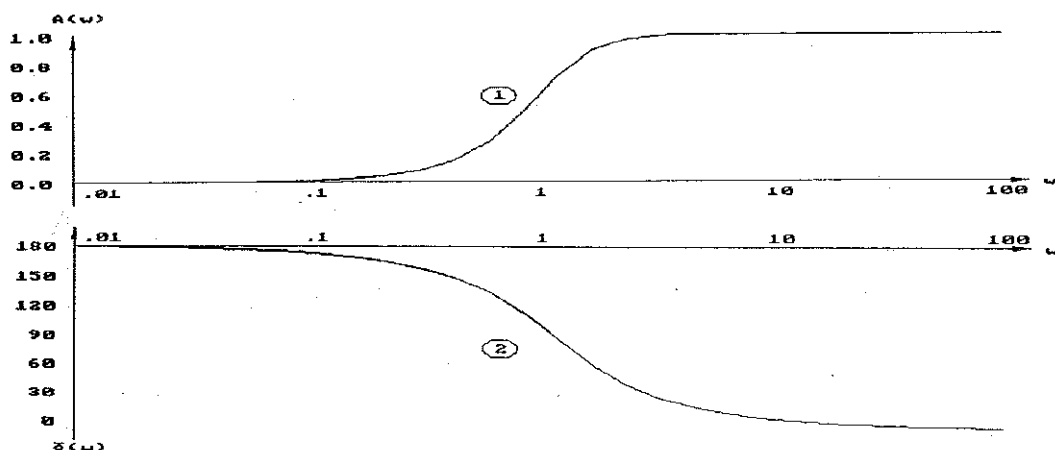


图 5.3 广义脉冲响应不变法设计的二阶巴特沃斯高通滤波器频率特性曲线

表 5.1 广义脉冲响应不变法设计的二阶巴特沃斯高通滤波器频率特性数据

ω	$H(j\omega)$ 的幅值	$h(e^{j\omega T})$ 的幅值	$H(j\omega)$ 的相角(度)	$h(e^{j\omega T})$ 的相角(度)
0.10	0.010	0.011	172	173
0.16	0.025	0.026	167	168
0.25	0.063	0.064	159	160
0.40	0.157	0.158	146	146
0.63	0.370	0.371	124	124
1.00	0.707	0.707	90	90
1.58	0.929	0.928	56	56
2.51	0.988	0.987	34	34
3.98	0.998	0.997	21	21
6.31	1.000	0.998	13	13
10.0	1.000	0.999	8	8

§ 5.4 用数字滤波器扩展传感器的低频测量范围

上一节讨论的广义脉冲响应不变法方法设计的 IIR 滤波器, 能够很好地保持原型模拟滤波器的特性。因此, 理论上可以认为用数字滤波器代替在第三章讨论的模拟补偿网络同样能够补偿传感器的频率特性, 扩展传感器的低频测量范围。

用数字滤波器代替模拟补偿网络存在的问题是 A/D 转换的误差。由于在 A/D 转换之前低频的分量相对于高频分量很小, 因此由 A/D 转换带来的量化误差会使得低频段的信噪比很小。可以预想, 用数字滤波器代替模拟网络时, 必需增加 A/D 的位数, 而且, 所能扩展的低频下限也会比用模拟方