

## 摘 要

超声波气体流量检测技术是近年来流量检测领域的一个亮点，从目前在中、大口径管道气体流量计量中的应用情况来看，超声波流量计在计量精度、可靠性、压力损失、维护费用以及制造成本等方面相比其他计量器具都有自己独到的优势，特别是在天然气输送领域，超声波流量计已有成为最佳选择的趋势。

超声流量计量分为气体与液体两大领域，两者的基本原理相同：当超声波在分别在流动与静止的介质中传播时，相对于固定坐标系统（如仪表壳体），其传播速度是有差异的，传播速度的变化量与介质流速有关。由此可以根据超声波传播速度的变化求出介质流速，在已知流动横截面积的前提下进而求出流量。在液体流量计量领域，超声波流量计经过长期的经验积累，在测量精度上完全可以达到贸易计量的要求。相比而言，气体的超声流量计量技术只是掌握在少数几个厂家手中，并且在性能上与液体应用也有一定差距。出现这种情况的原因在于气体流量计量中客观存在的各种不利因素，包括速度场分布的安装效应(Installation Effect)、管道制造工艺、超声在气体中的能量衰减、声速一流速比小带来的传播路径偏转、气体压力波动带来的信道增益变动、气体调压装置带来的声学干扰等。

超声波流量测量本身是一个涉及众多学科的综合技术，论文在前人研究基础上，从气体超声波流量计的原理出发，对引起计量误差的其中两个方面：流场适应性（安装效应）与渡越时间测量（时延估计）进行了一些研究。在一次仪表的流场适应性方面，通过应用 CFD 流场仿真技术，系统地研究了弯曲管道以及粗糙壁面条件下的流动速度场包络分布情况，给出了不同的声道布置方式对这些典型流动流场的适应能力，并给出了一次仪表的设计与优化思路。在二次仪表信号处理算法方面，研究重点放在背景噪声下的超声脉冲定位以及自适应降噪处理上，结合仪表在实时性与处理性能上的要求，采用以 Laguerre 滤波为基础的自适应算法，在满足脉冲信号处理精度的前提下最大限度地降低了滤波器阶数，从而在运算量上满足仪表处理的实时性。有关各章的内容分述如下：

论文的第一章以大量的国内外文献为基础，全面论述了流量计的发展历史和现状，确定以最有发展前途的流量计之一——气体超声波流量计为研究内容。随后对该流量计一次仪表和二次仪表方面的研究做了全面介绍。提出了本博士课题的选题意义、立项依据，并说明了论文的主要研究内容。

论文第二章从超声波流量计的计量原理出发，根据对仪表数学模型的分析，提出了以导致流量计量不确定度的流场以及信号等关键因素为中心内容的研究对象。

论文第三章首先对理想流动下的流场流动情况进行了分析，然后从流体力学原理出发，对弯管流动流场特性以及粗糙管道流动特性方面进行了深入系统的研究，从而为超声波流量计的安装效应研究提供准确的流动速度场信息。

论文第四章的重点是流量计的安装效应及其评估研究，并计算了若干种典型

声道布置在特定流场中的流场适应能力。流量修正系数是超声波流量计的重要仪表参数，通过对该参数的获取以及多声道积分模型的建立，本章对修正系数及其在安装效应研究中的作用进行了分析。另外还对安装效应导致的声时测量误差进行了细化分析，将之分解为径向速度影响与速度场非对称分布影响两个大类进行深入研究。

论文第五章主要集中在二次仪表数字信号处理研究上。由于流量计主要依靠超声脉冲在顺流和逆流情况下的信号时延差分来获取流体的流动速度信息，因此时延估计的精度也就决定了流量计能达到的计量精度与性能。在超声信号的时延估计问题中，信道的随机时变、频变对接收信号的影响是导致估计精度难以提高的主要原因。高精度时延估计通常以信道平稳、接收信号归一化波形基本不变为前提，当信道起伏严重、信号波形畸变严重时，时延估计的精度将迅速下降。本章对影响最大的声学噪声信号问题进行了针对性的研究，并提出使用 Laguerre 自适应滤波基本消除因为流量、压力等测量环境参数变动带来的幅值变化差异，获得整齐划一的波形。

论文第六章对超声波流量计样机进行了试验研究，检验了上述技术的应用可行性。美国气体工业联合会（American Gas Association, A.G.A.）9号报告中已经给出了气体超声波流量计的详细检验流程，并被认为是超声气体流量计量领域的操作标准。本章依据9号报告中建议的操作流程，对样机进行了零流量检定、实流标定，并对标定结果进行了 FWME 修正。从试验结果来看，超声波流量计一次仪表壳体制造上的误差会导致流量计示值输出的整体性偏移，从而导致系统误差。使用流量加权平均误差系数法（Flow Weight Mean Error, FWME）对实流标定结果进行修正能有效的弥补制造加工以及安装等造成的偏差。

论文第七章概括了全文的主要研究成果和论文的创新点，并展望了今后需要进一步开展的工作。

**关键词：**超声波流量计，仿真研究，试验研究，抗干扰，自适应滤波，Laguerre 滤波

## ABSTRACT

As a new coming technique in the gas flow measure area, Ultrasonic flowmeters (USF) are just becoming the most favorite selection, special for the nature gas transport project. Due to the accuracy, stability, no pressure loses, wide measure range, and low cost, the Ultrasonic flowmeters just show its competitions.

USF can be used to measure the gas and liquid both, there are same theories: Ultrasonic flow meters determine the fluid velocity by transmitting pulse stream upwards and downwards and measuring the transit times. The times are used in calculating the sound and flow velocity of the fluid. When ultrasonic wave transits at the stand and moving media, according the fix coordinates (such as the meter body), the sound speed is different, and the diff is a function of the media's moving velocity. So we can get the media's velocity by measure the time of flight of the wave. Then get the flow rate. The USF's usage for liquid flow measure is developed for a long time, and got excellent success. But the usage for gas is just beginning for almost ten years, and the technique is grasped just by several companies.

Because the complexity of measurement environment, the gas flow measure application will encounter more factors causing errors: the changes in velocity profiles due to installation effect and wall roughness, the pressure flaps in the pipes, ultrasonic noise produced by the regulator etc. In order to overcome those defects, the technique of fluid mechanics simulation and digital signal processing are applied to research on the flow characteristics and Laguerre filter based adaptive methods. The main content of each chapter is as following.

The first chapter generally introduces the history and the actuality of the flowmeters on the basis of relevant publications search. One of the most promising flowmeter—— the gas ultrasonic flowmeter is selected as research subject. The literature about primary instrument and secondary instrument of the flowmeter is summarized. The project significance, background, main research contents is also provided.

In the second chapter, the mechanics principle of USF is introduced. How the defects cause measure error is calculated, and draw a conclusion: the unideal velocity profile causes large error when the meter calcs flow rate by a ideal meter constant. Also, in most case of the ultrasonic meter signal processing, the pulse peak discrimination is done by a relative trigger level, set between two adjacent peaks in the acoustic pulse signal. The zero-crossing after the second positive peak is taken as the moment the pulse has been received and is clocked by a running counter. The gas flow measurement, compared to those for liquid, characterized by large signal fluctuations, is in poor tracking. So more advanced detect algorithms are needed for gas meter applications.

The third chapter, a CFD software FLUENT is introduced to calc the single and

double bow pipe's velocity profiles. How and why such mesh is selected is introduced. For compare purposes, the laminar and turbulence flow and roughness flow are also calculated.

In the fourth chapter, introduces how the meter constant is defined is explained at the beginning. Why the secondary flow and asymmetry velocity profile causes measure error are analyzed. Finally, several representative acoustic path arrangement are introduced, their error curves in single bow pipe and roughness pipe are presented also.

In the fifth chapter, we face the problem of determination of pulse transit times in ultrasonic gas flow measurements at low SNR. The method is based on the application of adaptive Laguerre filter. For the experimental verification of the method, a set of acoustic sources is synthesized by submitting a high-frequency piezoelectric transducer to varying levels of electrical damping. In spite of the facts that, by visual inspection, the shapes of the signals from the synthesized sources are very similar to one another, which provide the accurate recognition of the transit times at difference flow rate and SNR while provide a real time performance.

In the sixth chapter, experiment result is made according the recommendation of A.G.A No.9 document; both zero verification and wet verification are presented. Also, the FWME adjust method is introduced. After adjusting, the device's accuracy is almost meeting the recommendation.

All achievements and key innovation points of the dissertation are summarized and the further research work that will be done is put forward in chapter 7.

**Keywords:** ultrasonic flowmeters, simulation, experiment, zero-crossing detect, adaptive filter, Laguerre filter

# 第一章 导言

## 1.1 流量计概述

### 1.1.1 流量计发展历史和概述

在现代工业领域一般把温度、压力、流量认为是工业自动化领域的三大检测参数，流量计在化工、冶金、石油输送、天然气输送、民用水表、民用燃气等方面有广泛的应用。无论在商业贸易和工业生产中，对流体流量计量的需求在不断增长<sup>[1]</sup>。流量计的发展可以追溯到古代的水利工程和城市供水系统：公元前 1000 年左右，古埃及采用堰法测量尼罗河的流量；在我国，古代都江堰水利工程应用宝瓶口的水位测量水量大小。在 17 世纪，托里拆利（Torricelli, 1608-1647）奠定压差式流量计的理论基础，这是流量测量发展史上的里程碑。到了 18、19 世纪，众多类型的流量测量仪表雏形开始形成，如堰法、示踪法、皮托管、文丘里管、容积、涡轮及靶式流量计等<sup>[2]</sup>。20 世纪以来工业、能量计量、城市公服事业对流量计量需求急剧增长，促使流量计快速发展。在二次世界大战以后，先进的电子技术和测量技术的飞跃发展则极大地推动了仪表更新换代，同时也促使各种新型流量计的出现，并广泛应用在工业控制等各个领域。

根据计量的原理，现在的流量计量手段可以分为传统原理流量计和新技术流量计两大类。传统原理流量计经历了较长时间的发展以及技术改进，计量误差可以做到±0.5% 以内，由于历史的原因，目前在贸易计量上传统原理流量计占据了较大的市场份额。传统式流量计的基本情况如下：孔板流量计、喷嘴流量计以及文丘里流量计，其共同的特点就是压力损失较大，并且测量范围很小，测量上限和下限的比一般在 4: 1 左右。涡轮流量计也属于传统式流量计的一种，利用其内部的流体动力装置，其测量的范围一般在 20: 1。容积式流量计是传统流量计中测量精度高并且量程范围较大的一种，其最大测量范围可以达到 100: 1，这种流量计最大缺陷就是对磨损非常敏感<sup>[2]</sup>。

新技术流量计一般都是基于一些新发现的或者是以前发现、但是限于当时的技术水平而无法实现的一些流体特性。比较典型的就是电磁流量计、质量流量计、流体振动型流量计以及超声波流量计<sup>[3,4]</sup>。这些新技术流量计基本都是在相关科学

技术发展到一定程度之后（如电磁技术、检测和传感技术、超声技术等）才可能应用在实际生产场合。这些新型流量计的设计具有非接触式、无活动部件、电子化和数字化的特点，在性能上也普遍达到较高的测量精度、较宽的量程比、线性度较好，可靠性以及易维护性都比较突出，因此正在进入各种测量领域。并且由于这类新技术仪表主要是依靠二次仪表进行工作，这为仪表的小型化、微型化提供了便利，更符合现代国际仪器仪表发展方向，由于具有众多优点，新技术流量计正在逐渐进入由传统原理流量计把持的一些领域<sup>[5]</sup>。常见的新技术流量计主要情况如下：

①质量流量计，其直接的测量对象是质量流速，无需附加的换算工作。其中最典型的就是科里奥利流量计，其计量精度较高，缺点就是会导致很大的压力损失；②流体振动型流量计，包括涡街流量计和漩涡进动流量计，其内部使用不动件来产生表征流动速度的测量信号，两者在结构上和传统流量计中的涡轮流量计有一定的相似之处，但是在压力损失的技术指标上要优于涡轮流量计，而且在对上下游直管段长度的要求上亦比较低，目前在各种场合已经有较为广泛的使用。流体振动型流量计的缺点就在于外界产生的振动信号对其测量信号有一定的影响，而且当用于低速流动流体测量时，由于产生的振动信号强度不足，使得测量下限难以获得突破<sup>[1]</sup>；③电磁和超声流量计是两类较新颖的流量计，都是利用了流体流动过程中对其内部传播的各种信号产生影响，并通过检测信号的变化来获得流动信息。由于内部没有活动部和障碍物，两者的管道压力损失基本可以忽略不计，在使用与维护等方面相比传统流量计也有很多优势<sup>[6]</sup>。由于测量对象为电信号，在现有的电子技术以及微机计算能力、信号检测处理技术飞速发展的条件下，可以获得很高的测量精度和测量范围，这两类流量计目前都开始进入贸易结算等重要场合。这两类流量计的不利因素在于其二次仪表获取的信号还需要经过各种换算之后才能推导出最终的流动速度和流量，因此其原始信号质量以及内部采用的流动模型准确程度会影响到整个测量精度的高低。

保证量值准确是计量工作的根本任务。随着科技、经济和社会的发展，计量的作用和意义越来越明显。如今可以毫不夸张地说，任何科学、任何领域、任何行业都直接或者间接地需要计量。发明元素周期表的门捷列夫曾经指出：“有测量，才有科学”<sup>[7]</sup>，计量水平的高低已经成为衡量一个国家科技、经济和社会发展程度的重要标志之一。现代仪器仪表的发展水平也是一个国家科技水平和综合国力的总要体现。

### 1.1.2 超声波流量计概述

超声波流量计是利用流体流动对超声波脉冲或者超声波束的信号调制作用，

并通过检测信号的变化来获得体积流量的一种计量仪表。就测量原理细分，超声波流量计又可以分为传播速度差法、多普勒法、波束偏移法、相关法以及噪声法等类型<sup>[8]</sup>。图 1-1 中的 V 法、X 法以及 Z 法基本原理都是利用超声波脉冲顺流和逆流传播时速度之差来反映流体的流速，从而达到测量的目的，通称为传播速度差法。图 1-2 还列出了其他的测量方法：多普勒法利用了声学多普勒效应，测量不均匀流体中散射颗粒产生的多普勒频移来确定流量<sup>[9]</sup>；波束偏移法利用超声波受到流体带动之后产生的方向偏移作为测量的观测量；相关法利用互相关计算获得信号的间隔测量流体流量；噪声法也称为听音法，是利用管道中产生的流动噪音和流速的关系进行测量。此外还存在超声技术与其他辅助手段组合进行测量的方法，包括明渠法<sup>[10, 11]</sup>、超声检测涡街<sup>[12-14]</sup>等，有些用于测量油品流量的超声波流量计还增加了根据测量到的介质声速判断成分的辅助功能<sup>[15]</sup>等。在这些测量方法中，以多普勒法和传播速度差法使用最为普遍。由于技术上的原因，发展较晚的多普勒式超声波流量计企业反而超过发展较早的时差法很多。直到 20 世纪 90 年代后期，由于时差法气体超声波流量计在天然气工业应用上获得了突破性进展，其研究才获得整个流量计行业的重视<sup>[16]</sup>。

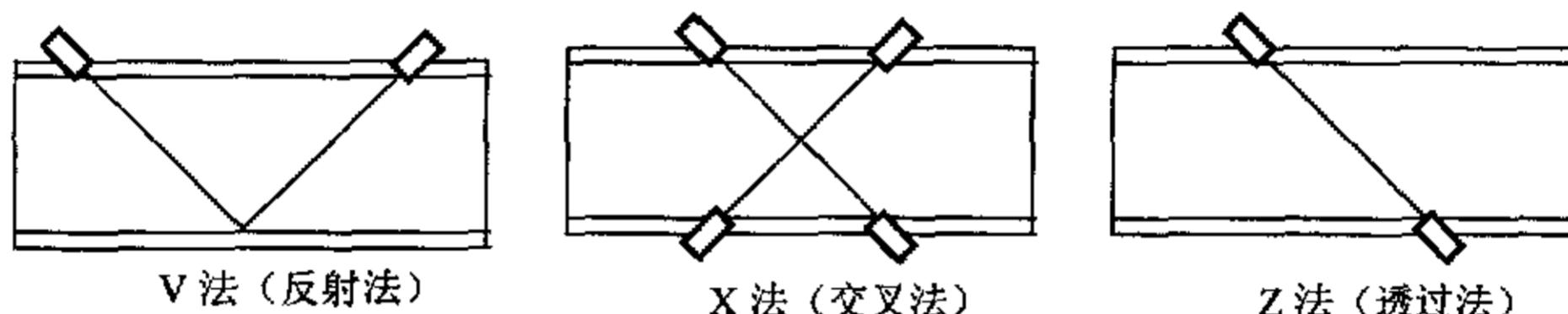


图 1-1 传播速度差法的三种基本声道布置方式

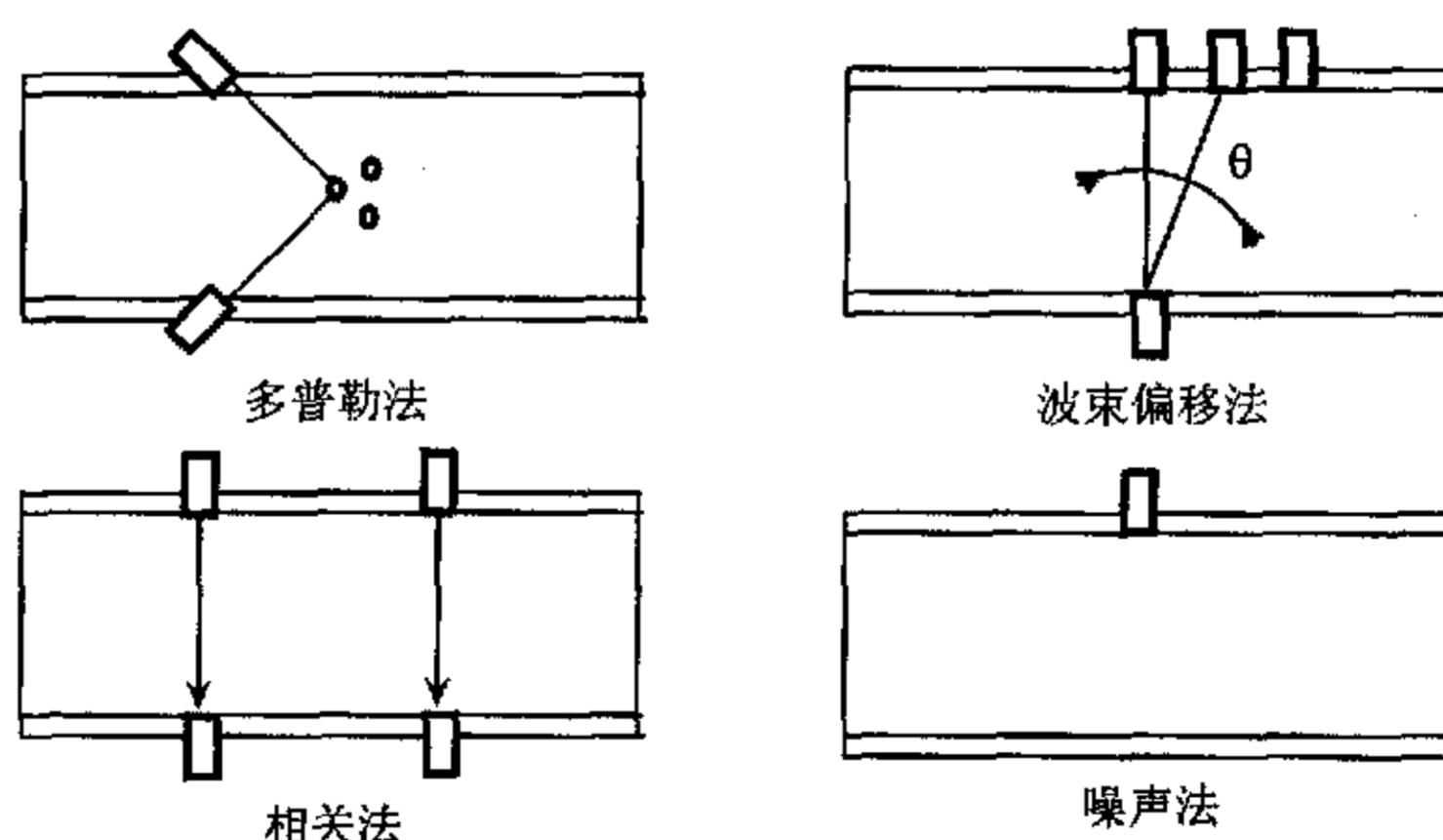


图 1-2 其他的超声测量方法

超声波流量计研究已经有近 80 年的历史。1931 年 Rutten 发表的德国专利是关于利用声波测量管道流体流量最早的参考文献。在 1957 年左右 Grossi 作了关

于超声流量计发展的一些评述。20世纪30年代首先研制出传播时间法中的相位差超声波流量计，但是商品化未获成功<sup>[17]</sup>；50年代开发频差法的 MAXSON 流量计，用于测量航空燃料，标志着超声波流量计已经从研究阶段进入了应用阶段。前苏联在这方面的研究是独立进行的，其第一台超声波流量计出现在1956年，设计师是 Z.M.Shafranovskaia，1957-1959年间 N.I.Brahzikov 和 G.I.Birger 也进行了这方面的工作<sup>[18]</sup>。60年代出现了大量有关超声波流量计的专利申请，在60年代末出现了多普勒效应的超声波流量计，进入70年代随着电子技术的发展，流量计的性能开始日趋完善，开始进入应用阶段，理论上的研究也随着超声波流量计的推广而逐渐增多<sup>[19,20]</sup>。目前，国外针对超声波气体流量计展开的研究工作主要集中在美国、加拿大、荷兰等国家、主要的研究机构包括美国的西南研究所、Daniel 公司、荷兰的 Instromet 公司、德国的 Elster、Kerhne 公司等<sup>[21]</sup>。

虽然超声波流量计的发展已经具有60多年的时间，但是整体上并没有在流量计领域占据多大的份量，行业的发展也没有任何标准规范，取而代之的是各个厂家的独立标准。到了20世纪90年代，超声波流量计在气体计量领域的迅速发展暴露了缺乏统一标准带来的各种问题。面对这种情况，1998年国际标准化组织 ISO 发布了 ISO/TR12765《用时间传播法超声流量计测量封闭管道内的流体流量》，这个标准偏向液体的流量测量。与之对应，美国气体工业联合会（American Gas Association, A.G.A.）1998年颁布了第9号报告《用多声道超声波流量计测量天然气流量》，总结了超声波流量计在天然气流量测量领域的阶段性研究成果<sup>[22-25]</sup>。我国在超声波流量计标准设立上要略晚一些，2001年，我国参照上述两个报告，制定了气体超声波流量计用于天然气流量测量的国家标准 GB/T 18604-2001 《用气体超声流量计测量天然气流量》<sup>[26]</sup>。这些标准的发布对于规范和促进超声波气体流量计的发展起到了很大的作用。

气体超声波流量计经过多年的发展之后逐渐进入一些关键性的应用场合。加拿大输气校验公司的天然气实流校验装置（TCC 装置），它的精度可达 1.5%（公认是 2.0%）。通过在天然气输气干线上设一旁路支管，把天然气引入实流校验装置，试验后又被送回输气干线。该装置的标准表由 6 台 DN400mm 与 2 台 DN200mm 气体涡轮流量计和 6 台 DN400mm 与两台 DN200mm 气体超声流量计组成，主要标准表为气体涡轮流量计，次要标准表为 Instromet 公司的气体超声流量计<sup>[27]</sup>。在我国的西气东输项目上，采用 Daniel 公司的 40 台高级气体超声波流量计作为标准表<sup>[28]</sup>。就当前情况而言，多声道气体超声波流量计已经是继气体涡轮流量计之后被气体工业界接受的最重要的流量计量器具<sup>[22,29]</sup>。目前已经有美国、荷兰、英国等 12 个国家政府机构批准它作为贸易结算的法定计量器具，成为继孔板、涡轮之后出现的第三类高精度气体流量计。

## 1.2 论文背景和意义

本课题源于浙江天信仪表有限公司的横向课题，受浙江省自然科学基金（599086）和教育部博士点基金（2000033501）的资助，也是基金部分研究成果的应用。论文对气体流量测量中广泛使用的气体超声波流量计一次仪表设计、评价与优化、二次仪表中的信号处理算法选择与检验等工程关键问题进行了较全面的理论分析与试验验证，对如何提高超声波流量计的稳定性、流场适应能力等提出了自己的一些处理方法。

气体超声波流量计在国际天然气贸易计量领域已经获得了非常成功的应用，同时也有不少专业机构对该流量计在应用中出现的问题进行研究。相比国内的情况，生产的超声波流量计绝大部分面对液体测量，用于气体计量的超声流量计产品几乎没有。同济大学是国内进行超声波气体流量计研究比较先进的研究机构，在超声波煤气流量测量应用上制造了基于单片机系统的样机，并进行现场试验<sup>[30,31]</sup>。但总的说来，国内气体超声波流量计的研究现状并不乐观。

气体的超声流量测量存在传播衰减大、信号不稳定、信噪比提高受制约、声透射率不稳定、声学噪声干扰严重等问题，液体超声波流量计中已经成熟的信号处理方式根本不适于气体测量领域<sup>[21]</sup>。由于以上问题的存在，严重制约了产品的计量精度、稳定性、重复性等基本指标，制约了产品化的发展。由于超声波流量计本身的特点，单纯依靠提高电路稳定性、提高制造精度等传统流量计的设计思路已经无法对以上问题进行彻底的解决。在一段时间的资料收集、现场调研和讨论后，我们认为导致气体超声流量计量问题的原因可以归类到主要两个方面：超声信号质量问题引起的传播时间计量误差、由于流场非理想化分布导致计算模型出现误差。本篇论文重点对这两个因素进行针对性的分析与探讨。该两方面研究的意义在于：①只有通过对流场本身进行研究才可能提出超声波流量计一次仪表的优化声道布置方案、提高仪表的流场适应性。流场分析是流量计流场适应性研究的理论基础，具有重要的工程意义。②超声信号处理技术是一切超声应用的基础，如何提取信号中的有效信息，降低环境噪声、背景噪声的影响是所有应用于医疗、无损检测、声纳等超声设备的共同问题。因此进行超声信号数字处理的算法研究在工程上具有重要的理论意义并具有一定的普适性。

## 1.3 超声波气体流量计文献综述

气体超声波流量计量本身是一个综合学科，与其相关的领域至少包括：

1. 基础元件设计，主要是超声换能器的材料选择以及结构设计。
2. 信号检测与处理领域。超声脉冲在气体中的衰减比在液体中要严重，同时由于气体一般都是压力输送，管道中安装的各种调压装置是最大的超声污染源。同时输送过程中的压力波动也是导致信号幅值不稳定的重要

因素。在信噪比无法提高的情况下,环境中的各种电磁干扰影响相对而言就比较严重。核心的时延估计处理已经无法继续沿用传统方式。

3. 应用流体力学领域。超声波流量计涉及相当广泛的流体力学背景,管道的弯曲方式、管道壁面的粗糙程度、接口处安装的连接法兰以及管道上安装的阀、泵的开启或关闭动作产生的冲击都会影响流动状态,从而产生测量误差。在 A.G.A.9 号报告中综合现场条件以及试验的情况,建议在流量计前部至少保留 10D,后部保留 5D 直管道。但是即使如此,还是无法保证流体到达流量计入口段时达到充分发展。因此流量计必须具有根据流动状态进行自我调节的能力,或者在设计阶段对因为流场因素导致的计量精度问题进行估计从而为声道设计以及流量计安装等提供参考。

在本论文中,只考虑信号以及流体流动对超声波流量测量的影响,下文从这两个方面对气体超声波流量计领域目前的重要研究成就做一个简单介绍。

### 1.3.1 超声信号处理研究综述

气体超声波流量计获得的全部流动信息都是通过处理超声信号获得,因此超声波流量计设计关键内容之一就是处理每一路超声信号,确定信号质量对于精确测量传播时间是否接受,并从中提取流动信息<sup>[24]</sup>。如果超声信号本身就存在问题,则传播时间测量和流量测量都不会正确,噪声是影响超声检测系统可靠性和精度的主要因素<sup>[32]</sup>。超声能量在不同物质界面上的传播透射率与两者的声阻抗有关,声阻抗定义为材料密度和内部声速的乘积。在气体的输送过程中,不可避免地存在压力波动并引起密度变化,从而引起声阻抗以及声波透射率变化,最明显的表现就是波形幅值不稳定。另外,气体输送过程中还在管道上安装了各种调压装置,由于各种阀门只能通过把声能转换到超声频段(20kHz 以上)上才能获得听觉上的无噪,因此调压装置成了产生声学干扰的主要因素<sup>[24]</sup>。Brassier(2001 年)<sup>[33]</sup>对气体中的声学干扰问题进行了详细的研究,证明气载噪声干扰的强度与流量、压力以及选用的调压装置都存在一定的关系,并且干扰能量在整个频率段上的分布也存在差异,要基本避免超声声学干扰,选用的换能器工作频率至少要在 500kHz 以上。由于气体中超声能量的衰减与超声频率成正比,为了在接收端保持一定的信噪比,通常的换能器工作频率都在 50~200kHz 左右,在此频段内,声学噪声是无法回避的问题。其次,气体流动会导致声波的传播方向发生偏移。按照 Snell 定律(Morse 和 Ingard, 1986)<sup>[24]</sup>,声波以曲线形式在流动流体中传播,曲线曲率取决于流动的雷诺数和马赫数。由于介质流动的原因,脉冲信号斜射入换能器接收面,对信号的增益也有很大的影响,与静止情况下相比信号幅值的变化可以达到 15db 左右。

除了因为信道变动引起的信号失真因素,接收端换能器输出的信号中还包含

电噪声信号。电噪音主要是环境以及电路中的电磁信号干扰，器件的热干扰等。这类干扰是持续随机量，最常见的是白噪音。另外还有冲击噪音，这类噪音非随机产生，一般是在元器件动作时出现。剔除些干扰的基本思路是利用各种干扰与正常回波在信号特征上的差别，并在此基础上使用程控增益抑制、自动时间衰减抑制、数字滤波和异值剔除等几种抑制干扰的方法。

超声波流量计使用的信号处理技术按照时域处理和频域处理分为两大类，时域上主要是各种过零检测技术，而在频域上主要是基于相关运算。过零检测技术在液体超声波流量计的设计中已经有非常成熟的应用<sup>[34]</sup>，因此在后来发展的气体超声流量测量的设计中也延用了这一技术，并且在应用中有很多的改进，过零检测技术是超声脉冲波形定位的基本方法。在实现手段上，过零检测也从最初的模拟器件实现转向采用数字信号处理技术。在实际的操作过程中，过零检测一般需要和信号阈值法配合使用，当信号达到阈值之后，才启动过零检测定位波形，以避免受到噪声的影响。虽然这种检测方法的应用已经非常广泛，但是对其获取的时延数据精度如何是有争论的，特别是当信号采集自低信噪比场合的情况<sup>[35]</sup>。在实际应用中客观存在各种不确定因素，并没有非常理想的波形可以用于分析和定位脉冲波形。几乎在所有的超声检测相关的领域，都存在信号处理的问题，主要的目的也都是提高信噪比，提高系统的抗干扰能力以及鲁棒性。

由于阈值法过零点检测具有不确定因素，也有提出采用信号自相关运算消噪的算法，对于消除各种随机噪音信号具有良好的表现，而且在小流量情况下如果不考虑数值截断误差因素可以获得比直接用时差法更精确的测量结果<sup>[36]</sup>。王智慧等人（2000年）<sup>[37]</sup>对相关流量计进行了研究，认为使用相关算法可以显著增加时间计量精度，并且不受流体性质以及流体声速变化的影响。曹茂永等人（2002年）<sup>[38]</sup>通过对高噪声背景下的超声信号进行 Fourier 频谱分析和成分分析，并据此判断频率滤波范围，并提出采用自相关技术实现高噪背景下的超声回波信号识别方法。这种方法分析是在频率域进行的，在分析过程中并没有考虑信号的时域信息以及相位信息，因此无法完全重构原始信号波形。采用相关算法回避了信号重构需要保留的相位信息，而且在运算上还存在快速算法，实现简单，但是如果接收到的回波信号中存在相关噪音，例如声学干扰信号，那么在处理中也会被保留下来，形成误判。在本文中，主要考虑和过零检测相关的数字信号处理算法。由于过零检测是在时域进行，因此主要的研究手段是利用各种滤波手段实现对信号的降噪处理，以期获得的信号能够满足过零检测的要求。

为了实现高质量的噪声抑制，很多的理论迅速发展起来，其中最主要成果就是结合信号处理理论、统计学、数学等学科。

滤波器是信号处理系统中最常用的组成部分，它可以认为是信号的通道，并且在信号通过时，能达到所希望的信号变换过程，常见的作用是抑制信号中的干扰成分，突出有效成分。作为滤波，最关键的问题是如何确定或者设计滤波系数。

维纳 (Wiener) 在 20 世纪 40 年代初, 首先将统计学的观点引入到信息传输和控制领域, 从理论方面揭示了信息传输和处理过程的统计本质, 为现代统计检测和估计理论奠定了基础<sup>[39]</sup>。维纳滤波将对象视为平稳随机过程, 已知相关函数, 在白噪声假设条件下, 确立了最优传输函数应满足维纳一和甫 (Wiener-Hopf) 方程的理论, 为设计滤波器提供了一种频域的方法。为了衡量滤波器输出和目标信号的接近程度, 通常采用最小平方标准作为评价方法, 即滤波器的实际输出和希望输出之间的均方差为最小。维纳滤波的滤波系数通过输入信号的自相关函数以及输入和目标信号的互相关函数关系设计, 并使两者满足最小平方准则。对存在结构化的噪音的场合, 采用维纳滤波器也是提高信噪比的有效手段。但是传统的维纳滤波器在超声波测量上并不适用, 超声信号具有两个重要特点: 超声检测信号只持续有限的时间、由于传播过程中的各种因素信号有失真现象。因此 Izquierdo 等人 (2002 年)<sup>[40]</sup>采用了时频维纳滤波器 (time-frequency Wiener filter) 来解决这两个问题, 从试验结果来看, 时频分析算法能有效的解决信噪比提升的问题。

Castagnede 等人 (1989 年)<sup>[41]</sup>通过在原始信号的采样点之间做内插, 并利用低通滤波消除因为内插导致的频移, 以期更精确地定位来波时刻。这种处理在效果上与增加采样率类似。Roosnek (2000 年)<sup>[34]</sup>采用了最小二乘法对脉冲的相位进行检测, 由于相位的周期性当波形出现  $2\pi$  的相移时, 这种方法可能造成波形误判。Sabatini (2001 年)<sup>[42]</sup>使用基于 Laguerre 变换的自适应滤波器来处理窄带超声波信号, 分析了对不同衰减幅度、不同采样率、不同信噪比的超声信号其算法的适用。Laguerre 滤波本质上应属于 IIR 的一种, 但是同时其又具有 FIR 的线性相位的特征, 由于 Laguerre 滤波器限制了系统极点的分布, 因此其稳定性问题不像 IIR 滤波器那么严重, 当然极点位置的限制也导致滤波所需的阶数在达到相同的滤波品质下要较 IIR 要多。由于 Laguerre 滤波所需参数较少, 还被认为是一种非常适合用于实现递归最小二乘 (RLS) 的自适应算法<sup>[43,44]</sup>。

自适应滤波器是指一个依赖于自回归算法, 能对自身行为进行设计的系统。即使在环境统计数据无法获得的情况下, 该回归算法也能使滤波器令人满意的工作。如果系统的判断指标是所有输入观察量的线性组合, 该自适应滤波器就称为线性的, 否则就是非线性的。设计线性滤波器常用的算法是 LMS (Least mean square) 和 RLS (Recursive Least Squares)。LMS 算法是 1959 年由 Widrow 和 Hoff 最先提出<sup>[45]</sup>, 并以其实现简单、计算有效 (计算量和可变参数成线性关系) 和鲁棒性而著称。主要的缺点是收敛速度慢、对输入向量的相关矩阵特征值非常敏感。RLS 算法克服了 LMS 算法的主要缺陷: 收敛速度较快且与输入向量的相关矩阵特征值分布无关, 但是在计算量上有所增加, 另外, 还需要通过先验知识来获得较强的鲁棒性。余厚全等人 (1992 年)<sup>[46]</sup>采用基于 RLS 算法的自适应滤波技术对超声换能器的传输特性进行校正, 通过求出不同的温度和压力条件下换能器的传输特性变化逆函数, 来校正信号误差, 其使用的 RLS 自适应采用的是 FIR 横向

结构, 由于计算量的原因, 获得的结果无法达到实时。Kim 等人 (2001 年)<sup>[47]</sup> 采用基于 LMS 的多级噪音消除方法用于无损检测的消噪, 主要的构思也是利用了噪音和信号之间的无相关性。

另外, 自适应滤波器一直和神经网络的发展紧密联系, 滤波器系数调整的判断可以通过神经网络来实施。Zhenqing 等人 (1997 年)<sup>[48]</sup> 采用嵌入多层线性神经网络的自适应 FIR 滤波器用于提高超声信号的信噪比。神经网络的训练以及权重调整采用 BP 算法进行, 也取得了比较良好的滤波效果。采用神经网络调整自适应滤波器参数, 也一样存在收敛的问题, 其解决办法也是通过喜好的先验信息进行训练。Carullo 等人 (1997 年)<sup>[49]</sup> 采用一个两层神经网络用于超声脉冲信号渡越时间的计量。

自适应滤波在本质上是利用了两组输入信号之间的相关性来分离被测信号, 但是当检测对象是与信号只有幅值差别的相关噪声时, 很难收敛, 通常建立平衡需要一定的时间。当自适应滤波器应用于非平稳系统时, 除了考虑收敛问题外, 还需要考虑系统跟踪问题, 即跟踪输入信号的统计量。跟踪是一个稳态过程, 而收敛是一个瞬态现象, 这意味着自适应滤波器在进行跟踪前需要从一个瞬态转变为稳态。跟踪速度和收敛速度是两个完全不同的概念。

单纯的 Fourier 分析只能是确定信号的频率分布, 而不能确定某些特定的频率成分在何时出现, 因此仅依靠 Fourier 分析对于处理时变信号是不能满足要求的。而在基于阈值法的过零点检测的应用中, 具备时频分析能力的短时傅立叶变换 (Short Time FFT) 和小波变换 (Wavelet Transform) 是比较良好的滤波算法<sup>[50]</sup>。利用小波变换进行滤波处理需要考虑的内容包括: 采用何种小波算法, 阈值的选用原则等。Lazaro 等人 (2002 年)<sup>[51]</sup> 对小波在超声信号处理上的应用进行了综合研究, 作者分析了不同的阈值方程算法以及设计方式, 并用不同信噪比的信号对这些方法进行了试验。

张广明等人 (1999 年)<sup>[52]</sup> 利用超声信号的渐进特性, 采用渐进小波提取超声信号的小波基, 计算出小波基的移动熵, 并通过移动熵实现信号的和噪音的分离以及信号的定位, 最后利用反变换重构去噪后的波形, 这种算法充分利用了超声信号的时、频域以及相位信息, 因此在波形定位上非常准确。Chapa 等人 (2000 年)<sup>[53]</sup> 采用匹配小波对特定信号进行了处理, 由于处理过程中结合了超声信号的特点 (时域受限、衰减、振荡性), 提出构造特定的匹配小波, 然后对其信号进行小波分解, 在小波域中的适当尺度下进行滤波处理。采用匹配滤波可以较高的抑制噪声, 并且在时间一空间产生更高更尖锐的峰值, 便于后处理。张旸等人 (2002 年)<sup>[54]</sup> 也做了类似的研究工作。小波分析的最大特点就是分析精度可调, 通过以非均匀规律对时间轴和频率轴的划分, 同时达到对短时高频成份的足够时间分辨率和缓变低频成份足够频率分辨率。但是众多频率通带的划分以及处理导致计算量大量增加, 当应用于超声流量计的信号处理时, 很难保证实时性。

在系统中混杂的噪音成分并非一定就是白噪音。Cudel 等人 (2001 年)<sup>[55]</sup> 针对色噪音场合下的干扰问题进行了研究。对于无法使用线性滤波器进行消除的部分有色噪音，可以通过数据预处理进行转换。常用的办法是使噪声“白化”。白化滤波 (Whitening transformation) 通过把非平坦频谱的信号转化成类似白噪音的频谱，从而使原先不适用的后继滤波算法得以工作，这类研究的成果在语音信号的处理上应用较多。Izquierdo 等人 (2000 年)<sup>[40]</sup> 使用白化滤波处理包含有色噪音的超声信号，对于信噪比的提升有比较明显的效果。

不同的信号处理算法在信噪比、采样率变化时，其性能会有所差异。但是作为一个在线检测系统，除了性能之外，算法消耗的 CPU 时间也是需要考虑的因素之一，并且保证实时性也是系统设计的基本要求<sup>[56, 57]</sup>。在对实时性要求比较严格的情况下，也有采用简单的滤波器，并辅助其他手段取得相对较好结果的例子<sup>[58]</sup>。因此超声系统在设计过程中最终采取何种算法还需要在处理性能和实时性之间进行权衡，选择最适合的自己的算法。

### 1.3.2 流量计安装效应的研究

所谓的安装效应 (Installation Effects) 就是由于管道走向 (单弯管、双弯管以及其他管道过渡方式)、管路中安装的流量调节装置、压力调节装置等导致流场出现非理想分布，并导致流量计量出现偏差的现象。几乎所有的超声波流量计在理想的充分发展流动环境下都可以获得满意的效果，但是在实际应用场合由于安装效应的存在，很难达到设计的计量精度<sup>[59]</sup>。还有其他的流场因素也会导致流场实际状态与理想情况出现差异，如管道内壁的粗糙程度、换能器的安装孔、管道上安装的节流装置等。

对于安装效应的研究，最常见的是使用实流校验的方法，获得不同的前置管道条件和仪表误差之间的关系<sup>[60]</sup>。单纯通过试验获得管道条件和误差关系只能用于检验不同厂家产品的稳定程度，对于超声波流量计的研究本身并没有太大的帮助，因为其并没有因此给出导致计量出现较大误差的原因以及如何防止这类误差再度出现。为了解决这类问题，还需要从流场本身的分析入手。超声波流量计设计一般要求被测流体流型保持轴对称，并且不存在垂直于轴线方向的速度分量，这实际就是要求流场达到充分发展的直管流动。为了降低流场非理想情况对计量的影响程度，A.G.A.在其 9 号报告中就根据不同的管道直径给出了建议保留的前置直管最短长度。

#### 1.3.2.1 对弯曲管道流动的研究

管道上的任何弯曲都会对速度截面产生扭曲，因此有众多的研究人员出于各种目的对它进行了研究，他们的出发观点包括传热、物质传递、动力交换等等，

这些有关的成果都可以在超声波流量计的设计以及理论完善中进行借鉴。M M Enayet 等人 (1982 年)<sup>[61]</sup>对单弯管流动进行了激光多普勒试验研究。结果表明, 在弯管中出现的二次流强度和入口的初始状态有关, 并且和  $Re$  数的变化趋势一致。这个试验的获得的层流流动数据可以非常有效的检验数值模拟的计算精度。在这个试验中还表明了在弯管后部  $6D$  处, 仍然存在着非常严重的速度分布歧变。这表明在管道中的二次流动其衰减速度并没有想象的那么大, 在工业测量中必须注意管道弯曲对测量精度可能造成的影响。T. T. Yeh 等人 (2001 年)<sup>[62]</sup>对管流的理想以及非理想状态进行了数值模拟, 提出使用超声波进行流动测量对发展流量计量有很大的潜力, 但是必须对流场本身要有充分的了解和掌握。在非理想状况下的流动必须充分考虑二次流的存在, 由于强烈的轴向流动, 使用传统的流量系数曲线根本不可能获得合适的结果。对于管流的流动半解析解, 王林祥等人 (1999 年)<sup>[63]</sup>也进行过研究, 在特定的范围内对真实流动的逼近情况非常理想。Ki Won Lim 等人 (1999 年)<sup>[64]</sup>探讨了  $90^\circ$  弯管中流场对电磁流量计测量的影响情况, 他们的试验测量的数据最远到达弯管后部  $22D$ , 这就让大家对二次流的衰减情况有了更深刻的认识。试验证明在较低的雷诺数范围内 ( $Re < 400$ ), 二次流对后部流场的影响至少要维持到  $5 \sim 6D$ , 当雷诺数达到 1500 时, 二次流即使到  $15D$  附近还是没有明显的衰减。这说明在低粘度流体的测量上必须使用一些额外的措施来衰减二次流, 如使用整流器等。

### 1.3.2.2 声道系统研究

由于单声道布置对于提高非理想情况下的测量精度不利, 因此多声道的布置开始出现, 并逐渐取代了精度较低的单声道布置方案。良好的声道布置不但能提升计量的精度, 还可以非常有效的提高对流速波动的抗干扰能力, 已经有若干种较特殊的声音布置方案申请了专利。多声道设计产生的原因就是降低流量计对流场波动的敏感程度, 如果超声波流量计通过复杂的声音设计可以补偿由于流场波动因素造成的影响, 就可以降低对安装环境以及流场状况的苛刻要求。但是必须指出, 普适的声音设计在目前看来是不存在的, 一种布置方案在某个流场中的良好表现并不代表能在其他流场中能达到同样的性能。

新型的气体超声波流量计采取多声道配置的方案来解决速度分布畸变及旋转流等不正常流动特性的影响。例如荷兰 Instrumet 公司的多声道气体超声波流量计, 其采用了带有 5 个声道的圆形短管: 2 个是具有二次反射的声音, 3 个是单反射声道, 组成一个超声网络, 对整个管道的横截面都进行分析<sup>[22]</sup>。

1997 年到 1998 年间, 由美国西南研究所 Terrence A. Grimley 等<sup>[65]</sup>做的关于若干种超声波流量计的测试中可以看出, 多声道的布置对于提高计量的精度有很大的作用, 这说明增加测量线能有效的提高超声波流量计的计量精度。

由于流场变化情况非常复杂, 并且不同的管道环境下其结果都不一样, 为了

提高系统对不同管道环境的适应能力而新出现的超声流速分布测试技术可以获得不同声传播路径上的流速分布，由此可以准确计算出管道内的流量<sup>[66]</sup>。陈书洗等人（1991年）<sup>[67]</sup>对流速动力修正系数与流动剖面的关系进行了分析，认为流速动力修正系数是雷诺数的函数，以常数简单折算会产生较大误差。而如果根据流量计获得的线流速，首先获得流动的雷诺数信息，再确定流速动力修正系数，就可以获得比较令人满意的效果。Luntta 等人（1999年）<sup>[68]</sup>提出采用神经网络动态计算流量系数，这在流动复杂的场合无疑是提高系统适应能力的一种有效途径。并且其初期样本的选择可以通过 CFD 或者是试验的方式来完成。其缺点就在于对硬件的计算能力要求较高，或者需要配套计算机进行数据的处理，而且还需要保证样本的精确性以及样本的选取科学性。采用动态计算流量系数的超声波流量计一般不会设置通用的处理算法，需要事先给定适用的安装条件，而且这种处理算法不适用于单声道超声波流量计。与此类似的设计方法还出现在 NIST 设计的 Advanced Ultrasonic Flowmeter (AUFM)<sup>[69]</sup>，事先通过计算获得各种可能的流况下的声道情况，并输入到一个流场识别系统中用于匹配实际流况。试验证明，使用四声道的流量计已经可以在已有流况中选出匹配的流动模式。AUMF 的最大特点就是利用一个流场识别算法去匹配实际流场和预先设定的流场，并通过“识别”出来的流况参数来实际处理获得的数据。匹配算法同样采用神经网络实现。

### 1.3.2.3 粗糙管道的研究

由于超声波流量计的计量已经假设了一个流动速度场的包络分布，当实际分布与理想情况出现偏差时，误差就变得不可避免。Calogirou 等人（2001年）<sup>[70]</sup>研究了管道内壁的粗糙程度对流动可能产生的影响。由于不同的制造精度、特别是长期使用产生的腐蚀等原因都会对管道内壁的粗糙度产生影响，从而增加了流动阻力，整个流动的速度梯度增大。因此超声波流量计在使用了一定年限之后必须重新进行校准。

## 1.4 博士论文的研究内容和论文结构

### 1.4.1 研究的目的与内容

使用超声波流量计进行液体流量测量已经非常成熟，但是同样的技术在气体流量测量时在测量的精度、稳定性以及流场适应性等都存在很大的缺陷，各种技术问题导致气体超声波流量计在应用推广上存在很大的阻力。通过对气体超声波流量计现有问题的分析以及超声气体流量测量中存在的不确定因素的研究，从而对气体超声流量测量提出自己的解决思路。

安装效应是所有超声波流量计的共性问题。在这里问题上，引入理论分析和数值模拟的方法对理想流场和弯管流场、粗糙管道流场都进行了研究，通过研究流场对流量计的重要参数：流量修正系数的影响，获得在不同的速度场下的误差曲线。从而对改变流量计的安装角度提高流量计的流场适应能力提供理论依据。

超声波流量计的关键问题还在于脉冲传播时延的测量。在气体应用中之所以出现各种问题都是因为信号中夹杂了严重的干扰以及其他不确定因素。通过对这些因素的分析，认为信号的幅值波动、气载噪声干扰等问题导致信噪比很难达到后继过零检测的要求，从而产生零位判断失误、波形错位等问题。在这个问题的解决上一个比较稳定和灵活的解决办法是采用数字信号自适应滤波技术，只要解决了参考信号的获取问题，就有望利用气载噪声之间的相关性对其进行过滤，并输出归一化的波形。

由于超声波流量计需要对脉冲进行精确的定位，因此通常需要配备一个高精度的时标信号。但是任何高精度的时标信号都是具有一定宽度的，如果信号在两个时标脉冲之间到达，这时的计时误差就在1个脉冲之间。通过使用高时标频率结合样条插值拟合波形查找过零点等方法，提高了对过零位置的定位精度，这种方法较单纯提高时标频率更具有可操作性。

#### 1.4.2 论文结构

本论文共分为7章。

第一章阐述的课题的由来和研究意义，给出论文的主要研究背景，把握论文的研究内容和重点。

第二章研究气体超声波流量检测的基本原理和关键技术，并从信号与流场两个角度出发分析影响流量测量的几个关键因素。

第三章是对常见的弯管流动和粗糙管流动的非理想分布流场进行数值模拟和分析。

第四章是流量修正系数的计算；流场对计量精度的影响因素：包括二次流和非对称分布的影响进行分析，并对几种常见的声道布置在典型流场下的误差情况进行了数值研究。

第五章是对气体超声波流量计的二次仪表以及信号处理算法的研究，包括二次仪表的体系结构、超声信号时延估计所面临的问题以及如何实现信号的实时处理和效果检验等。

第六章是超声波流量计的试验研究，包括超声波流量计的实流标定以及标定结果的FWME校正。

第七章是全文总结以及发展展望。

## 第二章 超声流量检测原理及测量不确定度分析

超声波流量计测量声传播路径上的介质流动线平均流速，并通过与修正系数相乘转换为管道截面上的面平均流速，从而可以用截面积和面平均流速的乘积计算瞬时流量。声道长度与传播时间是超声流量计量两个最关键的因素，如果是多声道布置，还需要考虑不同声道之间的权重分配。本章从时差法超声波流量计的计量原理出发，对可能导致声道长度与传播时间这两个基本量测量不确定度的因素进行了分析。

### 2.1 时差法超声流量计量原理

#### 2.1.1 超声流量测量原理

当被测介质处于不同的流速状态时，超声波脉冲在其内部的传播速度相对于相对于固定的坐标系统（如仪表壳体）是不同的，传播速度的变化量和介质的运动速度有关。由此可以根据超声波速度的变化情况求出介质流速，在已知流动横截面积的前提下进而求出流量。由于流量计获得的数据是超声传播路径上的介质线平均流速，而非整个流动横截面的平均流速，因此必须考虑各种不同条件下的速度场包络分布，并依此作出流量的修正。

##### 2.1.1.1 单声道超声波流量计计量

图 2.1 所示为超声波流量计的简化结构， $Tx1$  和  $Tx2$  两个换能器相对于管道轴线的安装角是  $\phi$ ，管径为  $D$ 。在实际的安装情况中，换能器的安装位置并不一定在直径位置，视声道设计的不同而有很大差异。

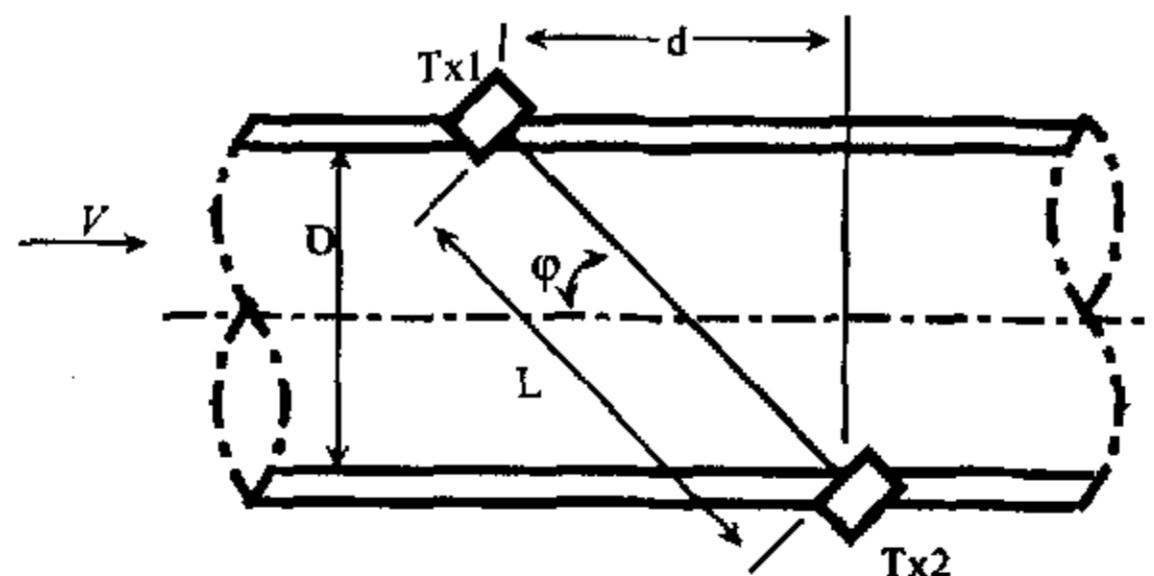


图 2.1 超声流量测量示意图

超声波的实际传播速度  $c$  是声速  $c_0$  和流体在声道方向上的速度分量  $v \cos \varphi$  的和

$$c = c_0 \pm v \cos \varphi \quad (2.1)$$

如果超声波换能器的嵌入安装方式如图 2.1 形式, 超声信号在流体中向上游和向下游的传播时间可以通过公式给出。

$$t_1 = \frac{L}{c_0 - v \cos \varphi} \quad (2.2)$$

$$t_2 = \frac{L}{c_0 + v \cos \varphi} \quad (2.3)$$

$$\frac{1}{t_2} - \frac{1}{t_1} = \frac{2v \cos \varphi}{L} \quad (2.4)$$

式 (2.2、2.3、2.4) 中几个系数的关系如下

$$\cos \varphi = \frac{d}{L} \quad (2.5)$$

$$\bar{v} = \frac{L^2}{2d} \times \frac{\Delta t}{t_1 t_2} \quad (2.6)$$

$$\Delta t = t_1 - t_2 \quad (2.7)$$

根据式 (2.6) 可以获得超声脉冲传播路径上的流体线平均流速  $\bar{v}$ , 获得体积流量还需要进一步换算。为了确定整个管道横截面上的流体平均轴向流动速度, 就需要知道流量修正系数  $K_h$ , 系数  $K_h$  是通过在流量计管段内的速度分布剖面导出, 由此获得流量计声道上的平均流速和整个管道的面平均流速的关系:

$$K_h = \frac{\bar{v}_A}{\bar{v}} \quad (2.8)$$

体积流量可以表达为:

$$q_v = A \bar{v}_A \quad (2.9)$$

其中:

$A$ ——管道的横截面积;

$\bar{v}_A$ ——管道流动的面平均速度。

### 2.1.1.2 多声道超声波流量计计量

在多声道的超声波流量计中,  $\bar{v}$  代表的是不同测量线上的平均流速, 通过合

适的积分方式，在整个截面上估算平均流速：

$$q_v = A \sum_{i=1}^n w_i \bar{v}_i \quad (2.10)$$

其中：

$w_i$ ——不同声道的权重系数，取决于采用的积分算法。

从流量测量公式（2.6）可以看出，采用超声方式进行测量，其流速  $\bar{v}$  只和超声波在两个方向上的传播时间差有关，而和气体的声速  $c_0$ 、组分、温度、压力等无关，由于这些因素通常随着环境变化有很大的差异，与这些因素无关可以在最大限度下减小环境条件变化对测量的影响。

从时差法超声波流量计的计量原理还可以看出，流量计的输出是时间  $t$  和长度  $L$  两个基本量的导出量，其输出具有良好的溯源性，因此超声波流量计不但可以作为一种量值传递的标准，而且还可能作为流体计量的标准而存在<sup>[7]</sup>。

### 2.1.2 测量不确定度分析

在 ISO 5168 和 ISO 7066-1 中，对超声波流量计的测量不确定度来源按以下三种因素进行了区别：

- ◆ 机械的：与管段的几何尺寸有关
- ◆ 物理的：与来流的速度分布有关
- ◆ 电子的：与传播时间测量有关

以下根据流量计算公式对这些因素进行分析。

#### 2.1.2.1 单声道超声波流量计的计量不确定度分析

按式（2.9）使用单声道超声波流量计进行体积流量的测量，可以将之改写成以下形式：

$$q_v = k_h \frac{\pi}{4} D^2 \frac{L^2}{2d} \frac{\Delta t}{t_1 t_2} \quad (2.11)$$

对式（2.11）进行微分，可得体积流量测量的相对不确定度：

$$\frac{\delta q_v}{q_v} = \frac{\delta k_h}{k_h} + 2 \frac{\delta D}{D} + 2 \frac{\delta L}{L} - \frac{\delta d}{d} + \frac{1}{(t_1 - t_2)t_1 t_2} (t_2^2 \delta t_1 - t_1^2 \delta t_2) \quad (2.12)$$

由于式（2.12）中的各个参数彼此之间都是独立的，因此它们的不确定度可以进行平方相加，获得系统的相对不确定度平方和：

$$E_{qv}^2 = E_{kh}^2 + 4E_D^2 + 4E_L^2 + E_d^2 + \frac{1}{(t_1 - t_2)^2} (t_2^2 E_{t1}^2 + t_1^2 E_{t2}^2) \quad (2.13)$$

其中：

$E_{qv}$ ——体积流量的相对不确定度；

$E_{kh}$ ——速度分布校准系数的相对不确定度；

$E_D$ ——管道内径的相对不确定度；

$E_d$ ——问询距离的相对不确定度；

$E_L$ ——问询长度的相对不确定度；

$E_{t1}$ ——传播时间  $t_1$  的相对不确定度；

$E_{t2}$ ——传播时间  $t_2$  的相对不确定度。

### 2.1.2.2 多声道超声波流量计的计量不确定度分析

根据多声道超声波流量计的体积流量计算公式 (2.10)，改写为如下形式：

$$q_v = \frac{\pi}{4} D^2 \sum_{i=1}^n w_i \left( \frac{L_i^2}{2d_i} \right) \left( \frac{\Delta t_i}{t_{1i} t_{2i}} \right) \quad (2.14)$$

采用同样的分析方法，可以获得多声道超声波流量计的计量不确定度：

$$\frac{\delta q_v}{q_v} = 2 \frac{\delta D}{D} + \sum_{i=1}^n \left[ \frac{\delta w_i}{w_i} + 2 \frac{\delta L_i}{L_i} - \frac{\delta d_i}{d_i} + \frac{1}{(t_{1i} - t_{2i}) t_{1i} t_{2i}} (t_{2i}^2 \delta t_{1i} - t_{1i}^2 \delta t_{2i}) \right] \quad (2.15)$$

$$E_{qv}^2 = 4E_D^2 + \sum_{i=1}^n [E_{wi}^2 + 4E_{Li}^2 + E_{di}^2 + \frac{1}{(t_{1i} - t_{2i})^2} (t_{2i}^2 E_{t1i}^2 + t_{1i}^2 E_{t2i}^2)] \quad (2.16)$$

其中：

$i$ ——声道标号

$E_{wi}$ ——权重系数  $w_i$  的相对不确定度。

其他符号的意义与式 (2.13) 相同。

## 2.2 超声波计量影响因素分析

以上的分析只是把系统的测量不确定度按类别分解为速度分布校正系数或权重系数、计量管段几何参数、传播时间测量等几个方面，还需要对这些不确定度出现的原因进行具体分析。

### 2.2.1 信号因素

传播时间是超声波流量计进行流量推算的主要参数之一。流量计获得的全部流动信息都通过超声信号获得，因此超声波流量计设计关键内容之一就是处理每一路超声信号，确定信号质量对于精确测量传播时间是否是可以接受的。如果超声信号本身就存在问题，则传播时间测量和流量测量都不会正确，因此要求超声信号的质量至少要能满足接收器和信号处理算法的要求<sup>[24]</sup>。图 2.2 是一个典型的超声测量简化模型，信号是系统的唯一信息来源。

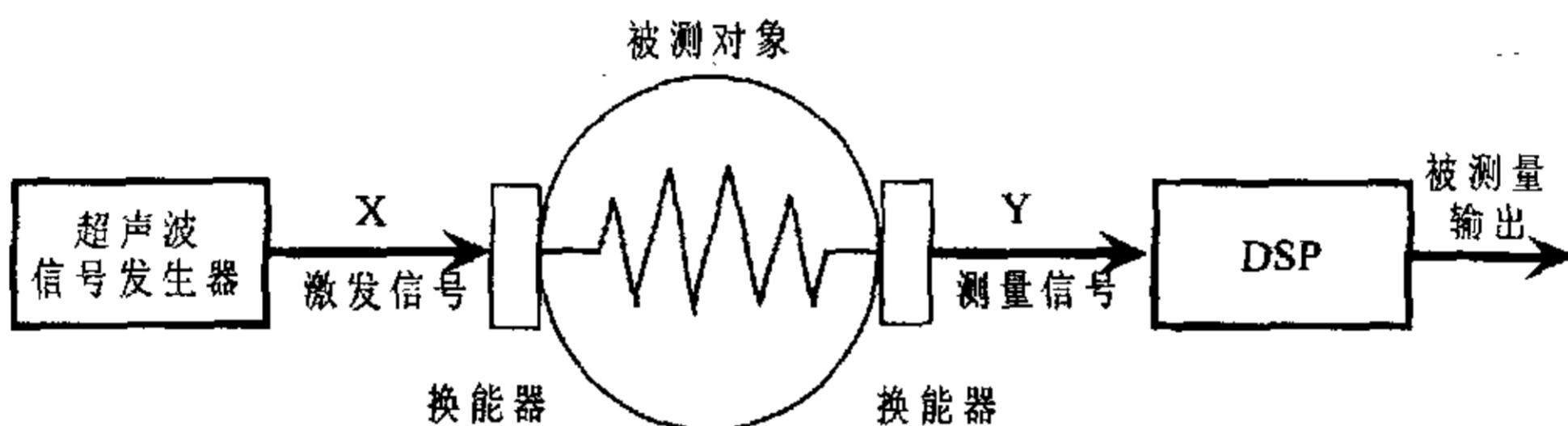


图 2.2 超声测量典型系统

Sanderson 和 Hemp 于 1981 年对超声波流量计的信号检测以及处理情况做了一个总结，从那以后有关声时计量的基本信号处理方法就没有改变过<sup>[34]</sup>。根据 Sanderson 和 Hemp 的分类，超声波流量计的信号处理方法可以划分为时域分析和频域分析两个范畴。具体采用哪一种方法取决于行程时间与超声脉冲周期的关系或声道长度与声波波长的关系。在时域处理的方法中，使用最广泛的是单脉冲传输时间测量法和相关峰值位移法。在单脉冲传输时间测量法中要求进行两项重要的操作：先检测接收脉冲，再估计其到达时间。实际上，几乎所有检测技术方法的实现都是在接收脉冲中识别出一个或者几个预先确定的零电平交点，如图 2.3 所示，当接收脉冲达到预定的幅值电压后，作为信号到达的标志，并启动过零检测单元，接着检测其后的第一个零电平交点，如在图中 1 点和 2 点之间的过零时刻作为信号的到达时刻，也有部分流量计通过测量多个过零电平交点以期更精确的定位波形。在这里只讨论使用基于阈值法的过零检测技术情况下，测量声波传播时间的误差情况。

当采用过零电平检测超声波的传播时间时，因为在一个脉冲周期内必须明确

定义检测点，因此脉冲波形非常重要。脉冲的形状由脉冲的频谱决定，一般而言，换能器的频带越宽，脉冲就越窄。超声波流量计一般采用的换能器频带都较宽，以期产生前沿轮廓清晰的脉冲，简化检测<sup>[24]</sup>。

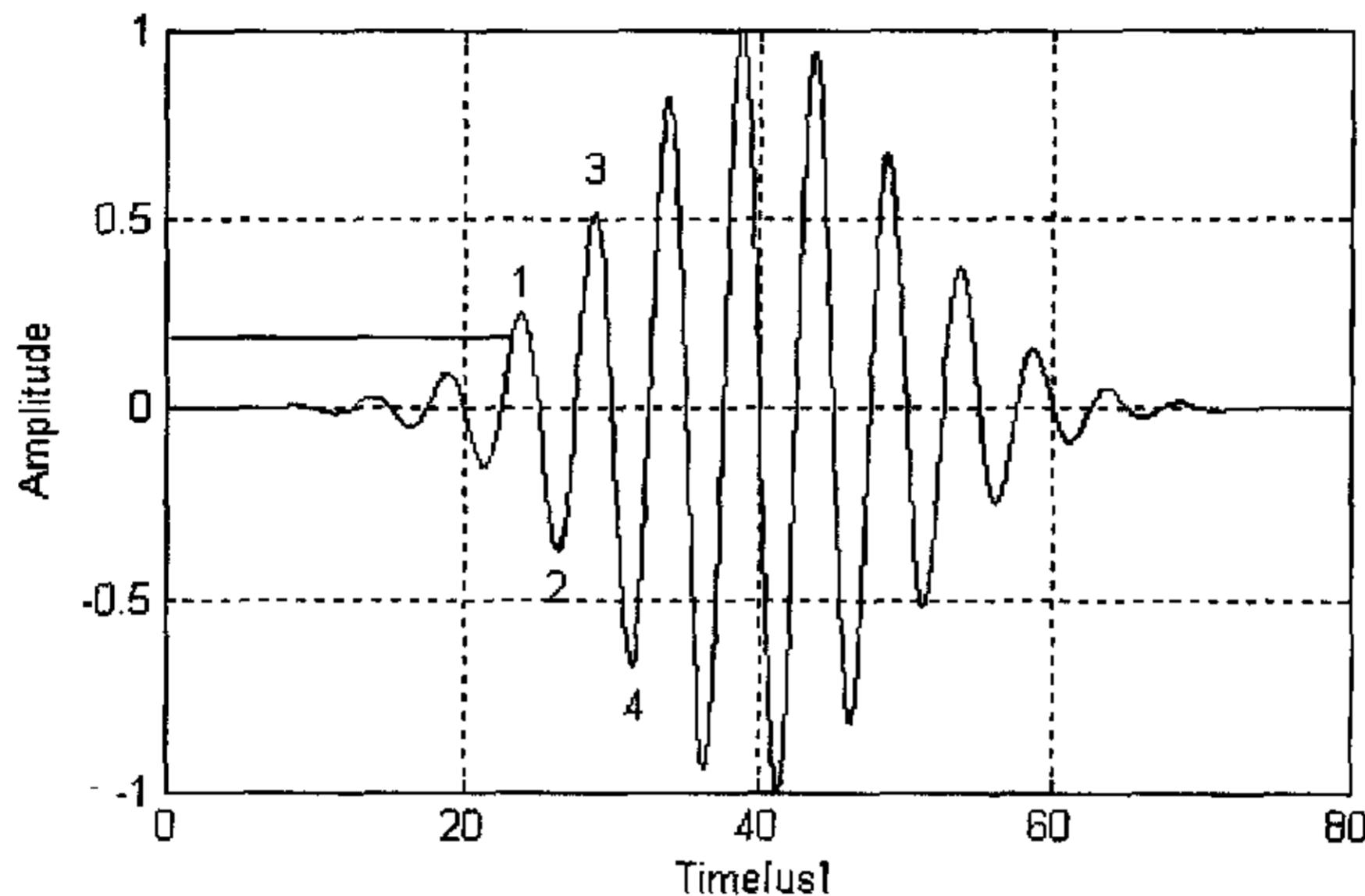


图 2.3 过零电平检测技术

在气体介质测量中，超声波信号的脉冲波形很难保持稳定。在液用超声波流量计中，最常用的办法是当超声电压信号达到门限电压后，门限检测技术依靠选定零位交点直接确定检测点。和液体输送不同，气体在输送过程中一般需要经历数次的升压和降压过程，即使在同一个输送区间内，各种因素也会带来压力波动。超声波在介质中的传播也符合几何声学的定理，在物质界面上反射和透射能量的变化取决于两种介质的声阻抗特性。声阻抗特性主要受介质密度和介质中声速的制约。由于气体在不同压力下介质密度变化很大，因此导致在传播的不同时刻由于压力的波动导致实际发射和接收的声能发生很大变化，最终因为幅值的波动因素导致信号失真。介质中的温度梯度也会导致信号传播路径发生偏移，从而影响信号幅值<sup>[72]</sup>。信号幅值波动可能导致门限电压在超声信号的不同区段或不同周期而错过，传播时间的一个周期也会不同于上次传播时间，在 100KHz 时，传播时间差可以达到 10ms，这将导致百分之几百的误差<sup>[73]</sup>。

为了避免因为信号幅值波动导致漏检或者误判，在气体超声波流量计二次仪表中普遍需要增加自动增益控制（AGC，Automatic Gain Control）<sup>[74]</sup>，来避免接收到的超声信号产生太大的幅度波动。常用的模拟 AGC 器件其放大倍数可以选择的余地并不大。由于信号幅值的波动主要是由超声脉冲在传播过程中发生偏移，因此也有采用渐变曲面反射的方式，让超声始终落在同一个接收点上<sup>[75]</sup>。气体中

的颗粒或者液滴也会使信号散射、变弱，换能器前端的污染物也会消弱信号<sup>[15, 24]</sup>，因此时差法的气体超声波流量计一般用于测量洁净气体的场合。任何导致信号失真的因素都会影响脉冲形状，流动本身也会对形状产生影响。在高流速下，不同速度层之间的剪切作用能把信号拉开，非规则流型也会改变脉冲形状。流量计腔体对外侧声道的边缘效应或小口径流量计内的边缘效应也会改变脉冲形状。

接近临界条件的气体组分，如二氧化碳，能够有选择地衰减超声信号中的某些频率成份，从而改变脉冲形状<sup>[76]</sup>。温度有时也会对超声信号强度产生某些影响<sup>[77-79]</sup>。另外，环境中普遍存在的噪音因素也会导致信号形状改变，影响测量精度的提高。气载噪声通常来源于气体管道中的压降。“无噪”阀门和调节阀是最常见的超声噪声源，因为通常只有把声能转换到较高频率（20kHz 以上），才能取得人听觉上的无噪。

综合而言，当声信号受损时，声波的速度测量会受到严重的影响，并导致传播时间测量的误差和测量准确度的降低，导致声信号问题出现的主要原因：

- ◆ 严重的电子噪音
- ◆ 超声声学噪音
- ◆ 严重的信号衰减
- ◆ 测量段内出现的多相流动
- ◆ 换能器受到污染
- ◆ 测量段内出现严重的密度梯度
- ◆ 严重的湍流

### 2.2.2 时间基准

除了声波信号导致的时延估计误差外，不同的计时方式也会对计时精度产生影响。主要的计时方法包括互相关法和脉冲计数法。互相关法通过对两点之间传播的信号进行互相关计算，获得两者之间的延迟时间信息。假设在一点检测到的超声波脉冲信号为  $x(t)$ ，在经过  $\tau$  时间后该信号传播到另一点，并检测到信号为  $y(t)$ ，则通过两个信号序列的互相关计算就可以获得两组信号之间的时间延迟。

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t+\tau)d\tau \quad (2.17)$$

对于采用脉冲计数法的流量计，其计时分辨率是导致计时误差的非常直接的因素。分辨率是仪器能检测出的待测量最小变化值，是衡量仪器对待测量微小变化反应能力的一个量。如图 2.4 所示，由于计时脉冲总是有宽度的，采用这一技术导致的计时误差在一个脉冲周期之间。提高计时分辨力的主要方法是尽量减少这类测量的随机误差，最简单的办法就是多次测量平均值<sup>[80,81]</sup>。

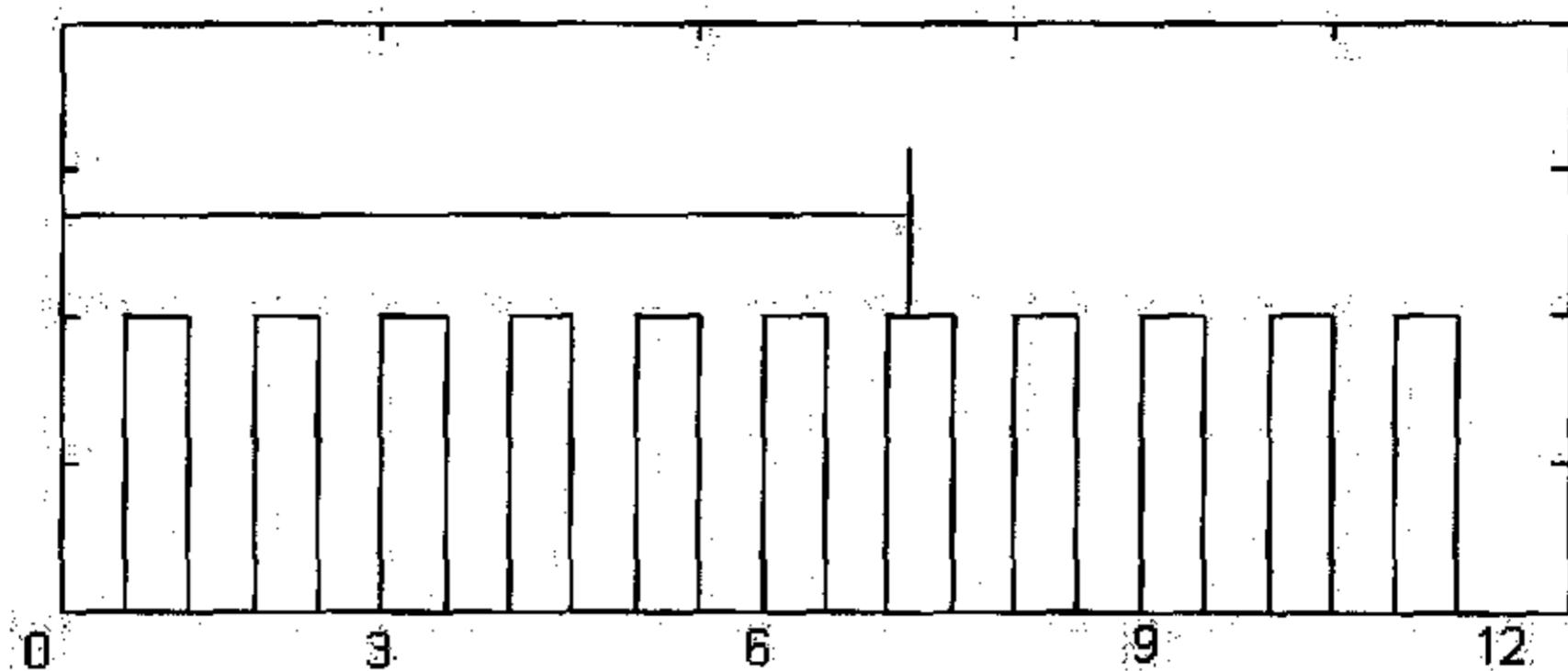


图 2.4 计时脉冲宽度导致的计时误差

除此之外，对于信号在电缆、换能器上的时间滞后，因为环境因素变化导致的电子部件性能差异，换能器安装凹槽内的时间延迟等带来的计时误差属于系统误差范畴，对这类误差需要通过时延测试、温度压力修正、零流量校验修正等进行排除，在超声波的试验研究一章有详细说明。

另外，超声波脉冲在管道内的传播长度会随着流速发生变化，这会导致测量的基准发生变动。超声波在流动流体中的传播并不是直线方式进行，顺流和逆流时的传播轨迹也不同<sup>[82]</sup>，其路径可以用几何声学的声线跟踪方法进行计算。假定声速  $c$  为常数，根据 Boone 和 Vermaas (1991) 的推导，声线跟踪方程可写成

$$\frac{dx}{dt} = c \times \cos \varphi(r) + v(r) \quad (2.18)$$

$$\frac{dr}{dt} = c \times \sin \varphi(r) \quad (2.19)$$

$$\frac{d\varphi(r)}{dt} = -\cos^2 \varphi(r) \frac{dv(r)}{dr} \quad (2.20)$$

式中：  $\varphi(r)$ ——局部声道夹角

$v(r)$ ——管道截面上的流动速度

只要确定传感器的位置就可以确定声道曲线。由于沿管道截面的流动速度  $v(r)$  不是常数，所以声道呈曲线形式，声道夹角也不是常数。声道的曲率取决于雷诺数 ( $Re$ ) 和马赫数 ( $M_f$ )，并随着马赫数的增加和速度分布的改变而变化。管道中的马赫数定义为

$$M_f = \frac{u_A}{C_0} \quad (2.21)$$

式中,  $u_A$  为管道中的平均流速,  $C_0$  是声速。当  $M_f$  很小时 ( $M_f < 0.1$ ), 超声波的传播路径近似为直线, 随着  $M_f$  的增大, 其传播路径的弯曲程度也逐渐增大。在图 2.5 中可以看出, 当超声在流动流体传播时, 顺流和逆流的传播路径长度不同。从信号角度考虑, 在这种情况下不管是发射还是接收换能器都会在能量转换上存在瞬时, 因此传播路径弯曲程度越大, 接收到的信号越微弱, 由于超声换能器发射角的限制, 甚至可能检测不到信号。

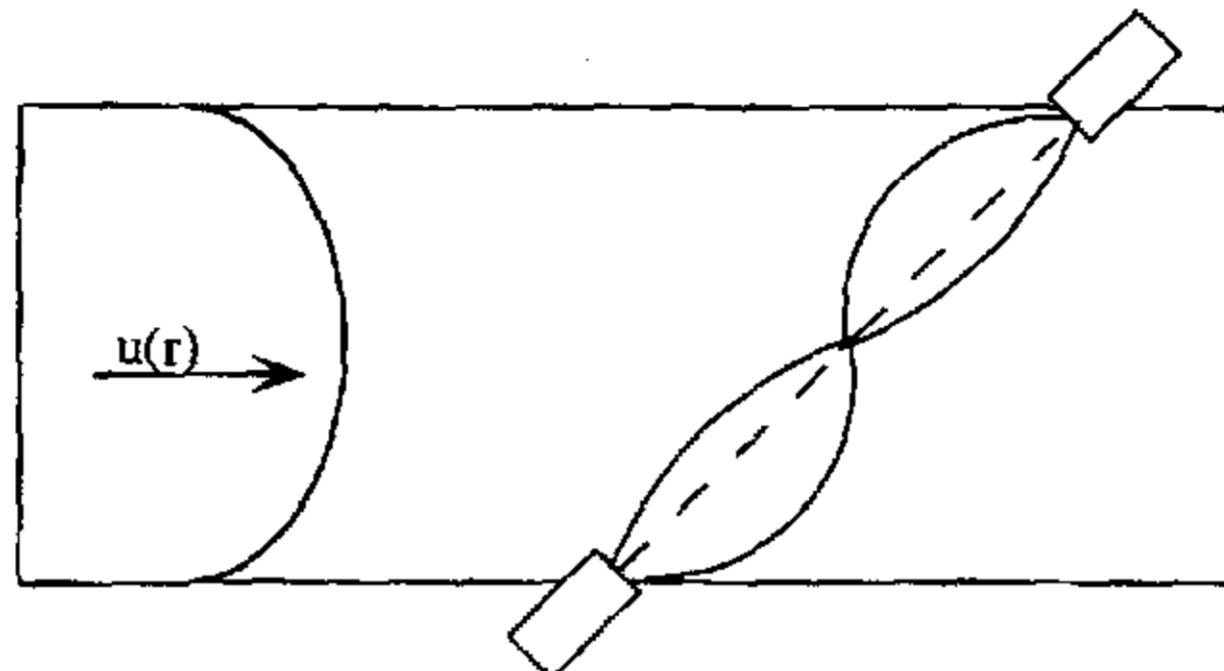


图 2.5 超声波在流动流体中的传播路径

由于过零检测的起始点是通过设置阈值触发的, 当信号到达后还需要一个延时才开始检测, 这导致一个系统误差。另外, 当信号幅值发生波动时, 由固定阈值启动过零检测的起始时间也会相应改变。在气体中传播的超声脉冲信号如图 2.6 所示, 当流速增加时, 接收到的信号幅值会降低, 如果信号处理单元无法适应这种情况就可能导致检测到的传播时间增加。

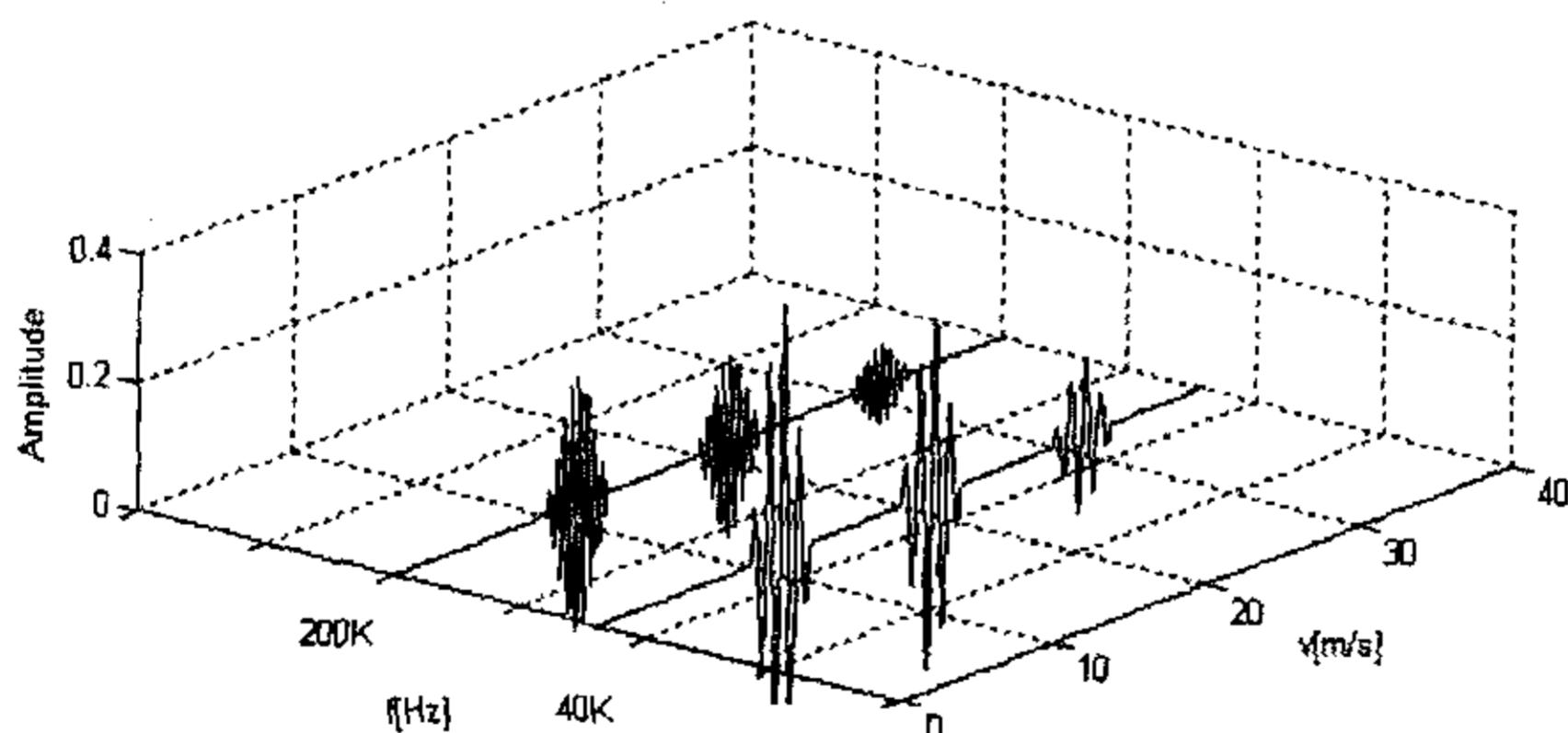


图 2.6 超声幅值随着流速变化波动

### 2.2.3 流场因素

速度式流量计需要知道气体通过管道流动的平均速度。理想的速度式流量计

是在截面上无限多点同时对流体流速进行测量，然后在整个测量平面的横截面积内求流速的和，导出平均流速。就超声波流量计的基本原理而言，其最初的设想主要是工作在理想流动状况下，例如经过充分发展的长直管道层流或者湍流，试验结果表明，单声道的超声波流量计在良好的流场环境中可以达到 0.5% 的计量精度；如果安装在单一 90° 弯管下游 19D 处，其误差可以超过 4%，下游 78D 处其测量误差仍然可以达到 2%~2.2%，由此可见流场非理想变化对计量精度影响的严重程度<sup>[83]</sup>。超声波流量计使用有限个数的声道去获取整个流动截面的信息，由于信息的不完整性，必然导致测量情况和实际情况之间出现偏差。因此超声波流量计在设计以及使用过程中，都非常强调对实际流场的要求，希望流动在到达流量计入口时能保证流动充分发展，这是超声波流量计的一个固有局限。由于超声波流量计的计量精度依赖于流动状态，而流动状态又与诸多因素有关，因此测量时应仔细考虑测量条件是否满足设计要求<sup>[84]</sup>。在 A.G.A. 的 9 号报告中，推荐的前置直管段不小于 10D，后置直管段不小于 5D。

在工业环境中由于安装效应的存在，流动是很难达到稳定的，流场中必然存在各种波动。在充分发展直管道流动中，特定剖面上的速度分布都可以根据公式获得精确解，因此在实验室或者是与实验室条件相当的条件下，几乎所有的超声波流量计都可以达到很好的计量精度<sup>[84]</sup>。在工业现场流量测量过程由于各种干扰因素的存在，实际误差比技术文档中的一般都要大<sup>[85,86]</sup>。扰流影响的是对线平均流速  $\bar{v}$  测量和对面平均流速  $\bar{v}_A$  计算的不确定度。当实际流动和设计的情况不符合时，使用速度分布校准系数  $K_h$  计算截面的平均流速就有很大的误差。上游安装的泵，阀等都会成为流场干扰因素，甚至在超声检测换能器安装位置附近存在焊接凸缘、法兰盘突起等都会使流场的速度剖面产生较大变化而使原先设计好的流量修正系数出现较大误差。

对超声流量测量影响最大的是扰流中存在径向速度分量，最常见的是因为弯曲管道引起的二次流动。当流体在弯曲管道中流动时，在离心力的作用会出现不稳定，从而产生迪安（Dean）稳定性问题<sup>[87]</sup>，图 2.7 是产生迪安稳定性问题的弯管。弯管中产生的径向流动现象，通常使用二次流来称呼，用以区别轴向流动（一次流动）。

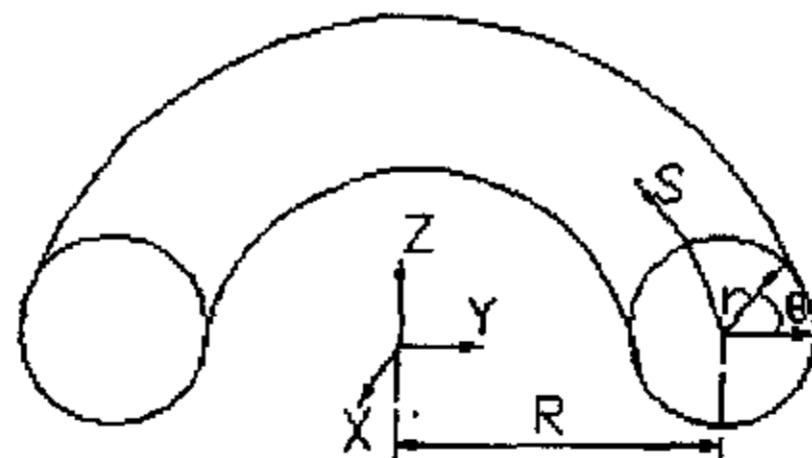


图 2.7 产生迪安稳定性问题的弯管

二次流的产生是因为弯管内、外侧的曲率不同，当内部流体微团运动时，由于离心力的不同在管道截面上产生一个力场，从而推动流体微团产生径向运动。

二次流的强度可以通过一个无量纲数（迪安数， $Dn$ ）来表示：

$$Dn = (U_{\theta_m} d / \nu)(d / R_l)^{1/2} \quad (2.22)$$

式中： $U_{\theta_m}$ ：两壁面间的平均速度，m/s

$d$ ：管道内径，m

$\nu$ ：动力学粘度  $\text{m}^2/\text{s}$

$R_l$ ：管道弯曲半径，m

流动速度越快，管道弯曲半径越小，在管道内部的二次流强度就越大，只有当流体由于内摩擦并且失去了借以维持二次流的动力来源，其强度才会逐渐衰减<sup>[88]</sup>。对于管道流场以及引起的测量误差在第3章和第4章有进一步的分析。

#### 2.2.4 仪表壳体几何尺寸误差

超声波流量计的诸多误差因素中，流场安装效应与信号时延因素是最容易被注意的，而在制造以及使用过程中由于管径、安装方位角等因素同样会对测量造成严重的影响<sup>[86]</sup>。在测量过程中，超声波流量计壳体的横截面积必须是不变的，并且已知超声波声程的整个长度。如果横截面积因为温度或者应力等发生变化，将导致流经的气体流速以及分布情况发生变化，准确地测量流速将成为不可能。在制造过程中，还有一个问题是很难按真正的管道直径定位换能器，如果超声波换能器不能很准确地对中，流量的测量也要受损失。测量误差与管道横截面积的测量值的误差成正比<sup>[89]</sup>。

换能器的定位误差主要影响了超声波的传播声程  $L$ 。导致定位误差的原因除了制造以及安装因素外，还包括因为温度变化时壳体热胀冷缩效应导致的换能器距离变动。

如果超声波流量计的管壁内表面存在沉积物，也会同样影响流量计的流通截面积，流通面积的减少会导致气体流速的增加，从而产生正的测量误差。例如一个 150mm 口径的超声波流量计，如果内表面附着 0.2mm 的沉积物，将带来+0.51% 的测量误差。

### 2.3 小结

本章对超声波流量计的计量原理以及测量不确定度进行了分析，根据误差源的性质及其发生原因，主要归类为以下几点：

- 1、超声传播时延估计使用的时间基准误差；
- 2、超声的实际传播长度误差；

- 3、安装效应导致面平均流速测量误差；
- 4、信号失真导致的流场信息获取不准确。

本文的研究内容将主要针对关键的流场安装效应、信号因素两个问题进行展开。

### 第三章 超声波流量计流场研究

超声波流量计的缺点是对流场状况非常敏感，但是目前大部分研究重点都集中于二次仪表，即如何利用现代检测技术通过信号处理的方法来提高仪表性能。由于未对流场流动特性做深入系统的原理性分析，因此不能从根本上解决问题，也没有充分发挥一次仪表的性能改善潜力。本章针对超声波流量计可能遇到的理想与典型非理想流场流动情况进行研究，为第四章的超声波流量计声道系统流场适应性研究提供速度场分布数据。

#### 3.1 理想状态下的管道流动分析

超声波流量计的设计条件是其入口处流场能接近理想流动，在满足该条件的前提下，即使是单声道的超声波流量计也可以获得非常良好的测试精度<sup>[90]</sup>。所谓理想流动指的是速度场中只存在平行于管道轴向的速度分量，不存在径向分量，并且速度场在截面上的分布已经获得充分发展。超声波流量计的基本仪表参数就是根据理想流动下的速度分布情况计算获得。

##### 3.1.1 充分发展的管道层流

当管道中的雷诺数小于 3500，认为其中的流动属于层流状态。此时的管道速度分布公式可以根据流体微团的受力平衡推导获得：图 3.1 所示为流体在长直水平圆管中的恒定层流流动情况，在管道内取出半径为  $r$ ，长度为  $l$ ，与管道的轴线重合的小段圆柱，作用在圆柱两端面的压力分别取为  $P_1$  和  $P_2$ ，作用在圆柱侧面的内摩擦力为  $F_f$ 。由受力平衡的准则，可以建立方程：

$$(p_1 - p_2) \times \pi r^2 = F_f \quad (3.1)$$

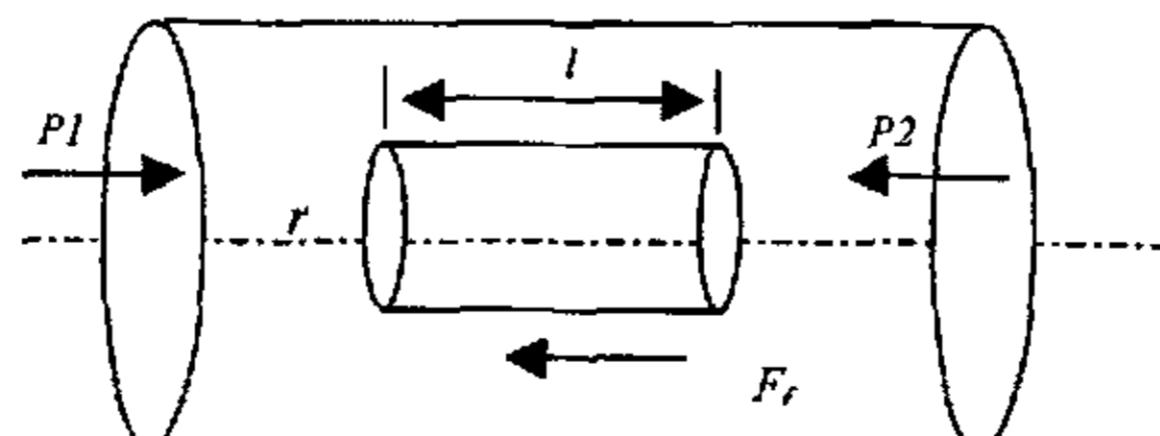


图 3.1 管道层流状态下的流体受力分析

由于相邻层面上流动的内摩擦力与层面的接触面积  $A$ 、层面间的速度梯度  $du/dr$  以及流体的粘度  $\eta$  成正比<sup>[91]</sup>，因此其中的内摩擦力可以表示为：

$$F_f = -A\eta \frac{du}{dr} = -2\pi rl \times \eta \frac{du}{dr} \quad (3.2)$$

令  $\Delta p = p_1 - p_2$ ，由式 3.1 和式 3.2 可得到

$$\frac{du}{dr} = -\frac{\Delta p}{2\eta l} r \quad (3.3)$$

设置不可滑移边界条件，即当  $r$  等于管道半径  $R$  时，流速  $u$  为 0，对式 3.3 进行积分得到

$$u = \frac{\Delta p}{4\eta l} (R^2 - r^2) \quad (3.4)$$

由式 3.4 可知管道内的层流流动为抛物线分布，最大流速发生在轴线上，其数值为  $u_{\max} = \Delta p R^2 / (4\eta l)$ 。为使流速分布的表达具有普遍性，引入量纲变换，将流速用最大流速表示为

$$u(r) = u_{\max} \left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) \quad (3.5)$$

由式 (3.5) 可以获得在层流状态下的速度分布，如图 3.2 所示，其分布形式为抛物线状。

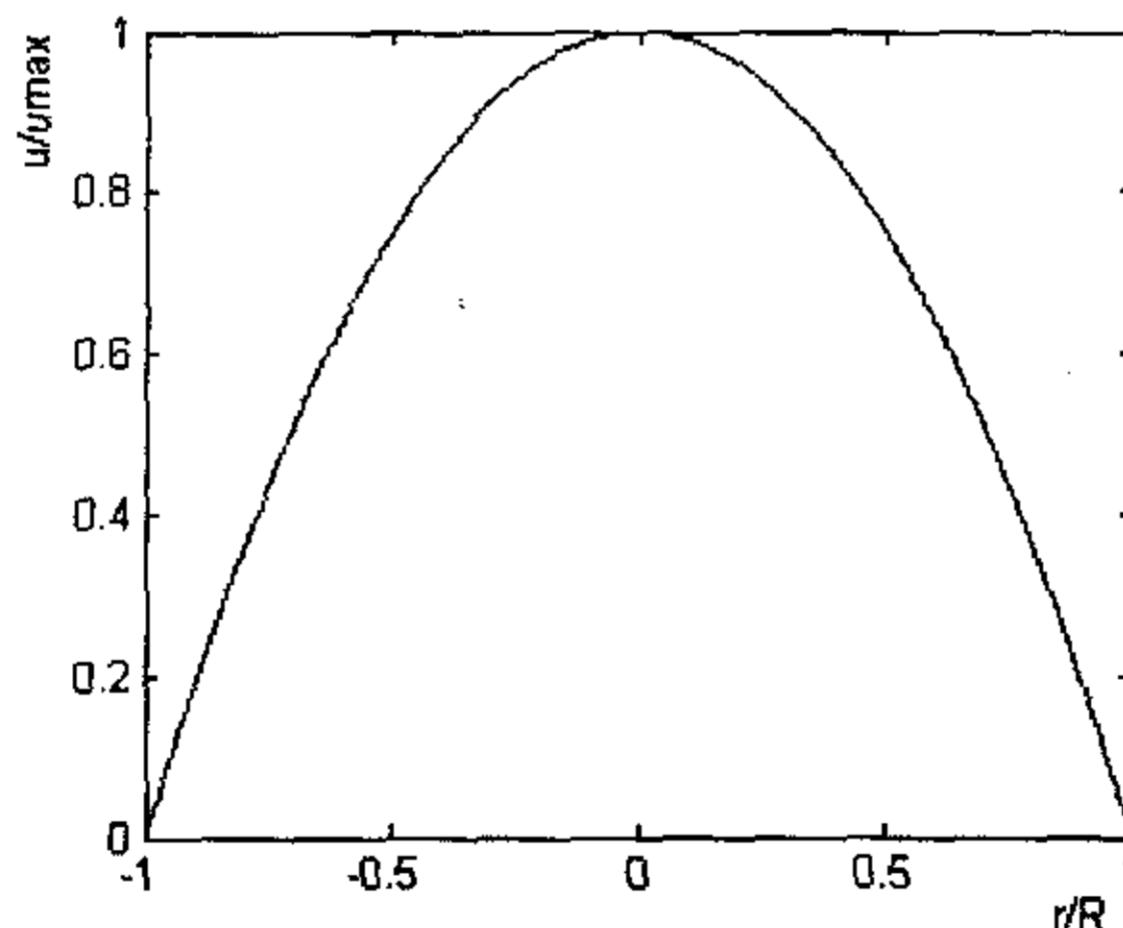


图 3.2 层流状态下的速度分布

在管道截面上对流速积分并平均，获得理想层流流动的面平均流速

$$u_A = \frac{\int_A u dA}{A} = \frac{\int_0^R u \times 2\pi r dr}{A} = \frac{\Delta p R^2}{8\eta l} \quad (3.6)$$

由式 3.6 以及前面  $u_{\max}$  的计算可知, 层流管道内的平均流速为最大流速的一半

$$u_A = \frac{1}{2} u_{\max} \quad (3.7)$$

在层流状态下, 如果超声波声道安置在管道中部, 其线平均速度

$$u_L = \frac{1}{L} \int_L u(r) dL = \frac{1}{R} \int_0^R u_{\max} \left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) \times dr = \frac{2}{3} u_{\max} \quad (3.8)$$

### 3.1.2 充分发展的管道湍流

当管道内的雷诺数达到 4000 以上时, 可以认为已经进入湍流状态。由于湍流流动的复杂性, 很难用一个公认的定义全面阐述其所有的特征, 通常认为湍流场是由各种大小和涡量不同的涡旋叠加而成<sup>[87]</sup>, 为了研究的方便, 通常引入时均流速的概念, 同时在时均流速上叠加扰动。对于充分发展的湍流流动速度分布通常采用半经验的幂函数表示<sup>[92]</sup>

$$u(r) = u_{\max} \left(1 - \frac{r}{R}\right)^{\frac{1}{n}} \quad (3.10)$$

式中,  $n$  是管道雷诺数和管道粗糙度的函数, 为管道沿程阻力系数  $\lambda$  开方的倒数 (关于管道沿程阻力系数在粗糙管道流动一节有详细讨论)。对于光滑管道, 可以用普朗特 (Prandtl) 方程表示

$$n = 2 \log_{10} \left( \frac{Re}{\lambda} \right) - 0.8 \quad (3.11)$$

图 3.3 是在雷诺数从  $10^4 \sim 10^7$  范围内的  $n$  值, 图 3.4 是将流速用最大流速归一化的湍流速度分布, 当  $n$  变大时 (相当于雷诺数变大), 管道内的速度分布趋于平坦。

获得管道湍流流动的速度分布公式后, 通过在截面上对分布公式积分, 可以获得管道内的面平均流速为:

$$\begin{aligned} u_A &= \frac{1}{A} \int_A u(r) dA = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^R u_{\max} \left(1 - \frac{r}{R}\right)^{\frac{1}{n}} \times 2\pi r dr \\ &= \frac{2n^2}{(n+1)(2n+1)} u_{\max} \end{aligned} \quad (3.12)$$

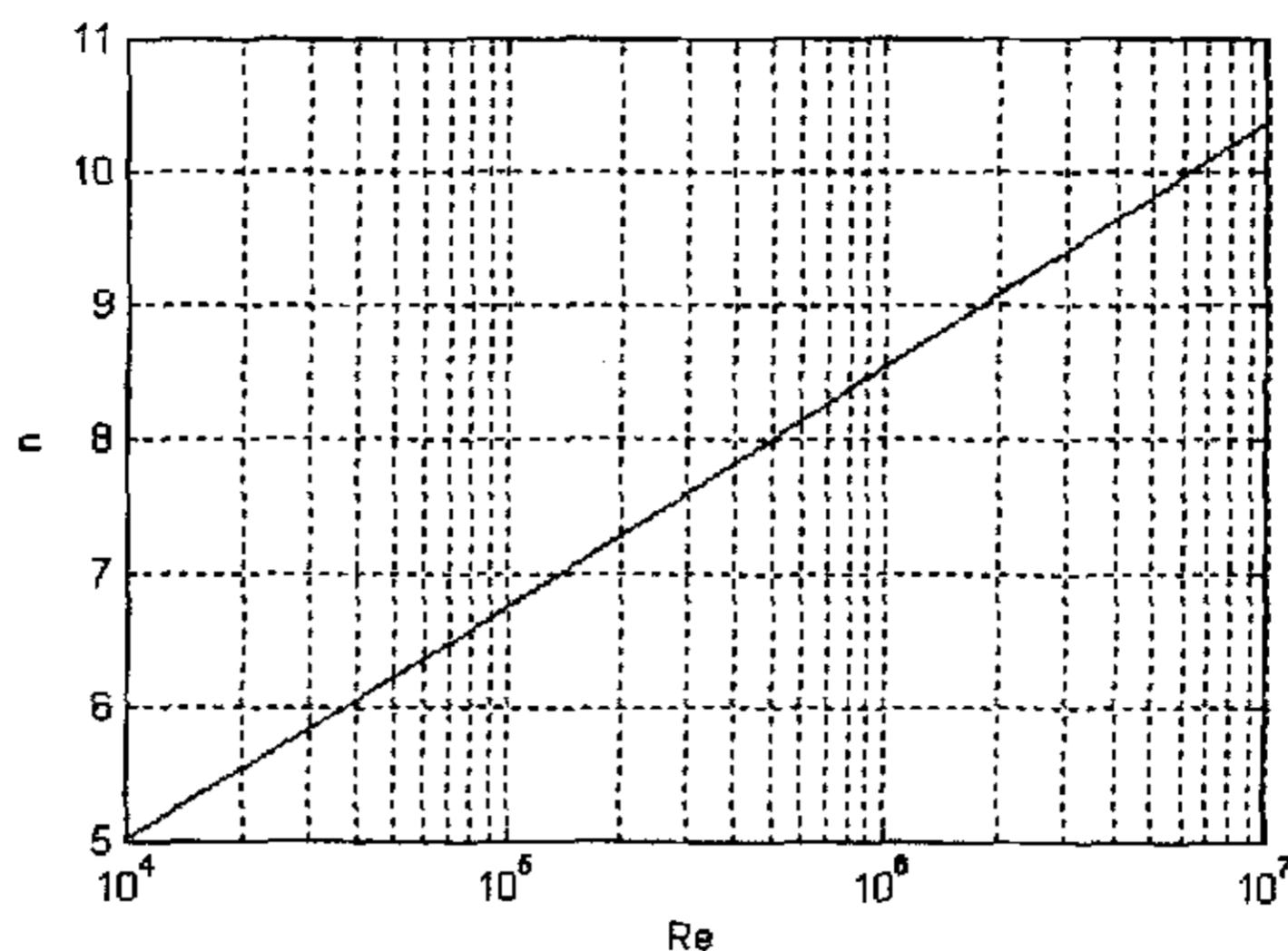
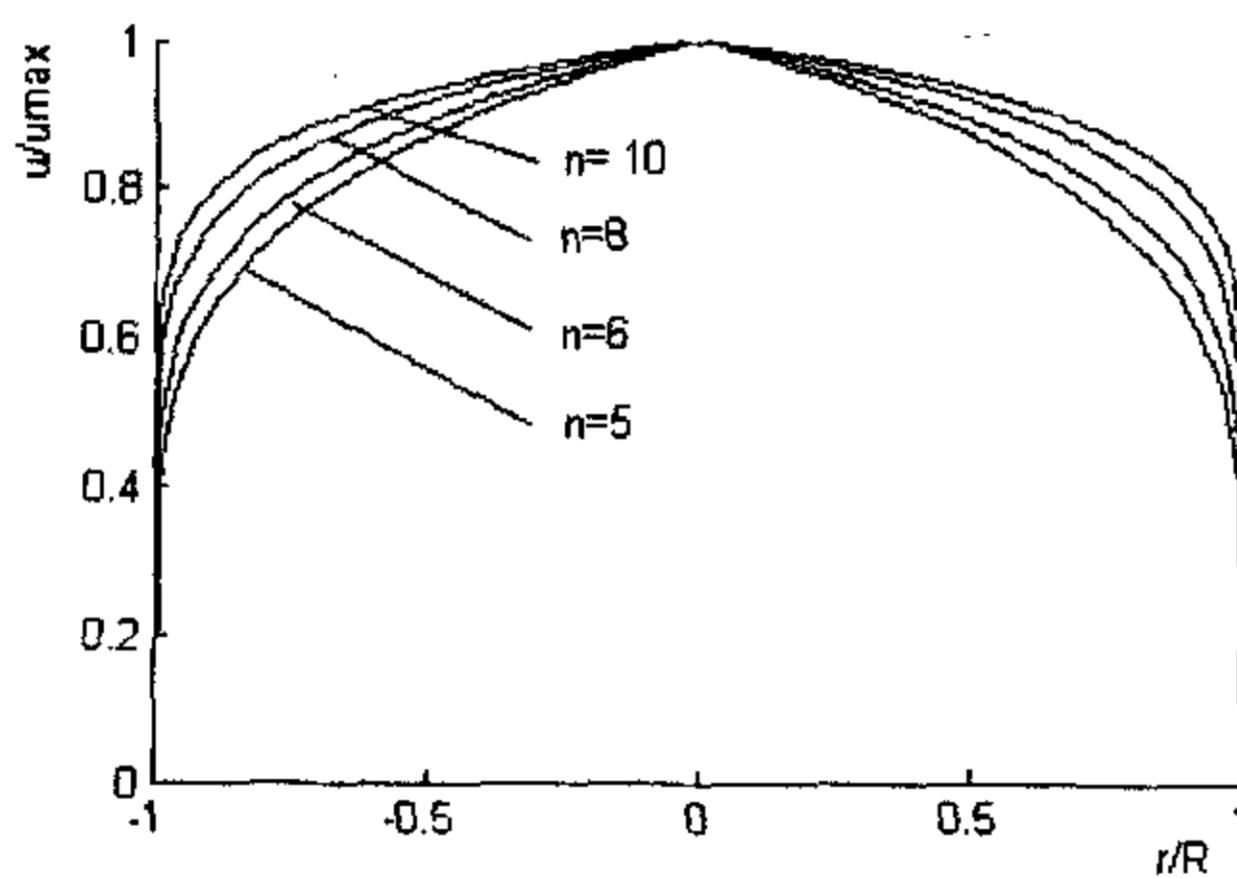
图 3.3 雷诺数  $Re$  和  $n$  值的关系

图 3.4 光滑圆管湍流速度分布

如果超声波声道安置在管道中部，在声道路径上对分布公式积分，可以获得该路径上的线平均速度为

$$u_L = \frac{1}{L} \int_L u(r) dL = \frac{1}{R} \int_0^R u_{\max} \left(1 - \frac{r}{R}\right)^{\frac{1}{n}} dr = \frac{n}{n+1} u_{\max} \quad (3.13)$$

### 3.2 弯曲管道流动研究

对流量计测量精度影响最大的是管道中的涡流（主要是径向速度分量）。当存

在时,各个声道测得的平均流速与实际流速存在一定差异,从而产生测量误差。涡流强度对测量的影响程度主要取决于仪表结构,以及前后管道、仪表的安装布置情况(因此这方面的研究亦被称为“安装效应”研究)。在流量计一次仪表管段内,沿着适当的半径中点和直径布置声道,可以提高仪表对环向流和横向流的适应能力;同时根据理论分析确定各个声道的权重系数,尽量减少或者消除复杂流动的不利影响<sup>[24]</sup>。Dell'Isola Marco 等人<sup>[90]</sup>于 1997 年在多种管道布置下对单声道和多声道超声波流量计进行了试验研究(包括搭配整流器的情况),结果表明:单声道的超声波流量计在良好的流场环境中可以达到 0.5% 的计量精度;如果安装在单一 90° 弯管下游 19D 处,其误差可以超过 4%,下游 78D 处其误差仍然可以达到 2%~2.2%。

通过对管道流动的流体动力学模拟,已经是目前安装效应研究中最常用的手段。本节从计算网格的构造、模式理论的选用等方面对典型的管道流动进行研究。

### 3.2.1 管道流场计算方法讨论

弯曲管道大量存在于各种管道输送场合,最常见的是用于空间方向转换、装配、防止热胀冷缩损坏等。也有专门利用介质在弯曲管道中运动产生的各种流场因素来获取直线管道不能提供的便利,包括增加热、物质以及动力交换的效率<sup>[88]</sup>,在这些研究方向上存在的大量成果都可以作为超声波流量计管道流场研究的参考。也存在若干专业研究中心,专门针对超声波流量计的安装效应进行计算流体动力学(CFD, Computational Fluid Dynamics)研究<sup>[93]</sup>。在电磁流量计领域,也存在对安装效应的研究<sup>[64]</sup>。

长期以来,对于弯管内部流体流动的主要研究方法包括理论分析、数值计算以及试验研究等<sup>[95]</sup>,其中理论分析大部分都是利用摄动法获得流动的半解析解,在单段弯管、特定的雷诺数范围内可以很好地给出流动情况,但是适用范围有限,当雷诺数很大以及存在多段弯管等的情况下解决问题的能力欠缺。试验研究在以前的流场波动研究中占有非常重要的地位,主要使用的设备包括各种压力传感器、激光多普勒设备等<sup>[96]</sup>,但是进行试验通常需要大量的时间,如果试验需要特殊条件(例如高压环境下)进行操作,其费用会非常昂贵。试验研究另外的不利因素是其获得的数据通常采集自有限数量的离散点,很难获得整个流动观察面上的信息,并且试验结果也只是针对特定的流动条件。

CFD 技术在数值计算技术(包括连续方程、动量方程、能量方程以及各种模式理论)发展之后,逐渐进入成熟状态,并在工程流场计算中占据了重要的地位。当需要解决的流场问题本身遵循的规律比较清楚,建立的数学模型比较准确并为实践证明能反映问题本质时,数值模拟是具有较大的优越性的,而且具有良好的重复性、条件易于控制,在实践中也可能通过数值模拟发现一些新现象,例如两

个孤立波相互作用的一些特性就是通过数值模拟首先发现的<sup>[97]</sup>。但是数值模拟也有一定的局限性，首先在数学模型上就很难做得准确，特别是当有些问题本身的机理都没有完全搞清楚，而且有些复杂规律是很难用准确的数学模型加以描写，通常采用各种半经验模型，这就大大降低了计算的正确性和可靠性。其次对于模拟中方程的离散处理时，需要对计算中遇到的稳定性、收敛性进行分析，这就要求具有一定的技巧。在计算过程中，还要注意计算机本身条件的限制。因此对于计算的结果，最好是获得试验的验证。

在 Navier-Stokes 方程的求解过程中，主要的问题包括流动模式理论的选择、方程的离散和求解等，目前在流场计算中常用的离散方法包括涡方法、有限差分法和有限体积法等<sup>[1]</sup>。

### 3.2.1.1 离散涡方法

离散涡方法通过将不可压缩流体中连续分布的涡量场离散为有限数目的涡单元，然后用涡动力学方法追踪这些涡单元的时间历程，实现对流动的模拟。离散涡理论的出现是人们对湍流认识深入的结果，现在已经认识到湍流兼有随机性和拟序性，其基本结构之一就是各种尺度的涡（eddy），既有大量随机小涡构成背景流场，也有大尺度拟序的涡结构在统计意义上存在<sup>[98]</sup>。

### 3.2.1.2 有限差分法

在各种流动计算问题中，有限差分方法是非常重要的方法。由于流动控制方程都是由函数变量及其一阶或二阶微商构成，有限差分分解法通常首先将求解区域离散化，用一组离散点变量的值来近似连续分布的解，然后导数用离散值的代数表达式来近似，这样原来的微分方程就变成一组代数方程。同时将边界条件也离散化，这样在一定边界条件下求解偏微分方程的问题转化为一定离散化边界条件下的代数方程组求解问题<sup>[99]</sup>。

### 3.2.1.3 有限体积法

本论文中使用商业化 CFD 软件 FLUENT 进行仿真，其使用的离散方式就是有限体积法<sup>[100]</sup>。有限体积法（Finite Volume Method, FVM）通过将计算域划分为若干个规则或者不规则形状的单元或者控制体，通过计算出每个控制体边界法线方向输入或输出的流量和动量后，对每个控制体分别进行流量和动量平衡计算，便得到计算时段末各控制体的平均压力和流速<sup>[101]</sup>。由此可知，有限体积法是对推导原始微分方程所用控制体途径的回归，其物理意义也更清晰。对于显性（explicitly）FVM，其跨边界通量的计算只使用了时段初值，而在隐性（implicitly）FVM 中，其跨边界通量的计算需要使用涉及时段始末的值。由于跨控制体间界面输送的通量，在相邻的两个控制体来说是大小相等，方向相反，因此对整个计算

区域而言，所有沿内部边界的通量互相抵消。对于由一个或者多个控制体组成的任意区域，乃至整个计算域，都严格遵守物理守恒律，不存在守恒误差，并且能正确计算间断。

### 3.2.2 计算网格研究

对于流体动力学计算而言，其最重要的两个问题就是如何构造良好的计算网格和选择何种模式理论以及离散方法。对于计算网格而言，其疏密决定了控制体内部点上的数值精确程度。为了能获得精确的计算结果，一般希望在计算能力允许的情况下采用较密的网格，以增加局部流场的表现能力，由此需要在可动用的计算资源和计算精度之间做一个平衡。为了在有限的计算资源限制下，仍然能够对整个流场能有良好的表现能力，采用变间距的网格成了必然的选择，具体的做法是在数值变动梯度大的区域设置更密的网格增加对局部流场的把握，而在变动梯度小的区域使用稀疏的网格以节省计算资源。

由于零滑移条件的限制，流场边界上是变动最为剧烈的区域，入湍流流动的边界就可以划分若干个过渡，分别为粘性底层、完全湍流层和粘性上层。如图 3.5<sup>[87]</sup> 所示

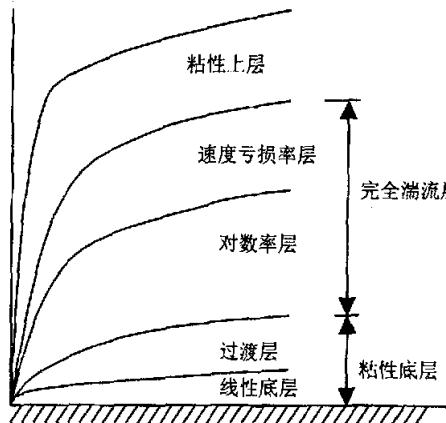


图 3.5 湍流的边界分布

根据以上的分层流动模型可知在壁面附近流速梯度最大。为了在壁面附近构造更细密的网格，将圆截面划分为 4 个圆弧，在每个圆弧上根据点的位置进行网格划分。图 3.7 为 1/4 圆弧上的网格划分，如果将其经过保角变换，映射到正交坐标上，则如图 3.8 所示

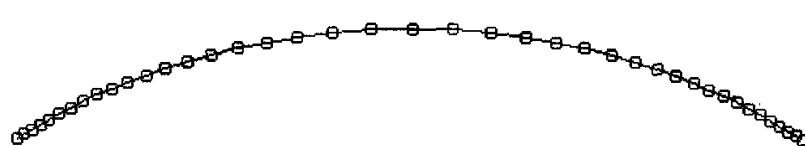


图 3.6 1/4 圆弧上的网格划分

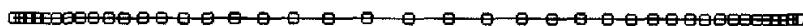


图 3.7 保角变换之后的线网格划分形式

在圆截面上使用结构化网格进行网格划分方法主要有两种，其基本形式如图 3.9 和图 3.11 所示。图 3.9 是按照极坐标形式，按半径  $r$  和角度  $\phi$  两个方向进行划分。映射到直角坐标后的网格如图 3.10 所示，极坐标的圆心位置被拉成一条直线。

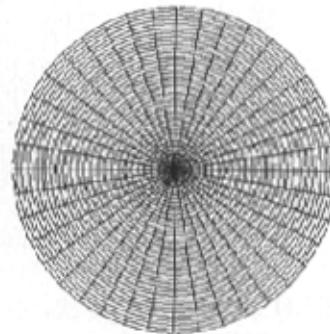


图 3.8 按极坐标进行网格划分

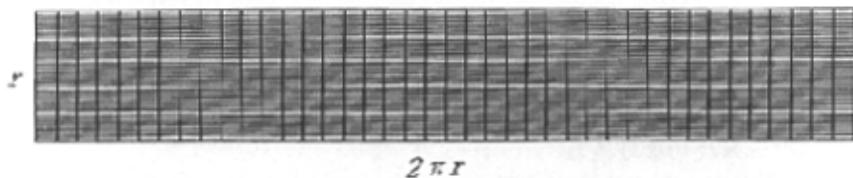


图 3.9 映射到直角坐标之后的网格形式

通过将圆截面的分段圆弧进行网格划分是较好的网格划分形式。如图 3.10 所示，整个圆被划分为 4 段圆弧，映射到直角坐标后（图 3.11），可以清楚的看到截

面上的分界点成为新网格中的顶点。

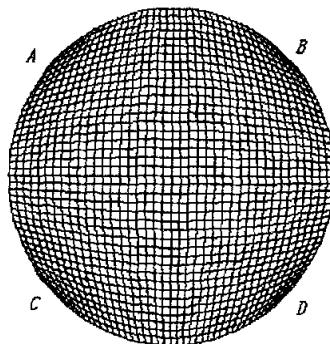


图 3.10 按分段圆弧进行网格划分

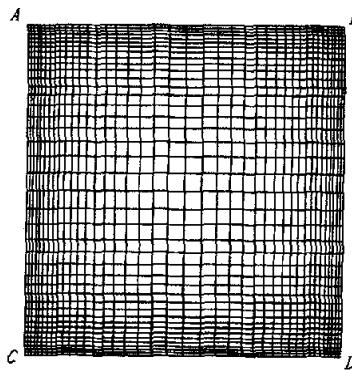


图 3.11 映射后的网格形式

通过比较图 3.9 和图 3.11 两种网格划分形式, 认为采用分段圆弧的划分形式可以同时在两个方向上控制网格的疏密程度。而在极坐标形式的网格中, 由于只能在半径  $r$  方向上对边缘网格进行加密, 而如果同时在角度  $\phi$  方向上增加网格密度, 就会对整个计算域产生影响, 增加计算量。因此在这里的流场计算中, 使用图 3.10 所示较优化的分段圆弧网格划分形式。

### 3.2.3 弯管二次流的仿真模型研究

#### 3.2.3.1 二次流强度的数理表征

在弯管流动中, 对二次流形成影响较大的两个无量纲常数为雷诺数 ( $Re$ ) 和迪安数 ( $Dn$ )。迪安数表征了管道中二次流强度的大小, 其与雷诺数的关系可以表示为

$$Dn = Re \times \sqrt{\frac{d}{R}} \quad (3.14)$$

式中：  $d$ ——管道的水力直径；  
 $R$ ——管道的弯曲半径。

由上式可知，管道中二次流强度受流动  $Re$  和管道曲率的变化控制。在管道半径固定的前提下，流动速度越快，或者管道弯曲半径越小，形成的二次流就越强。

### 3.2.3.1 弯管流动的仿真模型

弯管流动的数学模型是建立在质量守恒定律上的连续性方程、动量守恒定律上的运动方程和热力学第一定律上的本构方程基础上，无论管道弯曲形式如何，其数学模型表达式都是一样的，决定方程解的因素是边界条件的变化。

#### 1、弯管流体力学基本方程组：

##### ①连续性方程：

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial x_i} (\rho u_i) = 0 \quad (3.15)$$

##### ②运动方程：

$$\frac{\partial}{\partial t} (\rho u_i) + \frac{\partial}{\partial x_j} (\rho u_i u_j) = - \frac{\partial p}{\partial x_i} + \frac{\partial \tau_{ij}}{\partial x_j} + \rho g \quad (3.16)$$

其中：  
 $\rho$ ——流体密度；  
 $u$ ——流动速度；  
 $p$ ——静压；  
 $\rho g$ ——重力。

式中  $\tau_{ij}$  是偏应力张量，其由本构方程确定。 $i, j$  为张量下标。

##### ③本构方程：

$$\tau_{ij} = \left[ \mu \left( \frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \right] - \frac{2}{3} \mu \frac{u_i}{x_j} \delta_{ij} \quad (3.17)$$

其中：  
 $\mu$ ——动力学粘性系数；

$$\delta_{ij} \text{——克朗内克符号, } \delta_{ij} = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases}$$

#### 2、湍流计算方法

一般而言，流量仪表设计的经济流速都处于湍流状态下，因此这里仿真取的流量范围内流体都是在湍流状态下。现在工程计算中的湍流模型很多，选取不同的湍流模型会直接影响计算的结果。目前较常用的模型是雷诺应力模式、代数应

力模式、湍动能方程模式以及涡粘性模式。其中涡粘性模式和代数应力模式比较简单，工程应用广泛。雷诺应力模式最复杂，实用性不如其他的模式，但是在简单模式不适用的复杂流场场合其适用性较好。经过多次试算，这里选择 FLUENT 中湍流运动的 RGN  $k-\epsilon$  模型对湍流进行处理。

①标准  $k-\epsilon$  模型

标准  $k-\epsilon$  模型是一个基于湍动能  $k$  和耗散率  $\epsilon$  的一个半经验公式。在该模型中，对  $k$  和  $\epsilon$  的模化采用以下的公式<sup>[100,101]</sup>

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho k) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho k u_i) = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[ \left( \mu + \frac{\mu_t}{\sigma_k} \right) \frac{\partial k}{\partial x_j} \right] + G_k + G_b - \rho \epsilon - Y_M + S_k \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho \epsilon) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho \epsilon u_i) = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[ \left( \mu + \frac{\mu_t}{\sigma_\epsilon} \right) \frac{\partial \epsilon}{\partial x_j} \right] + C_{1\epsilon} \frac{\epsilon}{k} (G_k + C_{3\epsilon} G_b) - C_{2\epsilon} \rho \frac{\epsilon^2}{k} + S_\epsilon \quad (3.19)$$

式中， $G$  代表由于速度梯度导致的湍动能生成项； $\sigma_k$  和  $\sigma_\epsilon$  是针对  $k$  和  $\epsilon$  的普朗特数； $S_k$  和  $S_\epsilon$  是自定义的源项； $C_{1\epsilon}$  和  $C_{2\epsilon}$   $C_{3\epsilon}$  是三个常数项。湍流粘度  $\mu_t$  根据  $k$  和  $\epsilon$  进行计算，公式为

$$\mu_t = \rho C_\mu \frac{k^2}{\epsilon} \quad (3.20)$$

式中的  $C_\mu$  是常数项。

在计算中，根据工程经验<sup>[100]</sup>，使用的几个常数项通常为：

$$C_{1\epsilon} = 1.44, \quad C_{2\epsilon} = 1.92, \quad C_\mu = 0.09, \quad \sigma_k = 1.0, \quad \sigma_\epsilon = 1.3$$

②RNG  $k-\epsilon$  模型

RNG  $k-\epsilon$  模型由 Yokhot 与 Orszag 提出，能有效地模拟有强曲率影响的湍流分离流动<sup>[101]</sup>。它具有和标准  $k-\epsilon$  模型相同的形式，只是在方程中出现了附加生成项，当流动快速畸变时，该生成项显著变大。RNG  $k-\epsilon$  模型方程如下<sup>[100,101]</sup>

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho k) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho k u_i) = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[ \sigma_k \mu_{\text{eff}} \frac{\partial k}{\partial x_j} \right] + G_k + G_b - \rho \epsilon - Y_M + S_k \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho \epsilon) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho \epsilon u_i) = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[ \sigma_\epsilon \mu_{\text{eff}} \frac{\partial \epsilon}{\partial x_j} \right] + C_{1\epsilon} \frac{\epsilon}{k} (G_k + C_{3\epsilon} G_b) - C_{2\epsilon} \rho \frac{\epsilon^2}{k} - R_\epsilon + S_\epsilon$$

(3.22)

在 RNG 模型中, 湍流粘度计算中的常数项和标准模型中有所变化<sup>[100]</sup>,  
 $C_\mu = 0.0845$ ,  $C_{1\epsilon} = 1.42$ ,  $C_{2\epsilon} = 1.68$ 。

### 3.2.4 单弯管流动的仿真研究

#### 3.2.4.1 弯管物理模型

数值模拟的对象几何尺寸如图 3.12 所示, 为了计算的结果能具有普遍性, 图中所有的尺寸都根据管道半径  $R$  进行了归一化。其中的 AA' 截面为被观察截面, 距离出口为  $1R$  (相当于弯管后部  $9.5D$ )。

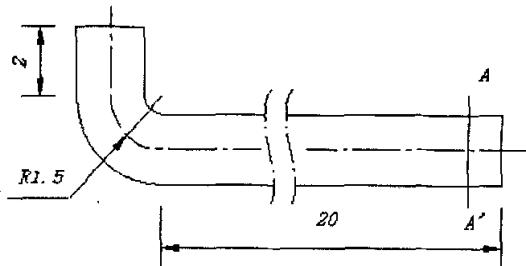


图 3.12 单弯管模型几何尺寸

单弯管的求解区域截面网格划分形式如图 3.10 所示, 在管道圆截面上采用了  $40 \times 40$  网格结构, 在管道轴向上的划分了 130 个区域 (前置直管 10, 弯管 20, 后置直管 100), 如图 3.13 所示, 全部的计算单元数量为 208000 个。双弯管的网格划分形式与单弯管的类似。



图 3.13 单弯管流动求解区域侧面 (部分)

#### 3.2.4.2 初始条件和边界条件

对离散后的流体力学方程组进行数值计算需要首先给出定解条件, 主要是初始条件和边界条件: 入口边界设定为速度入口, 给定流体平均流速, 对应雷诺数

为  $1 \times 10^4$ 。出口条件设定为压力出口，数值为一个大气压，即表压为零。

### 3.2.4.3 计算结果

图 3.14 为在给定的初始条件与边界条件下获得的流动截面二次流流函数  $\varphi$  等值线，流函数与  $(u, v)$  速度分量的关系为

$$u = \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} \quad (3.23)$$

$$v = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \quad (3.24)$$

在截面上的二次流速度矢量如图 3.15 所示。

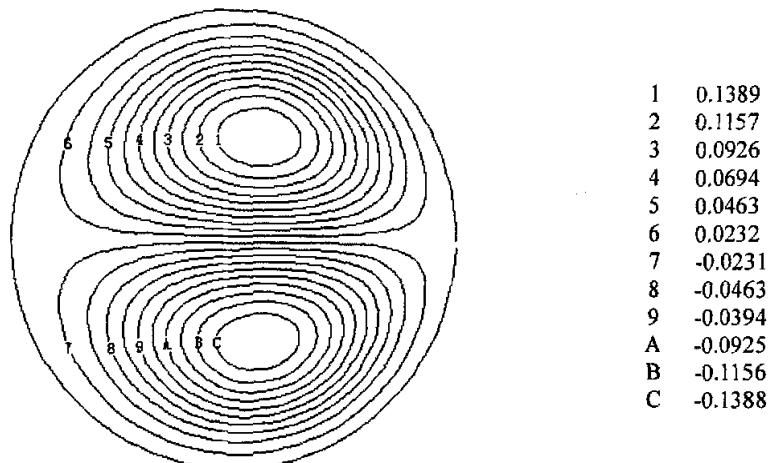


图 3.14 单弯管流动的二次流流函数等值线（下游 9.5D）

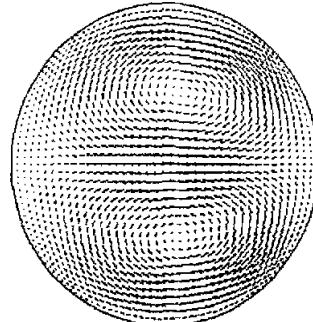


图 3.15 单弯管流动的二次流速度矢量图（下游 9.5D）

轴向的速度分布如图 3.16 和 3.17 所示，由于弯管的影响，其在不同剖面上的速度分布并不一样。

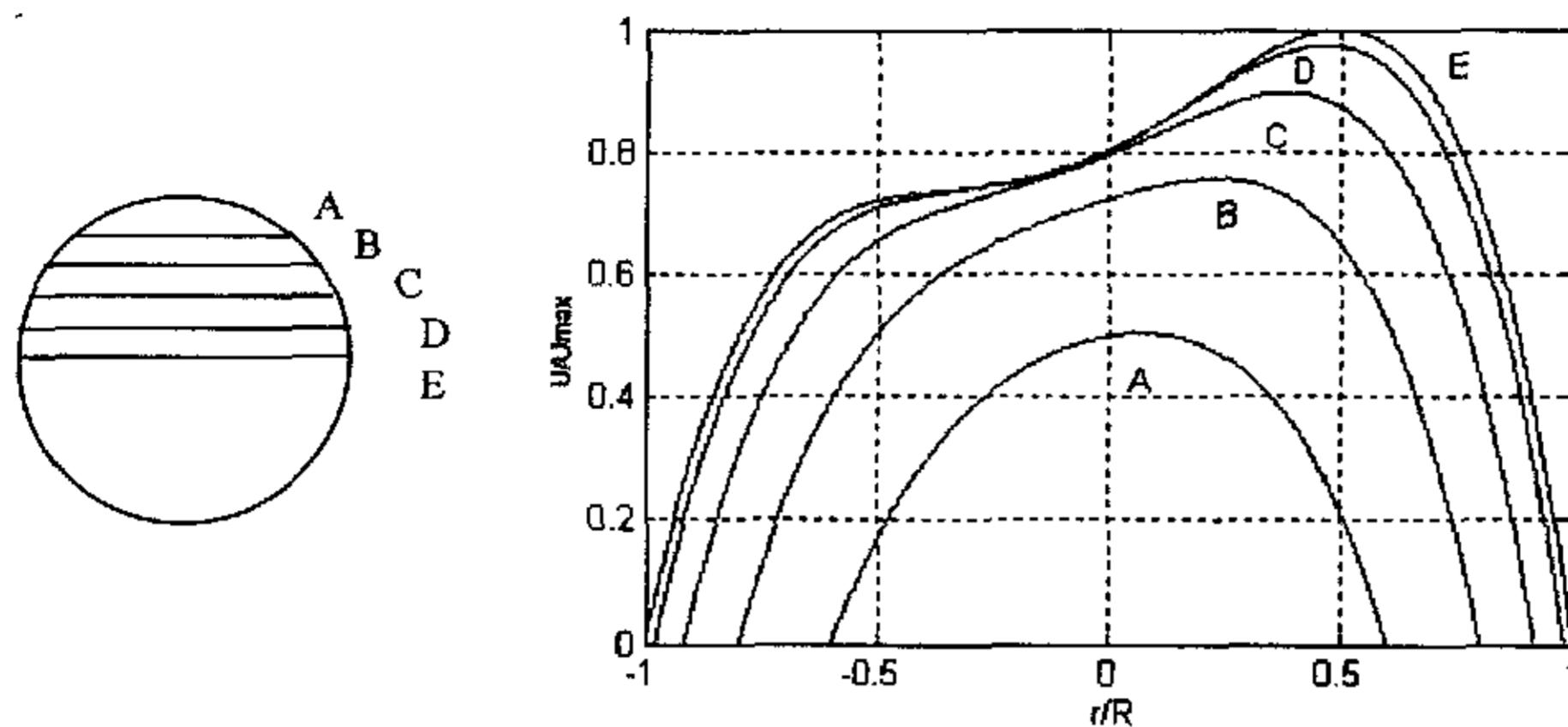


图 3.16 横向截面轴向速度分布

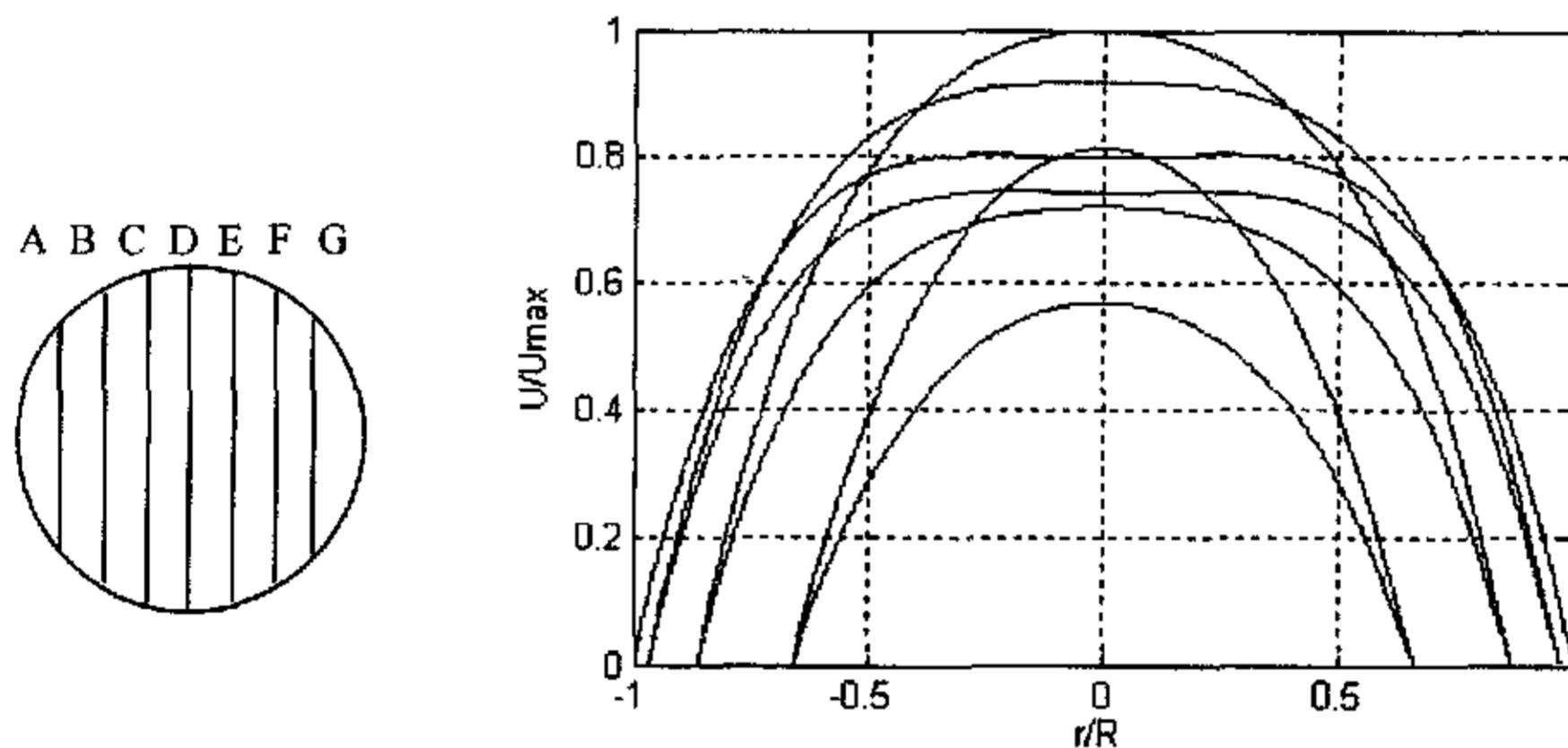


图 3.17 纵向截面轴向速度分布

由上而下，分别为 (F、E、G、D、C、B、A)

### 3.2.5 双弯管流动的仿真研究

双弯管流动的基本模型如图 3.19 所示，也是工业现场比较典型的一种流动方式。双弯管会在管道中引起涡流和回流，这已经有学者进行了试验研究验证，并认为会对超声波流量计的计量精度形成非常不利的影响<sup>[2]</sup>，但这只是定性分析，通过仿真计算获得的流量场后，对其影响分析可以获得更准确的结果。由于计算资源的限制，用于计算的管道对象长度不可能取太长。观察的流场分布位置也是在弯管后部的 9.5D 处。双弯管的截面网格划分形式与单弯管的相同，轴向上划分 160 个区域（前置直管 10，两个弯管均为 20，中间过渡直管 10，后置直管 100）。计算使用的边界条件与单弯管的完全相同。

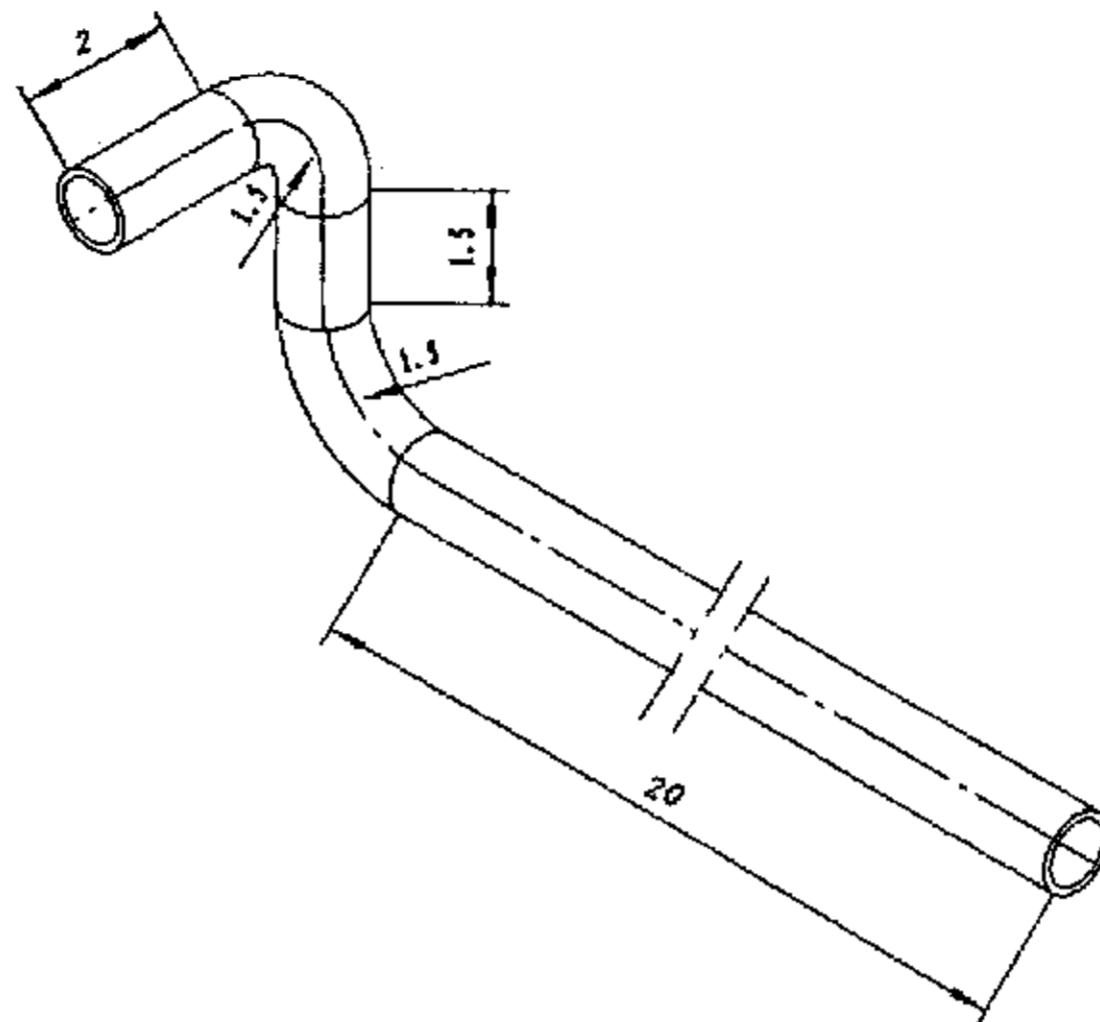


图 3.19 双弯管模型几何尺寸

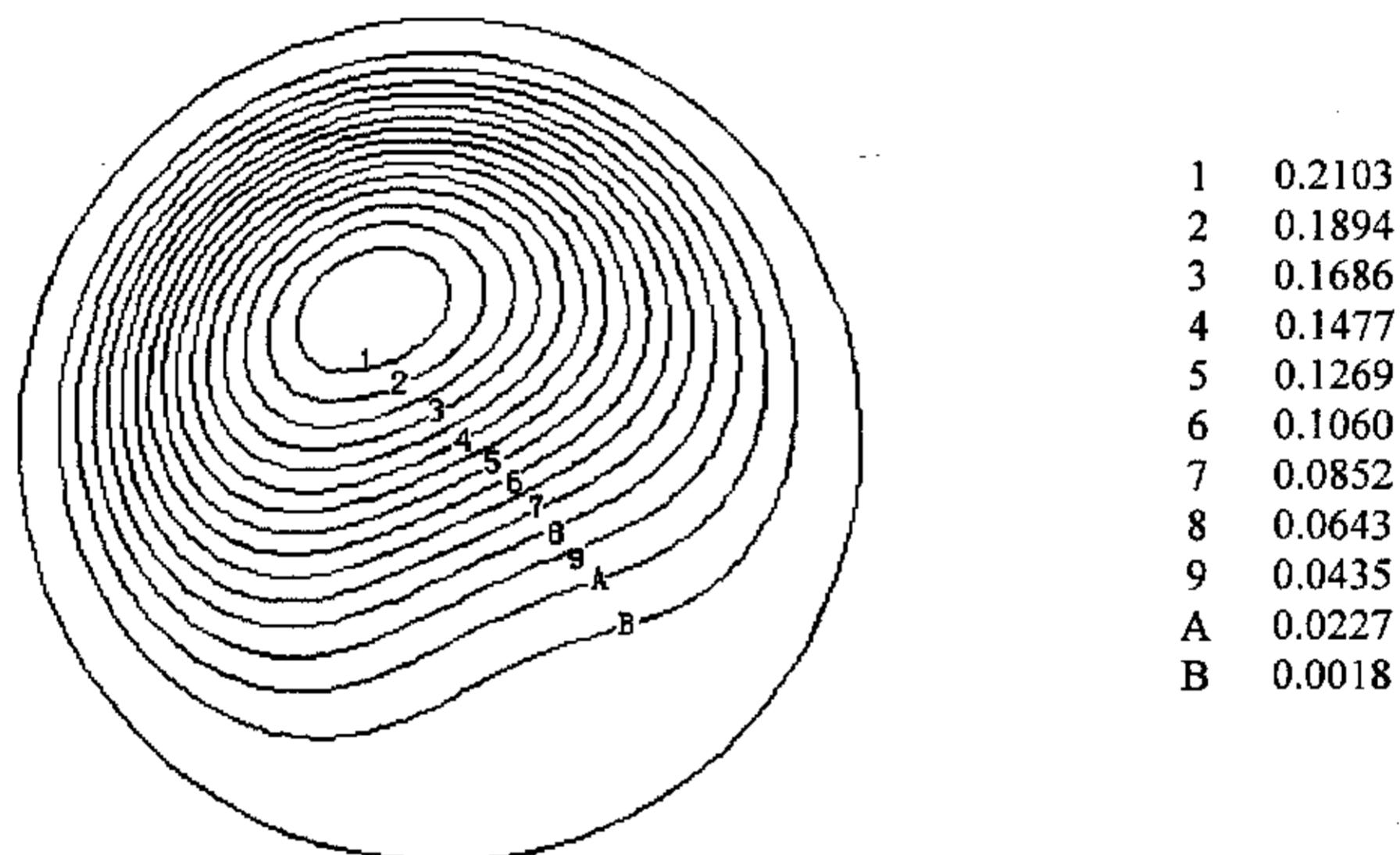


图 3.20 双弯管流动的二次流流函数等值线图 (下游 9.5D)

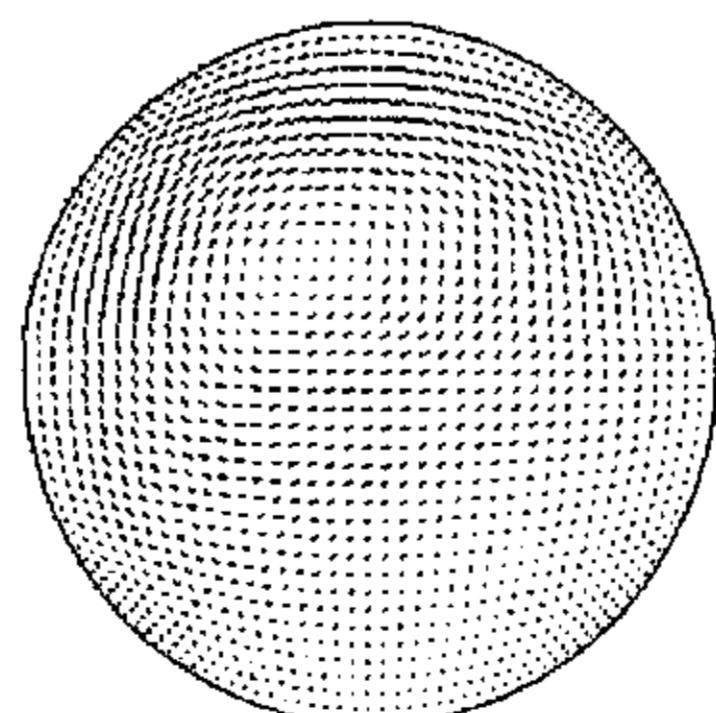


图 3.21 双弯管流动的二次流速度矢量图 (下游 9.5D)

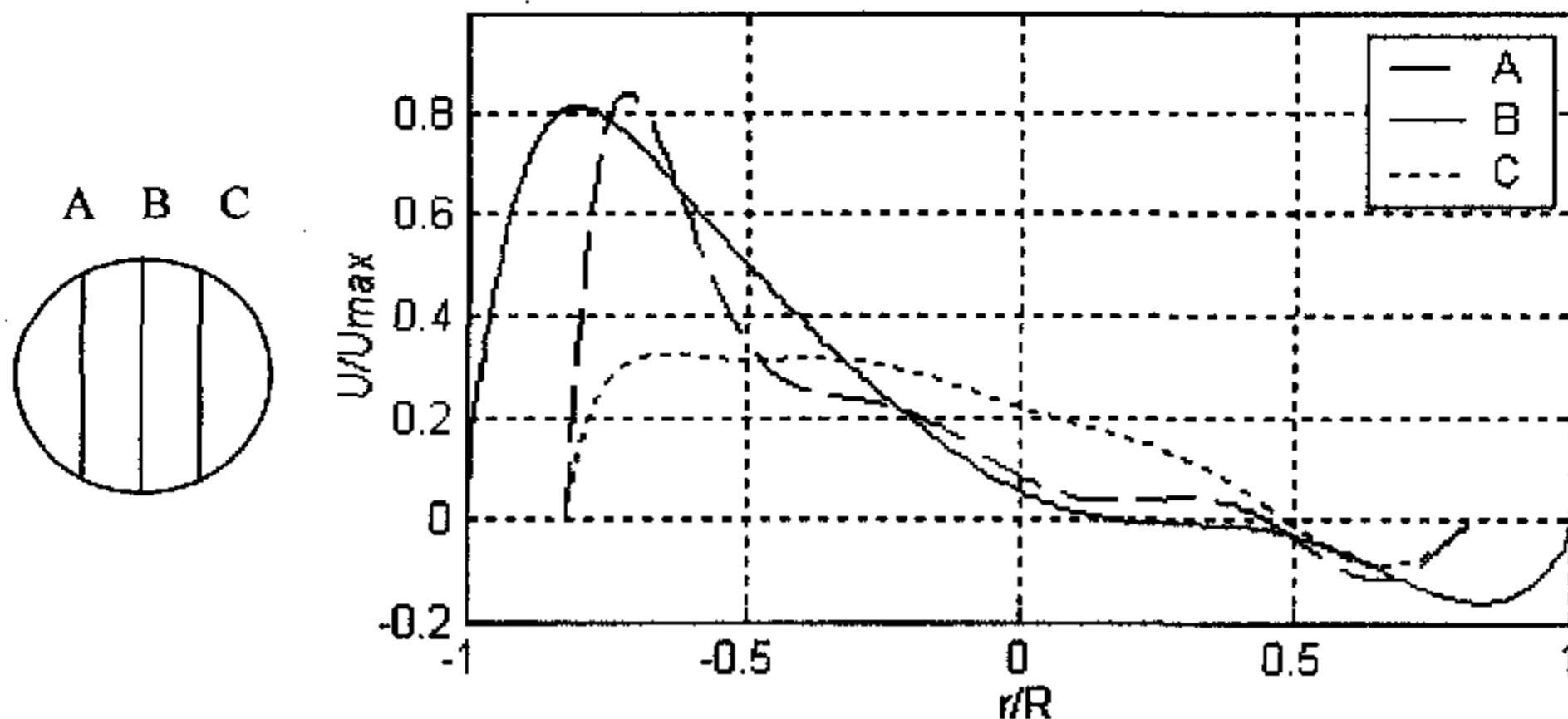


图 3.22 特征截面轴向速度分布

由计算结果可知，在双弯管流动的后侧二次流动形成为涡，并且在局部出现回流。对于这种流动情况，当声道布置与二次流速度矢量存在平行时，将导致严重的测量误差，在第四章中有具体分析。

### 3.3 管道粗糙度导致的流场变化研究

管道在长期使用的过程中由于腐蚀、磨损、氧化生锈等原因，其内表面粗糙度会不断变大，增加近壁处气体流动的摩擦力并对整个管道内的流场分布产生影响。Dane<sup>[70]</sup>于 1999 年做了管道粗糙度对超声波流量计影响的试验，证明对于一个 12 英寸的 3 声道流量计，当粗糙度从  $5 \mu\text{m}$  增加到  $20 \mu\text{m}$  时，读数将增加 0.1~0.2%。由于超声波流量计对流场分布的敏感性，在需要高精度的计量场合必须考虑管道内表面粗糙度变化的影响因素，长期使用过程中有必要定期进行校准。

#### 3.3.1 粗糙度定义以及影响分析

任何工件表面，由于加工以及使用过程中的各种原因，总是存在凹凸不平，这里使用的绝对粗糙度  $\epsilon$  来表征其凹凸的程度，定义如图 3.23 所示。

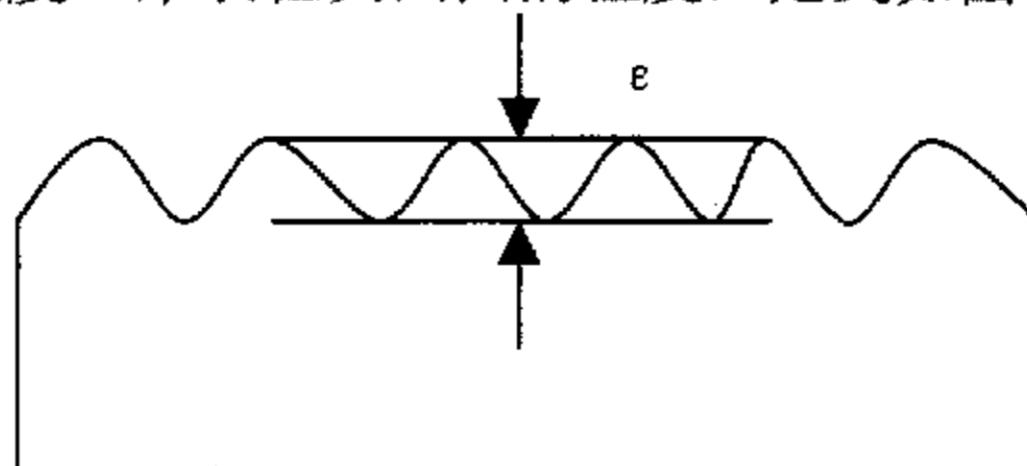


图 3.23 绝对粗糙度定义示意

当流动处于层流状态时，管道粗糙度对流动的影响较小，一般可以忽略。在

湍流流动中, 如图 3.6 所示, 其中的粘性底层的厚度  $\delta$  很小, 通常在 0.1mm 的数量级上,  $\delta$  主要和雷诺数有关, 按照半经验公式

$$\delta \approx \frac{32.8D}{Re\sqrt{\lambda}} \quad (3.25)$$

其中:  $D$ ——管道直径;

$\lambda$ ——沿程阻力系数。

雷诺数越大, 粘性底层的厚度  $\delta$  越小。一般认为当  $\delta > 10 \epsilon / 3$  时, 管道的粗糙表面都处于粘性底层中, 此时的管壁状况对于处于管道内部的湍流流动影响很小, 可以认为管道属于“光滑管”。当  $\delta < \epsilon / 6$  时, 管壁上的凸起完全处于流动的湍流区域, 必然会对流动造成能量损失, 此时的阻力是由粗糙表面上形成的漩涡造成, 并且阻力的大小与局部流动的速度平方成正比, 对流动的分布也造成影响<sup>[102]</sup>, 此时的管道属于“粗糙管”。当状况处于两者之间时, 认为流动处于过渡状态。

由此可见, 光滑和粗糙是一个相对的概念, 必须根据实际的流动状况(雷诺数大小)来判断管道粗糙度对流动的影响。

### 3.3.2 粗糙管道下的流动分布研究

这里以管道中充分发展的湍流流动为研究对象。设管道内的气体密度为  $\rho$ , 动力学粘度为  $\nu$ , 管道内截面上的平均流速为  $u_A$ , 沿程阻力系数为  $\lambda$ , 壁面上的摩擦阻力为  $\tau_w$ , 则  $\tau_w$  可以表示为

$$\tau_w = \frac{\lambda \rho u_s^2}{8} \quad (3.26)$$

引入切向速度  $u_\tau$

$$u_\tau = u_A \sqrt{\frac{\lambda}{8}} \quad (3.27)$$

无量纲的壁面距离

$$y^+ = \frac{yu_\lambda}{\nu} = \frac{Re\sqrt{\lambda}}{4\sqrt{2}} \left( \frac{y}{R} \right) \quad (3.28)$$

其中:  $y$ ——距离壁面的垂直距离。

无量纲速度

$$u^+ = \frac{u}{u_t} = \sqrt{\frac{8}{\lambda}} \frac{u}{u_A} \quad (3.29)$$

对于粗糙管道，粗糙度的影响可以用一个无量纲量  $\varepsilon^+$  表示

$$\varepsilon^+ = \varepsilon u_t / v \quad (3.30)$$

当  $\varepsilon^+ < 5$  时，管道的粗糙表面处于粘性底层中，认为管道属于光滑管道，此时的沿程阻力系数只和雷诺数有关。当  $5 \leq \varepsilon^+ < 70$  时，管壁上的凸起进入过渡层中，此时的沿程阻力系数和雷诺数以及相对粗糙度  $\varepsilon/R$  有关。当  $\varepsilon^+ > 70$ ，管道上的凸起已经进入湍流区域，此时的沿程阻力系数只和相对粗糙度  $\varepsilon/R$  有关。

### 3.3.2.1 沿程阻力系数

Colebrook<sup>[70]</sup>提出了能覆盖从光滑管到粗糙管范围的沿程阻力系数  $\lambda$  的计算公式

$$\frac{1}{\sqrt{\lambda}} = 1.74 - 2.0 \log_{10} \left( \frac{\varepsilon}{R} + \frac{18.7}{Re \sqrt{\lambda}} \right) \quad (3.31)$$

当线规粗糙度  $\varepsilon/R$  趋于 0 时，上式转化为 Prandtl 光滑管公式

$$\frac{1}{\sqrt{\lambda}} = 2.0 \log_{10} (Re \sqrt{\lambda}) - 0.8 \quad (3.32)$$

Zagalora<sup>[103]</sup>根据试验结果，对 Prandtl 光滑管公式进行了修正

$$\frac{1}{\sqrt{\lambda}} = 1.884 \log_{10} (Re \sqrt{\lambda}) - 0.331 \quad (3.33)$$

为了和修正后的公式对应，将式 (3.31) 调整为

$$\frac{1}{\sqrt{\lambda}} = 2.065 - 1.884 \log_{10} \left( \frac{\varepsilon}{R} + \frac{18.7}{Re \sqrt{\lambda}} \right) \quad (3.34)$$

### 3.3.2.2 过渡层速度分布

Nikuradse 证明了在近壁面处流动也具有对数关系式

$$\frac{u}{u_t} = 2.5 \ln \frac{y}{\varepsilon} + B \quad (3.35)$$

其中对于完全粗糙管道,  $B \approx 8.5$ , 对于光滑管道,  $B = 2.5 \ln \left( \frac{\varepsilon u_t}{v} \right) + 5.5$

为了得到从光滑管到粗糙管的通用  $B$  表达式, 假设在湍流核心区也具有同样的速度分布规律

$$\frac{u_{\max} - u}{u_t} = 2.5 \ln \frac{R}{y} \quad (3.36)$$

即

$$\frac{u}{u_t} = \frac{u_{\max}}{u_t} - 2.5 \ln \frac{R}{y} \quad (3.37)$$

通过对上式在整个管道截面内积分, 可以获得

$$\frac{u_{\max}}{u_A} = 1 + 3.75 \left( \frac{u_t}{u_A} \right) \quad (3.38)$$

上式同时在光滑管和粗糙管中成立。同样根据 Zagalora 的试验结果, 上式中的系数 3.75 需要调整为 4.3。

由式 3.34、式 3.37 和式 3.38 可以获得通用的  $B$  表达式

$$B = \sqrt{\frac{8}{\lambda}} + 4.3 - 2.5 \ln \frac{R}{\varepsilon} \quad (3.39)$$

由此, 在过渡层中的速度分布可以表示成

$$\frac{u}{u_t} = 2.5 \ln \frac{y}{\varepsilon} + \sqrt{\frac{8}{\lambda}} + 4.3 - 2.5 \ln \frac{R}{\varepsilon} \quad (3.40)$$

或者

$$\frac{u}{u_A} = 2.5 \sqrt{\frac{\lambda}{8}} \ln \frac{y}{\varepsilon} + 1 + 4.3 \sqrt{\frac{\lambda}{8}} - 2.5 \sqrt{\frac{\lambda}{8}} \ln \frac{R}{\varepsilon} \quad (3.41)$$

### 3.3.2.3 湍流区的速度分布

充分发展的粗糙管流动, 其湍流区的速度分布也符合光滑管的速度分布规律。

对于壁面距离  $y^+ > 70$ , 就认为流动已经进入了湍流的核心区域。根据 Von Karman 的观点, 由于管壁的作用, 核心区任意点的流速  $u$  应该小于或者等于管道中心的最大流速  $u_{\max}$ , 并且其差  $u_{\max} - u$  只依赖于离开管壁的距离  $y$ 、管道半径  $R$ 、管壁摩擦阻力  $\tau_w$  以及流体密度  $\rho$ 。即

$$u_{\max} - u = f_0(y, R, \tau_w, \rho) \quad (3.42)$$

根据各参数的依赖关系, 可以将上式该为如下形式

$$\frac{u_{\max} - u}{u_r} = f_1\left(\frac{y}{R}\right) \quad (3.43)$$

上式中的函数  $f_1$  与雷诺数无关, 因此也被称为是一个通用 (universal) 分布公式。根据众多的学者的理论以及试验研究, 最终确定的公式形式为<sup>[104]</sup>

$$\frac{u_{\max} - u}{u_r} = \frac{1}{\kappa} \ln \left[ 1 + C_2 \left( 1 - \frac{y}{R} \right)^2 \right] - \frac{1}{\kappa} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{y}{R} \right)^2 \right] \quad (3.44)$$

其中:  $C_2$ ——经验常数, 2.09;

$\kappa$ ——Von Karman 常数, 0.407。

因此有

$$\frac{u_{\max} - u}{u_r} = 2.457 \ln \left[ \frac{1 + 2.09 \left( \frac{r}{R} \right)^2}{1 - \left( \frac{r}{R} \right)^2} \right] \quad (3.45)$$

其中:  $r$ ——到圆心的距离,  $r = R - y$ 。

根据管道圆截面上平均流速的定义, 将上式带入进行积分

$$u_A = \frac{2}{R} \int_0^R u(r) r dr = u_{\max} - \frac{4.914}{R^2} u_r \int_0^R r \ln \frac{1 + 2.09 \left( \frac{r}{R} \right)^2}{1 - \left( \frac{r}{R} \right)^2} dr \quad (3.46)$$

可得

$$u_A = u_{\max} - 4.098 u_r \quad (3.47)$$

将上式带回式 3.45, 即可得到

$$\frac{u}{u_A} = 1 + 4.098 \sqrt{\frac{\lambda}{8}} + 2.457 \sqrt{\frac{\lambda}{8}} \ln \frac{1 - \left( \frac{r}{R} \right)^2}{1 + 2.09 \left( \frac{r}{R} \right)^2} \quad (3.48)$$

根据以上推导，即可以获得不同  $Re$  下沿程阻力与表面粗糙度的关系。对于气体超声波流量计，如果内部流体为空气，其动力学粘度为  $1.583 \times 10^{-5} \text{ m}^2/\text{s}$  (温度为 300K)。对于口径为 DN100 的流量计，其沿程阻力系数  $\lambda$  在不同的表面粗糙度  $\epsilon$  下和雷诺数的关系如图 3.24 所示。沿程阻力系数  $\lambda$  随着雷诺数增大而减小，而在雷诺数不变的情况下，随着绝对粗糙度的增加而增大。

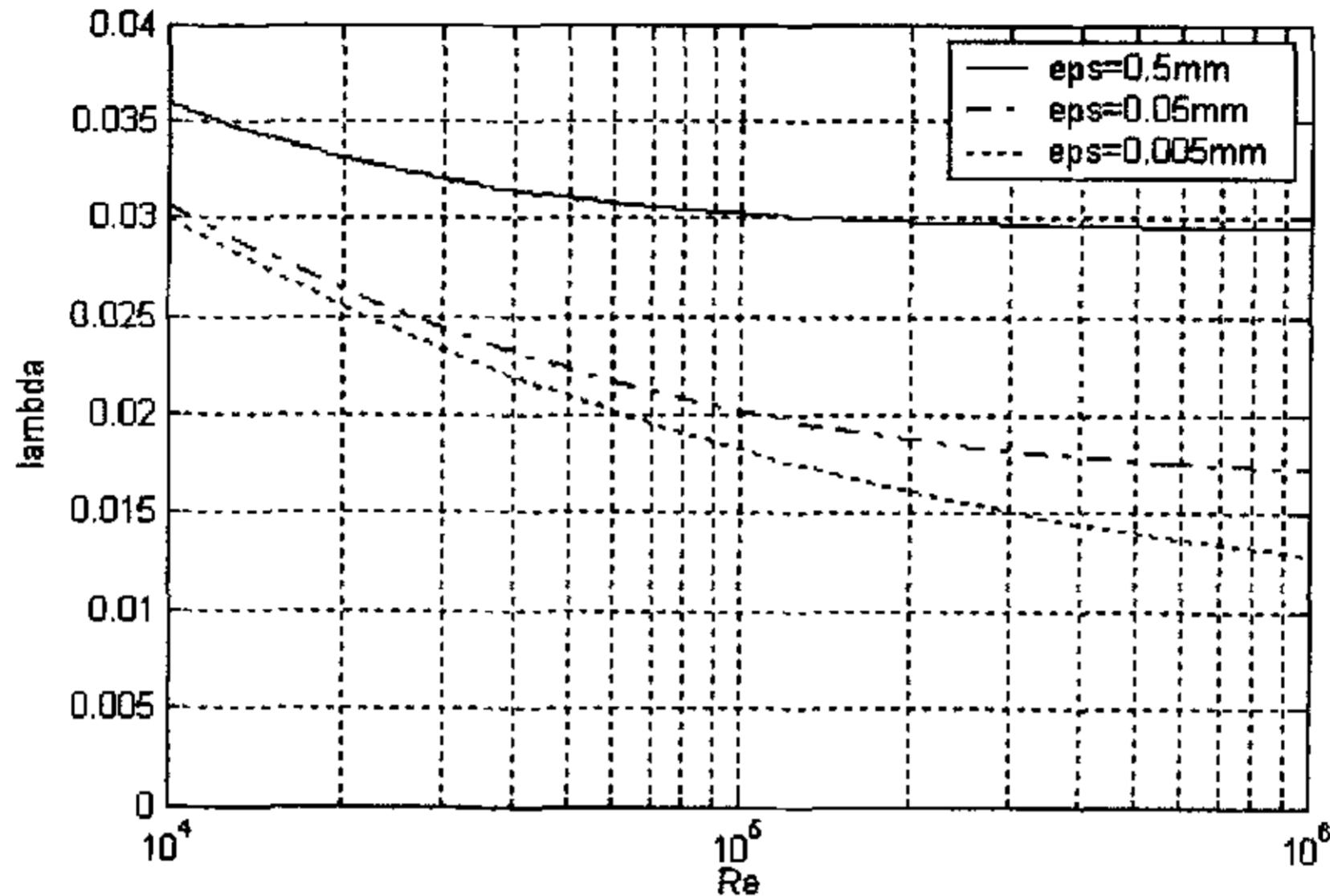


图 3.24 沿程阻力系数  $\lambda$  和雷诺数关系

表面粗糙度  $\epsilon$  对最大流速的影响如图 3.25 所示。在粗糙度增加的情况下，最大流速和平均流速之比变大。粗糙度不变的情况下，雷诺数增加导致两者的比值变小，说明流动分布趋于平坦。

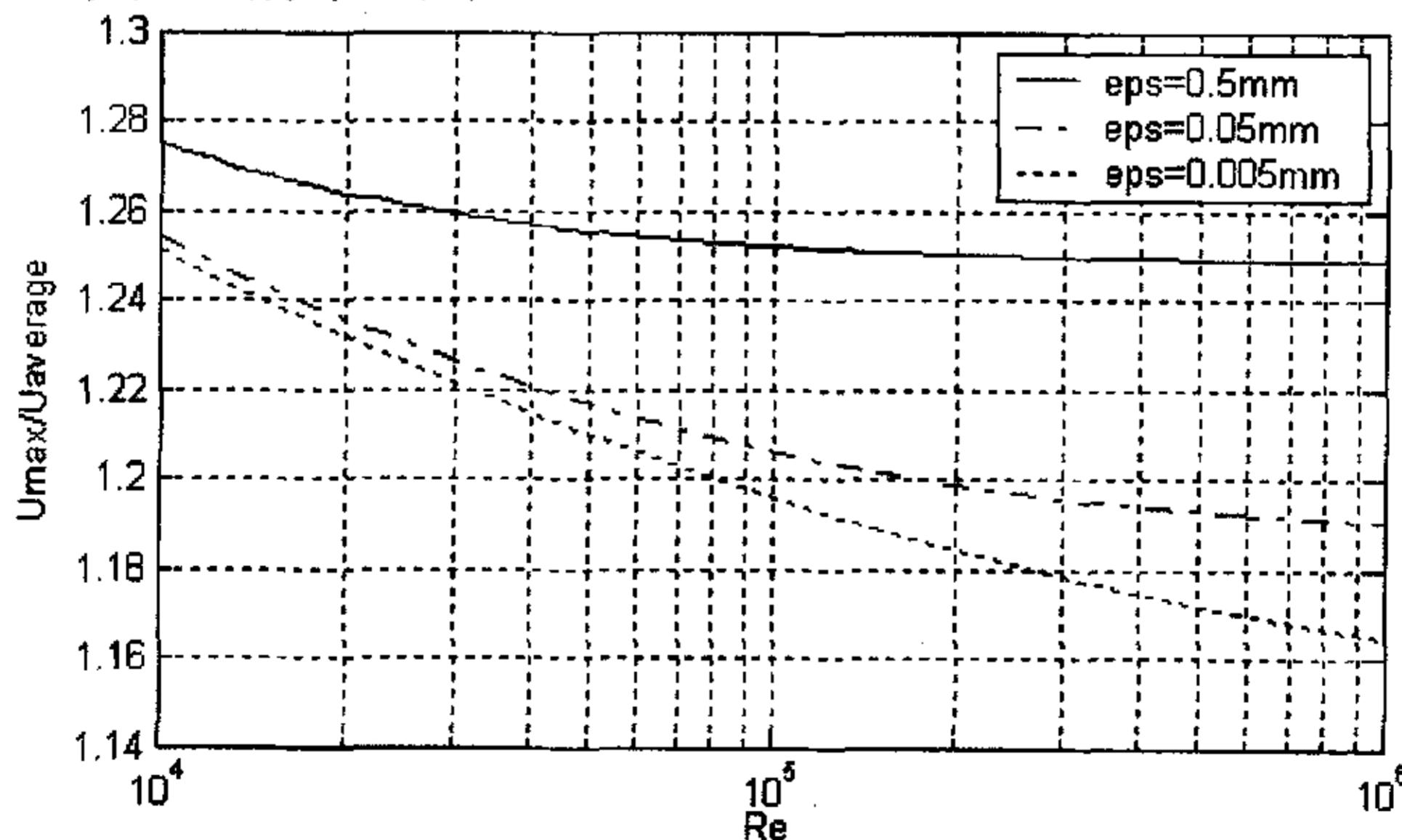


图 3.25 最大流速平均流速比和雷诺数关系

为了评估流动分布变化对超声波流量计的影响,还需要计算在固定雷诺数下的流场分布情况。图 3.26 是  $5 \times 10^5$  雷诺数下流速在截面上的分布情况。这组数据与 Dane<sup>[70]</sup>在 1999 年的粗糙管道流动试验数据吻合良好。

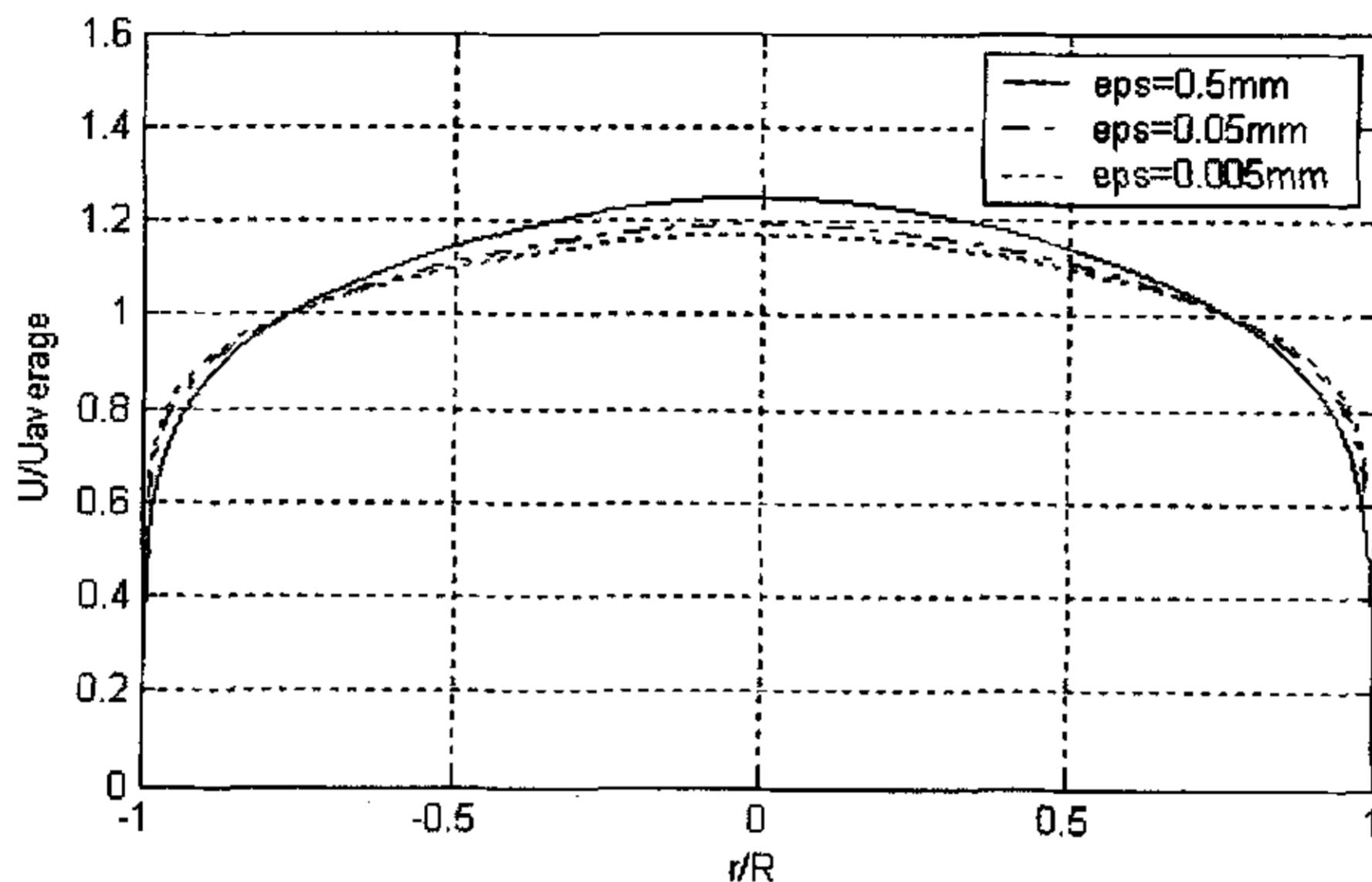


图 3.26  $5 \times 10^5$  雷诺数下流速在截面上的分布

### 3.4 小结

超声波流量计最大的缺点就是对流场的变动过于敏感,从流场的基础研究角度出发,本章主要进行了以下工作:

- 1、研究了流场动力学研究中最关键的计算网格构造和模式理论选择的问题,从计算结果来看,本章构造的计算网格以及  $k$ - $\epsilon$ ps 模式比较适合于解决管道流动的计算。
- 2、计算了单、双弯管在特定雷诺数下的流动情况,在单弯管中的二次流分量基本上是两个对称的涡;双弯管的情况比较复杂,双弯管的二次流表现为单一的涡,在截面的特定位置会出现缓慢的回流现象。
- 3、长期使用的管道内壁由于各种因素其表面粗糙度会逐渐发生变化,从而对流动的分布产生影响。通过对不同粗糙度下的管道流动分布计算,可以更准确的把握粗糙度对超声波流量计计量精度的影响。

本章的工作主要在于获得几种典型流场的速度矢量分布、大小等数据,从而为下一章的超声波流量计的安装效应研究提供具体数据信息。

## 第四章 超声波流量计流场适应性研究

为了减小流场因素对测量的影响，在实际使用的过程中一般推荐使用多声道布置的超声波流量计，但是并非任意的声道布置方案都能达到提高流场适应性的目的。流场适应性研究的目的是考察不同流动条件下，各种声道配置方式的测量不确定度情况。超声波流量计通过将声道上流体流动线平均速度与流量修正系数相乘，来计算面平均速度，因此流场适应研究也可以转化为对流量修正系数的研究。本章内容涉及声道系统设计及优化、流场分布对计量影响分析、理想情况下的修正系数计算、非理想状况下的修正系数误差分布计算等。

### 4.1 声道系统设计与优化

在准确定位超声脉冲，获得精确的传播时间的前提下，流量计必须将检测到的声程线上的流动平均速度转换到整个测量面上，对于多声道设置的超声波流量计，还必须考虑声道之间的权重分配问题。在对声道系统的流场适应性进行评估之前，必须首先获得该声道系统的流量修正系数。

#### 4.1.1 声道系统设计与流量修正系数计算

##### 4.1.1.1 单声道系统的布置与流量修正系数计算

流量修正系数代表的是单一声道上线平均速度与被测管道整个截面上面平均速度的关系，具体采用式 2.8 表示。

对于单声道流量计的声道系统，在层流流动下，由式 3.7 和式 3.8 可以推出流量修正系数为：

$$k_h = \frac{u_A}{u_L} = 0.75 \quad (4.1)$$

湍流流动的情况，由式 3.12 和式 3.13 获得流速修正系数计算公式：

$$k_c = \frac{2n}{2n+1} \quad (4.2)$$

利用  $n$  和雷诺数之间的关系，就可以获得流动雷诺数与流速修正系数之间的关系。由于在很多实际场合并不精确知道雷诺数，仅知道雷诺数的大致范围，因此常在某一段雷诺数范围内取一固定的系数值，并且要求该值能在给定的这段范围内最大限度的减少误差。当雷诺数小于  $10^5$  时，可以采用下式计算修正系数<sup>[2]</sup>

$$k_c \approx \frac{1}{1.12 - 0.011 \log_{10} Re} \quad (4.3)$$

当雷诺数超过  $10^5$  时, 采用的修正系数计算公式为:

$$k_c \approx \frac{1}{1 + 0.01 \sqrt{6.25 + 431 Re^{-0.237}}} \quad (4.4)$$

图 4.1 为根据式 4.3 和式 4.4 得到的修正系数  $k_c$  与雷诺数  $Re$  的关系:

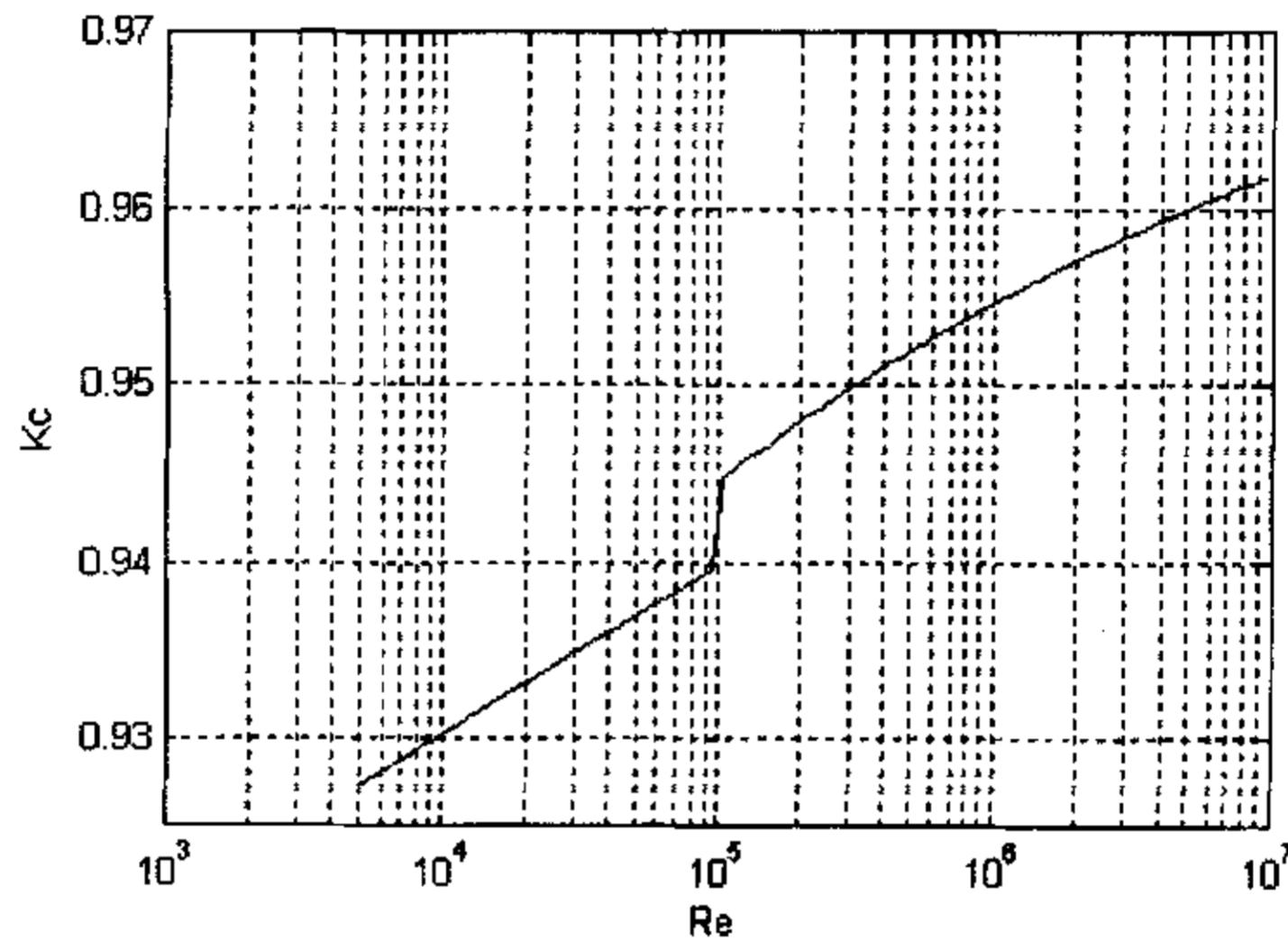


图 4.1 修正系数  $k_c$  与雷诺数  $Re$  关系

#### 4.1.1.2 多声道系统的优化布置与流量修正系数计算

式 (2.10) 已经给出了多声道系统的流量修正系数计算公式。其中关键的权重系数计算存在众多的方法, 如何获得运算思路明了、结果精确、运算量相对较小的算法是多声道系统布置以及优化的主要研究重点。综合而言, 超声波流量计的主要声道布置方式是高斯积分法 (Gaussian Integration)、另外还有由高斯法演变而来的高斯-雅可比法 (Gaussian Jacobi Integration)。在部分研究文献中也有承认现场流动的不可预测, 而采用复杂的声音布置并辅助神经网络进行处理的研究思路。在这里只对高斯积分法进行针对性的研究。高斯积分法的声道数量、声道安装位置、权重的分配都由设计者事先安排好。这种设计方法的优点在于设计思路清晰, 也不需要关于流场的速度分布等额外的信息。

设节点  $x_1, x_2, \dots, x_n, x_k \in [a, b]$ , 对于高斯型求积公式有<sup>[105]</sup>:

$$\int_a^b \rho(x) f(x) dx = \sum_{k=1}^n W_k f(x_k) + R_n \quad (4.5)$$

式中,  $\rho(x)$  为  $[a, b]$  上的权函数,  $W_k (k = 1, 2, \dots, n)$  为求积系数, 当  $f(x)$  为不

超过  $2n-1$  次多项式时, 若将取节点为  $[a, b]$  上带权  $\rho(x)$  的正交多项式  $g_n(x)$  的根, 则有残差  $R_n = 0$ 。

对于高斯积分法, 管道半径经过归一化后其积分的区间为  $[-1, 1]$ , 权函数  $\rho(x) \equiv 1$  (对于高斯-雅可比法, 其权重函数为  $\rho(x) = (R^2 - r^2)^{1/2}$ , 这是两者的主要区别), 则有:

$$\int_{-1}^1 f(x) dx = \sum_{k=1}^n \frac{2}{(1-x_k^2)[P_n(x_k)]^2} f(x_k) + R_n \quad (4.6)$$

$$R_n = \frac{2^{2n+1} (n!)^4}{(2n+1)[(2n)!]^3} f^{(2n)}(\xi), \quad (-1 < \xi < 1) \quad (4.7)$$

其中的  $x_k$  为勒让德 (Legendre) 多项式

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n (x^2 - 1)^n}{dx^n} \quad (4.8)$$

的根。因此在一些研究文献中高斯法也被称为高斯-勒让德 (Gaussian-Legendre) 法。 $R_n$  为积分公式的残差, 经过优化之后的声道布置可以使残差最小。由式 (4.5) 和式 (4.6) 可以获得高斯法的求积系数

$$W_k = \frac{2}{(1-x_k^2)[P_n(x_k)]^2} \quad (4.9)$$

对于常见的积分方法, 都可以通过查找手册获得其权重值以及  $x_k$  的布置位置。表 4.1 列出了经过归一化的声道布置位置以及对应的权重安排结果。国际标准化组织的在其 ISO/TR 12765 文件中也有给出高斯积分法的权重值以及对应的换能器侧向位置计算方法<sup>[25]</sup>。

表 4.1 高斯法换能器相对位置和权重表

2 声道		3 声道		4 声道	
$r_i/R$	$w_i$	$r_i/R$	$w_i$	$r_i/R$	$w_i$
-0.5774	$F_i$	-0.7746	0.5555 $F_i$	-0.8611	0.3479 $F_i$
		0.0000	0.8888 $F_i$	-0.3400	0.6521 $F_i$
0.5774	$F_i$	0.7746	0.5555 $F_i$	0.3400	0.6521 $F_i$
				0.8611	0.3479 $F_i$

注: 表中的  $F_i = R^2 \left[ 1 - \left( \frac{r_i}{R} \right)^2 \right]^{1/2}$ 。

超声波流量计的一次仪表及其设计方式、加工精度是影响原始信号质量的重要因素。由式 (2.10) 可知, 仪表的输出数据是各个声道数据累计的结果, 经过积分之后的残差与声道的实际安装位置有很大的关系。其次, 在每一对声道之间也存在匹配的问题, 当两个换能器之间的同轴度出现问题时, 直接影响就是信号的信道增益不对称, 从而对信号质量产生影响。采用的加工工艺以及获得的制造精度直接影响式 (4.5) 中的积分残差  $R_n$ , 也必须予以考虑。

## 4.2 流场因素导致的声时测量误差分析

已有的研究结果表明, 从起始处算起, 非对称分布的流动至少可以保持到 50 倍管道直径的下游, 涡流分布至少可以保持到 200 倍管道直径的下游<sup>[59,64]</sup>。因此流场的非理想分布情况对于超声波流量计来说是非常普遍的现象。

### 4.2.1 径向速度分量影响

流场对超声波流量测量的分析如图 4.2 所示。如果流动  $V_f$  存在径向的速度分量  $V_{cross}$ , 其在超声路径上产生速度增量  $V_s$ , 但是超声波流量计是按固定角度进行速度折算, 因此超声传播速度增量  $V_s$  的对应轴向流速仅有  $V_d$ , 由此产生了  $\Delta V$  的速度误差。

### 4.2.2 流动速度分布模型误差的影响

超声波流量计在设计过程中一般有一个特定的流动速度分布模型, 并根据这个模型来计算各个声道的权重分配情况。只要这个模型与实际流动情况相吻合, 那么超声波流量计的精度是可以保证的。但是由于安装条件的差异, 并完全始终保证流动与模型完全一致, 此时就要求超声波流量计能具备一定的流场适应能力或者对流场进行一些改变, 以满足流量计对流场分布的基本要求。

当流动的轴向分布不对称时, 最理想的情况是通过各个声道根据权重进行平均后, 可以在彼此之间获得补偿, 从而接近实际的平均流速。采用高斯法进行权重分配时, 在对称位置的声道分配的权重是一样的, 在一定程度上可以弥补流动非对称分布的影响。单声道系统对于流场的非理想分布完全没有识别与补偿能力, 这也是单声道超声波流量计很难获得应用的原因。只有采用了虚拟多声道技术之后, 单声道的流量计才能在流场适应性上获得提高<sup>[62]</sup>。

流场的非对称分布影响如图 4.3 所示。非对称分布的流场来源于第三章中的弯管计算结果, 对称流场是雷诺数为  $10^5$  时的光滑圆管流动分布。由于流场的非

对称分布，按照直管设计的流量修正系数在出现非对称分布时就可能无法获得准确的流量信息。

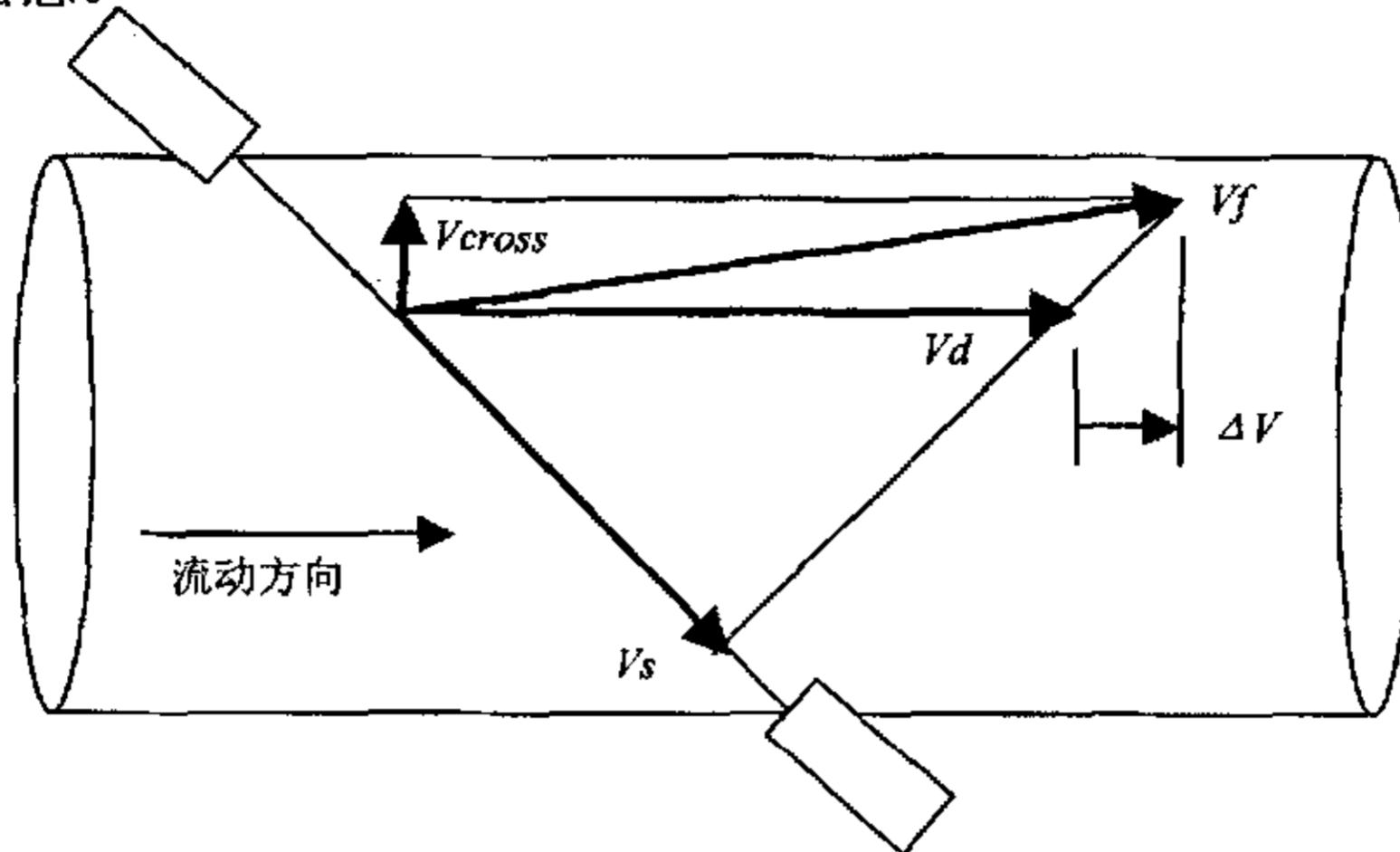


图 4.2 横向速度分量对超声的计量产生影响

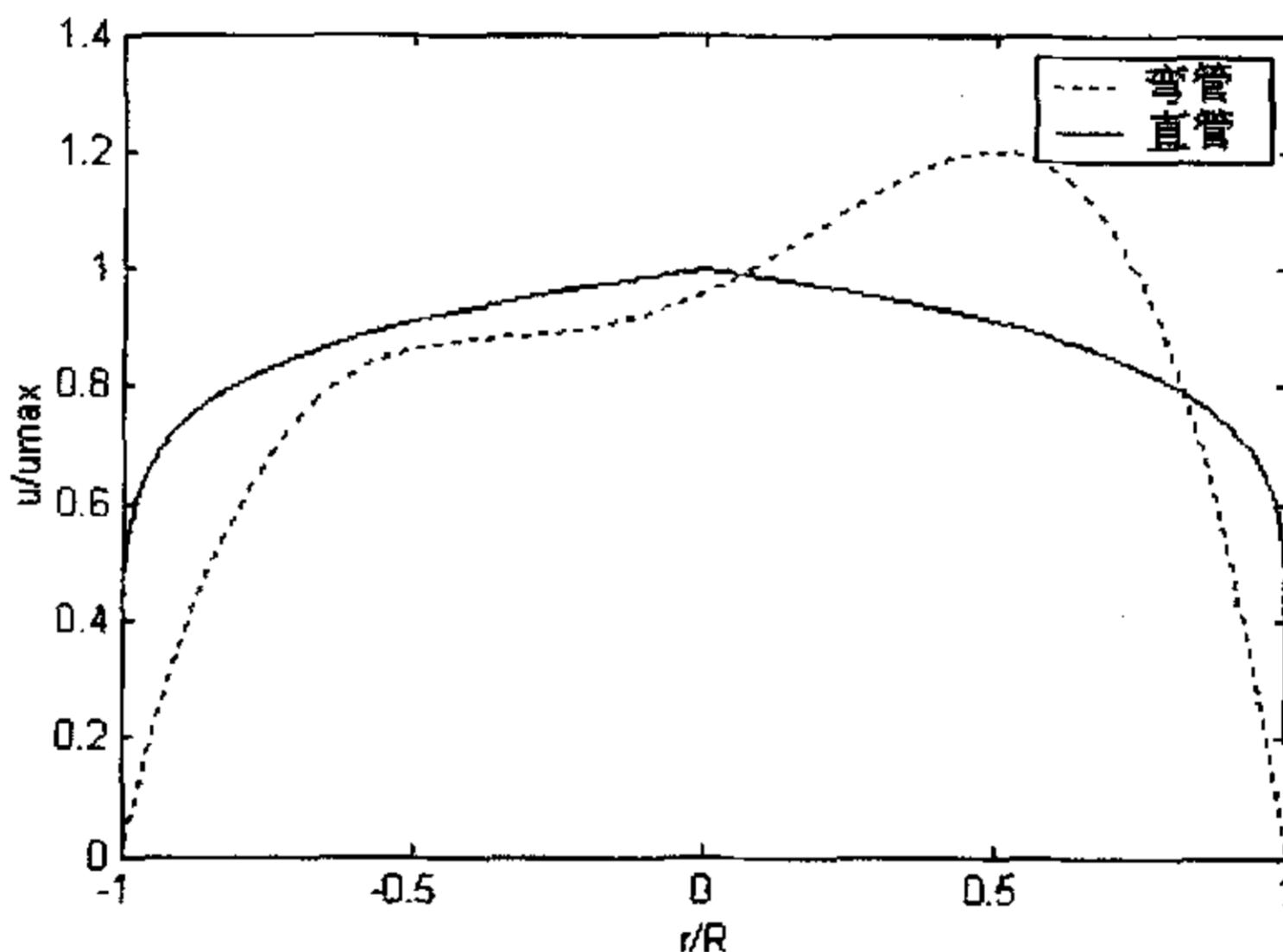


图 4.3 弯管直管轴线位置流动对照

### 4.3 典型流动条件下的声道系统适应性研究

虽然上游配件、阀门和焊接疤痕等都是造成流量计速度分布畸变的因素，但是由于这些因素的出现没有确定性，很难全面地进行分析，因此在这里只考虑几种典型流动对超声波流量计声道系统的作用。

### 4.3.1 声道布置

#### 4.3.1.1 单声道流量计的声道布置方式

声波在超声换能器之间的传播可以是直射式也可以是反射式。对于直射式的单声道布局，主要是弦式（沿一个弦倾斜安装）和径式（沿管径倾角安装）两种，其声道的布置位置如图 4.4 所示

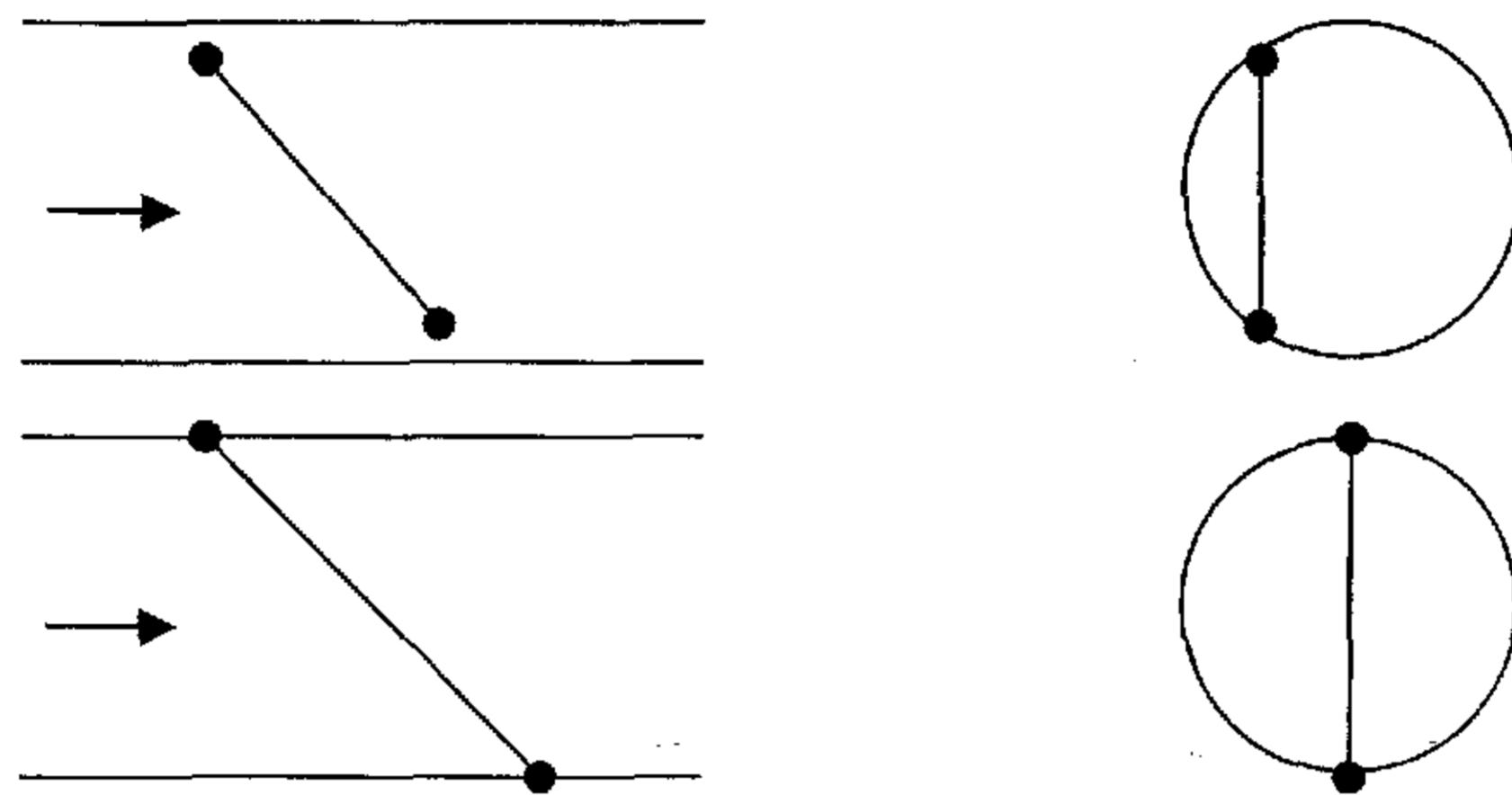


图 4.4 直射式单声道安装布置

对于折射式的布置方式，使用管内壁作为一个反射器，从而增加声道的长度。通过在内壁上的多次折射可以获得更多的截面上的流动速度信息，提高单声道流量计的计量准确性，从而在一定程度上起到了增加声道类似的效果。由于采用多声道结构的超声波流量计通常价格较高，为了降低成本，采用折射式的单声道结构成了一种折衷，对于小口径的超声波流量计由于无法为多声道的换能器安装布置提供足够的空间，也有采用折射式单声道结构作为解决的办法。折射式的单声道布局如图 4.5 所示

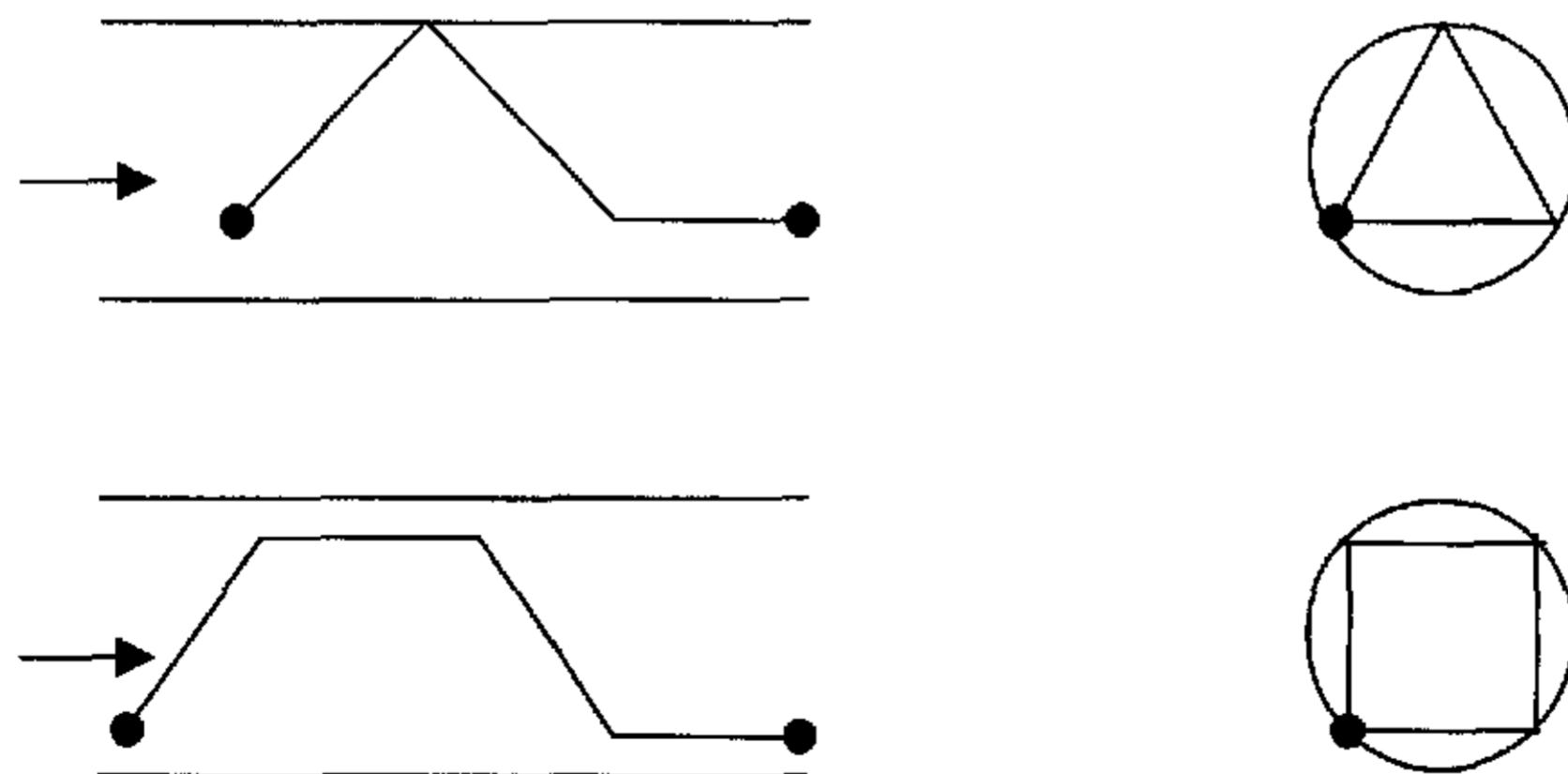


图 4.5 折射式单声道布局

## 4.3.1.2 多声道流量计的声道布置方式

对于多声道的超声波流量计，大体上的声道布置方式可以分为三类<sup>[25, 90]</sup>：

- 对角式声道布置
- 平行式声道布置
- 反射式声道布置

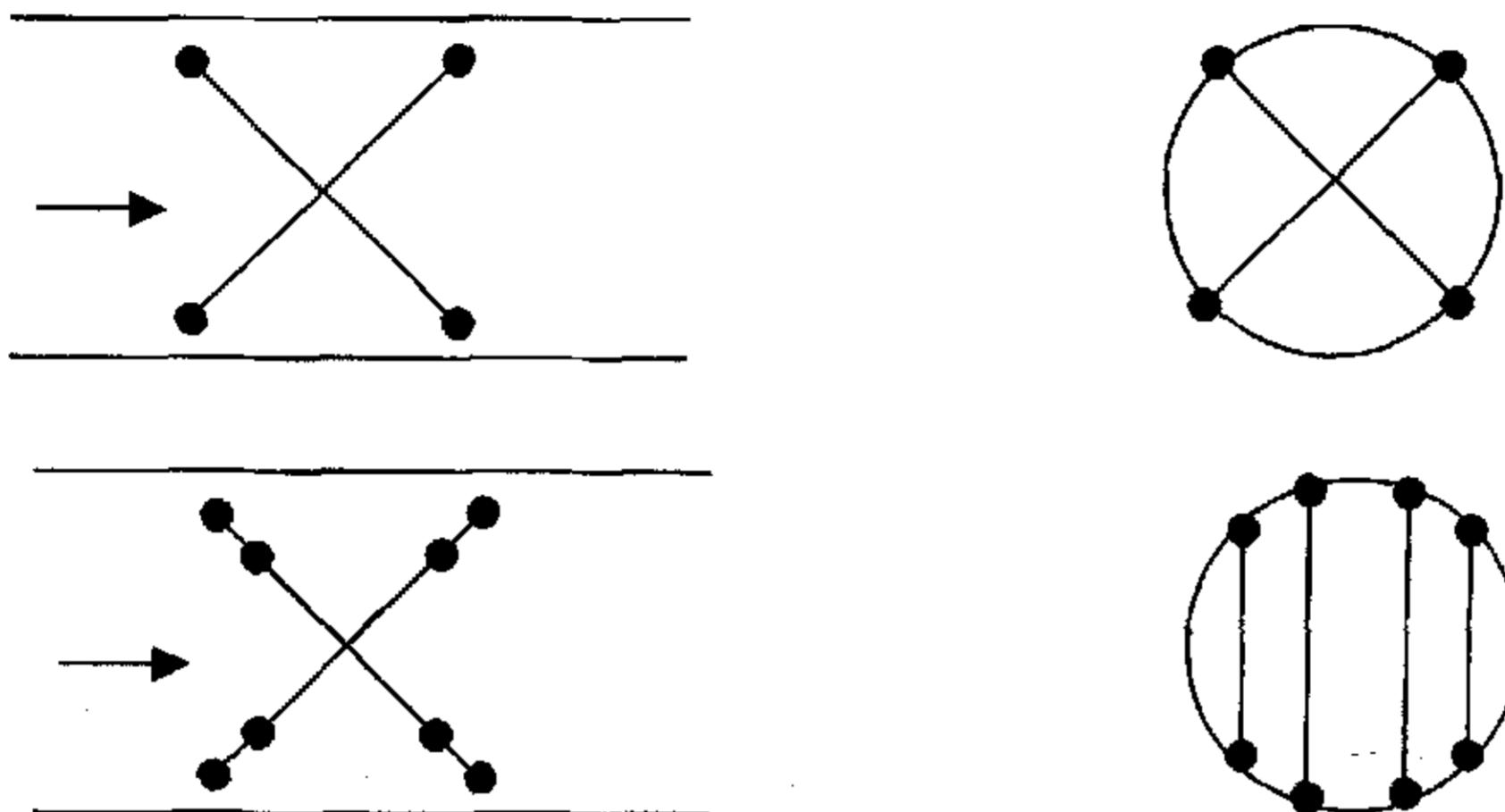


图 4.6 对角式和平行式声道布置

对角式的声音布置其流量一般按照各个声道速度测量值的平均值计算。平行式声道布置采用多个（一般不多于 5 个）相互平行的声音。根据不同流速分布确定权重系数，并根据数值积分方法计算各个声道的定位位置和管道流量。

反射式的声音布置可以形成一个矩阵布置的声音网络，这些复杂的声音网络能够给出流速和流动变形的一些辅助信息，对流动的状态具备一定的判断能力。图 4.7 就是一种矩阵布置的声音结构

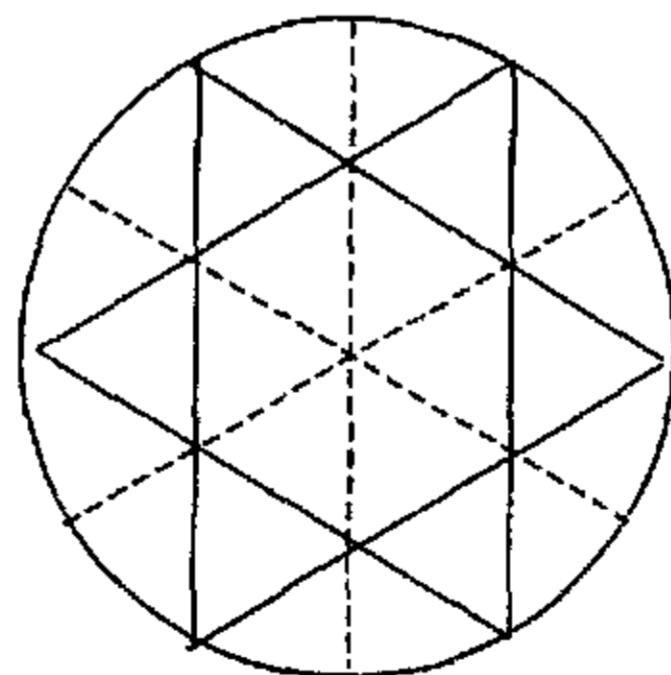


图 4.7 矩阵布置的声音结构

### 4.3.2 不同声道系统受弯管流动影响研究

由于通常超声波流量计二次仪表中都已经预设了一个根据实流检验或者是计算获得的流量系数公式，并将声道上测得的线平均流速换算成管道截面上的面平均流速，然后通过积分获得累计流量。但是当实际的流动状况和设计规划的流场出现偏差时，仍然使用该流量系数计算公式就会导致测量误差。

评估流动对不同声道系统影响的主要方式是计算因为非理想流动导致的流量系数偏差。现假设理想状况（具备足够的长直管段，流动达到了充分的发展）下的流量修正系数为  $k_c$ ，而实际的流量修正系数为  $k$ ，通过计算两者的误差比例  $e$  就可知该声道系统受到的流动影响。

$$e = 100 \times (k_c - k) / k_c \quad (4.10)$$

因为流量修正系数代表的是声道上线平均速度与被测管道整个截面上面平均速度的关系

$$k = \frac{u_A}{u_l} \quad (4.11)$$

在相同流量和管道直径下，弯管和直管的截面平均速度相同，因此流量系数误差转而通过声道上的线平均速度计算

$$e = 100 \times \left( 1 - \frac{u_{l,c}}{u_l} \right) \quad (4.12)$$

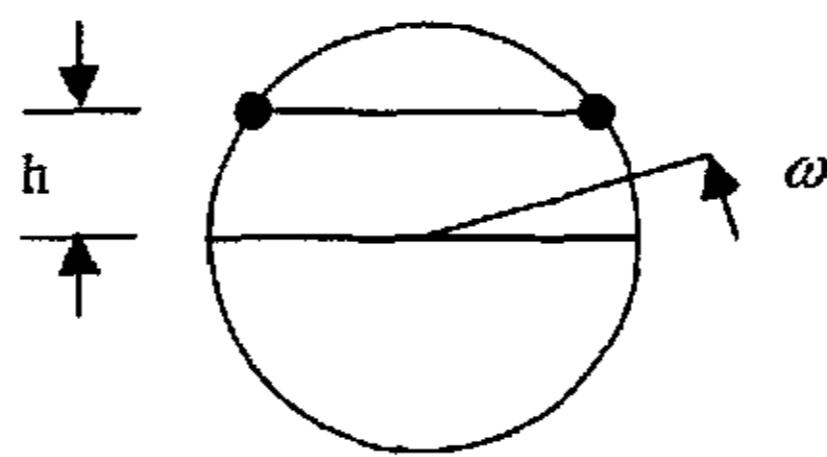
式中的  $c$  下标表示理想状态。

这里选择的典型流动，为第三章中通过 CFD 计算获得弯管流动以及粗糙管道流动。

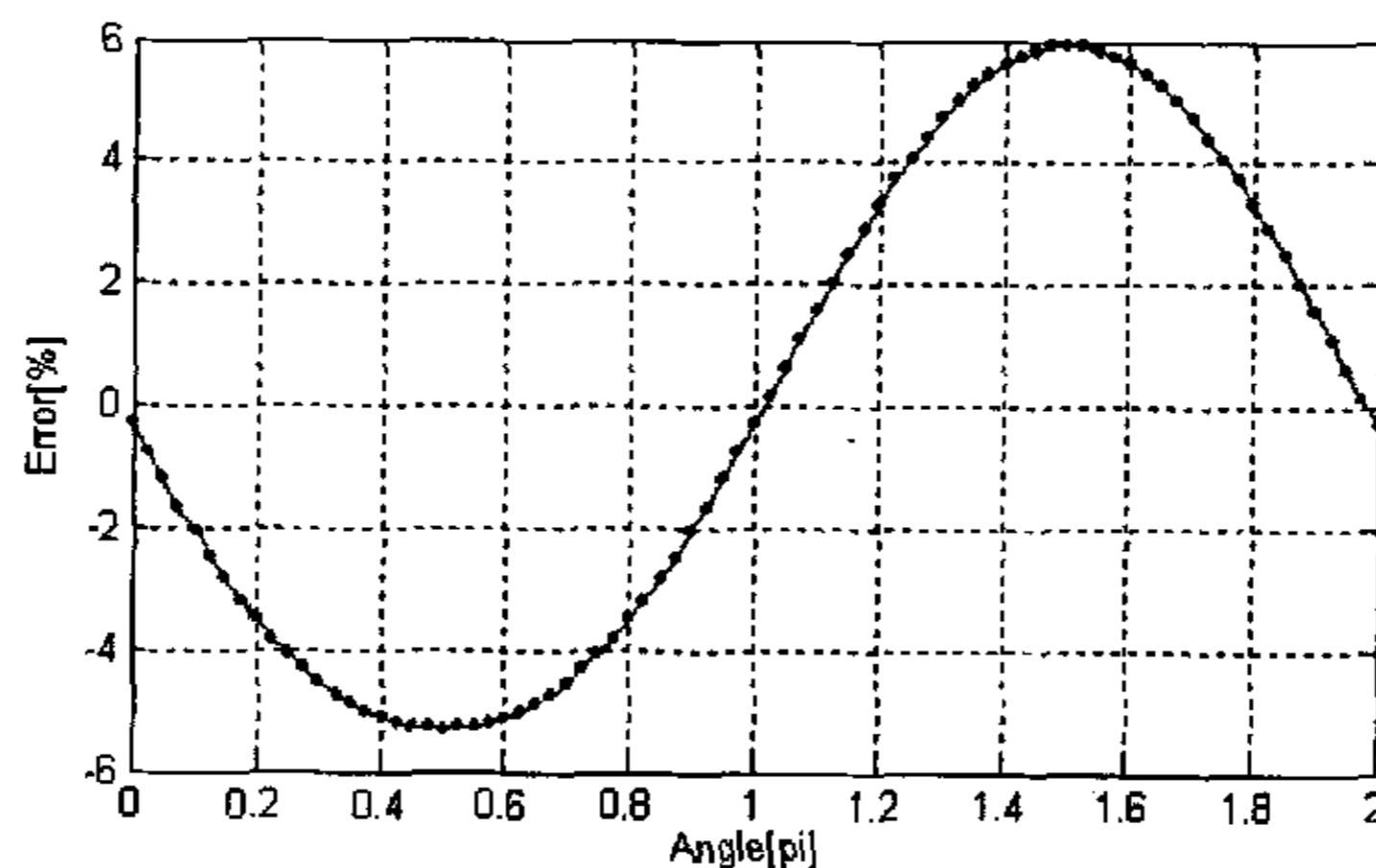
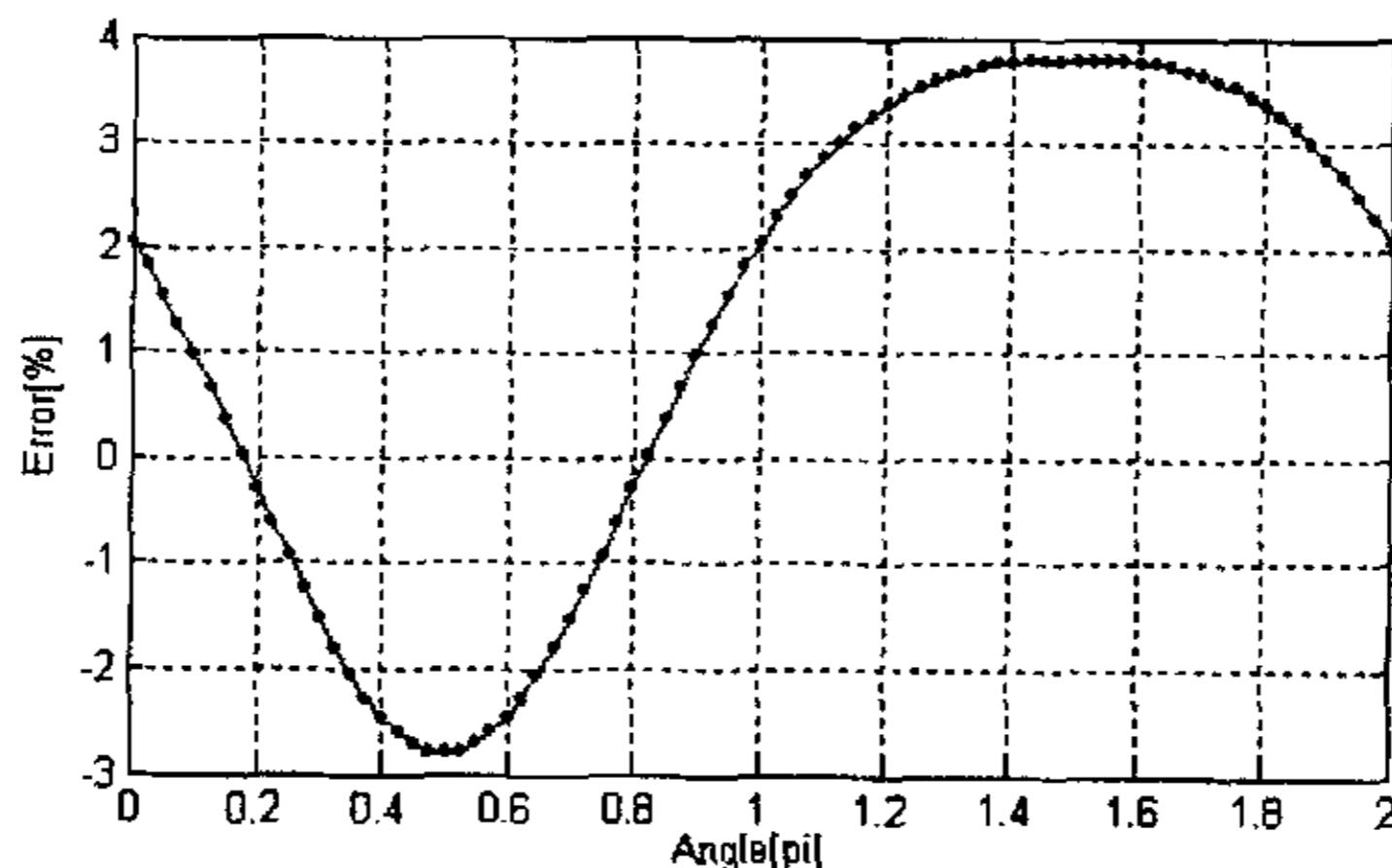
#### 4.3.2.1 单声道系统的弯管流动影响

##### ① 直射式声道布局非理想流动影响

由于不同的管道安装角度在同一种流场下可能具有不同的表现，因此还需要定义安装角度  $\omega$ ，(水平位置为  $0^\circ$ 、逆时针旋转)，并考察当  $\omega$  在  $0 \sim 2\pi$  区间范围内变化时，其流量修正系数的变化情况。在这个过程中，流场保持不变，其截面上的二次流动如图 3.17 所示，轴向流动分布如图 3.17 和图 3.18 所示。图为弦向安装的参数定义： $h$  为弦和圆心的距离； $\omega$  为旋转角度。径向安装相当于  $h$  为 0 的情况。

图 4.8 弦位置  $h$  和旋转角度  $\omega$  定义

对于图 4.4 中的直射式声道布局, 不同的弦位置  $h$  在流场中有不同的表现, 图 4.9、4.10 和 4.11 分别是  $h=0.5$ 、 $0.3$  和  $0$  时的单弯管流场中的误差曲线。图 4.12、4.13 和 4.14 分别为  $h=0.5$ 、 $0.3$  和  $0$  时的双弯管流场误差曲线。

图 4.9 弦向声道布置在单弯管流动下的误差-角度关系 ( $h=0.5$ )图 4.10 弦向声道布置在单弯管流动下的误差-角度关系 ( $h=0.3$ )

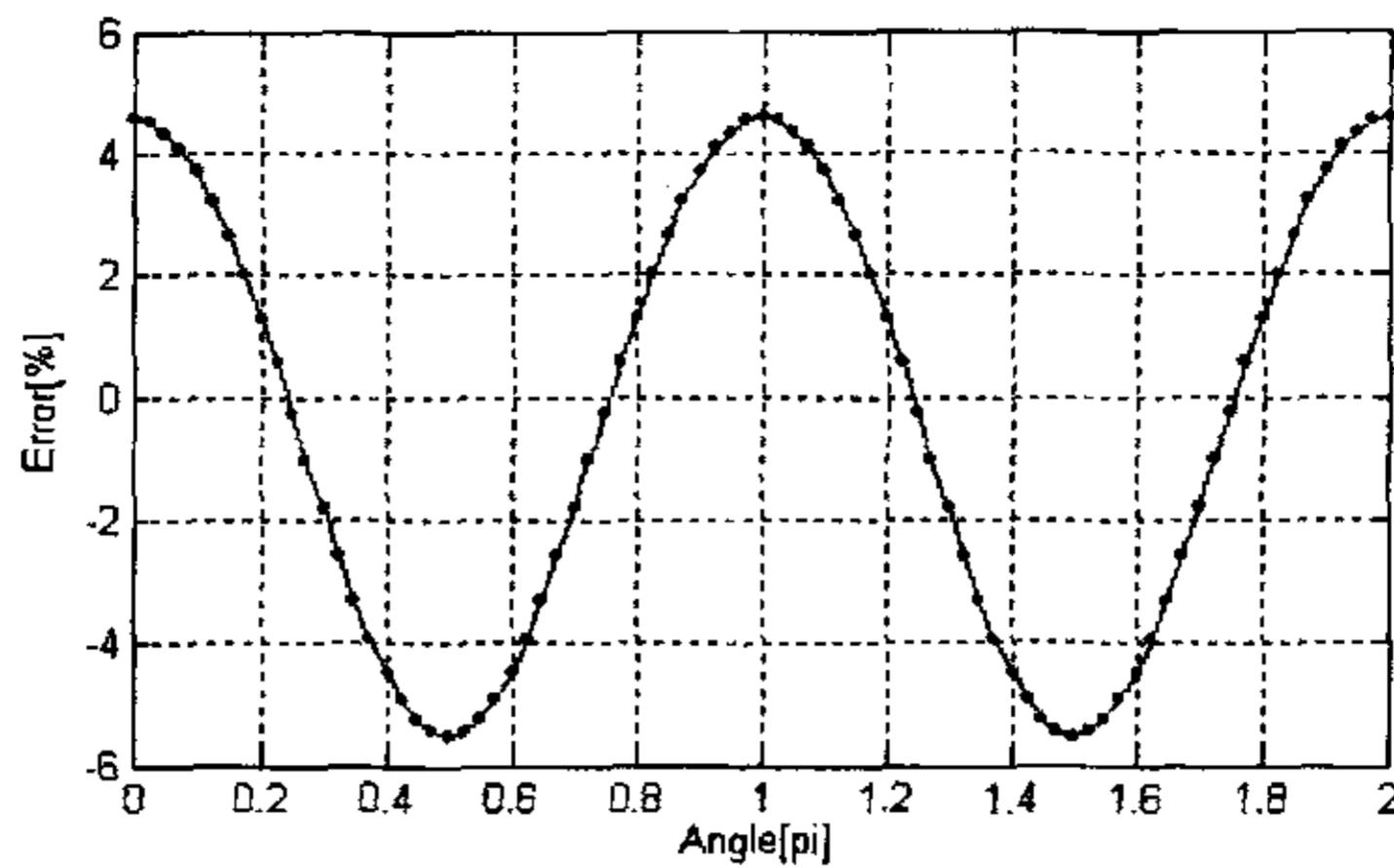


图 4.11 半径位置的声道布置在单弯管流动下的误差—角度关系 ( $h=0$ )

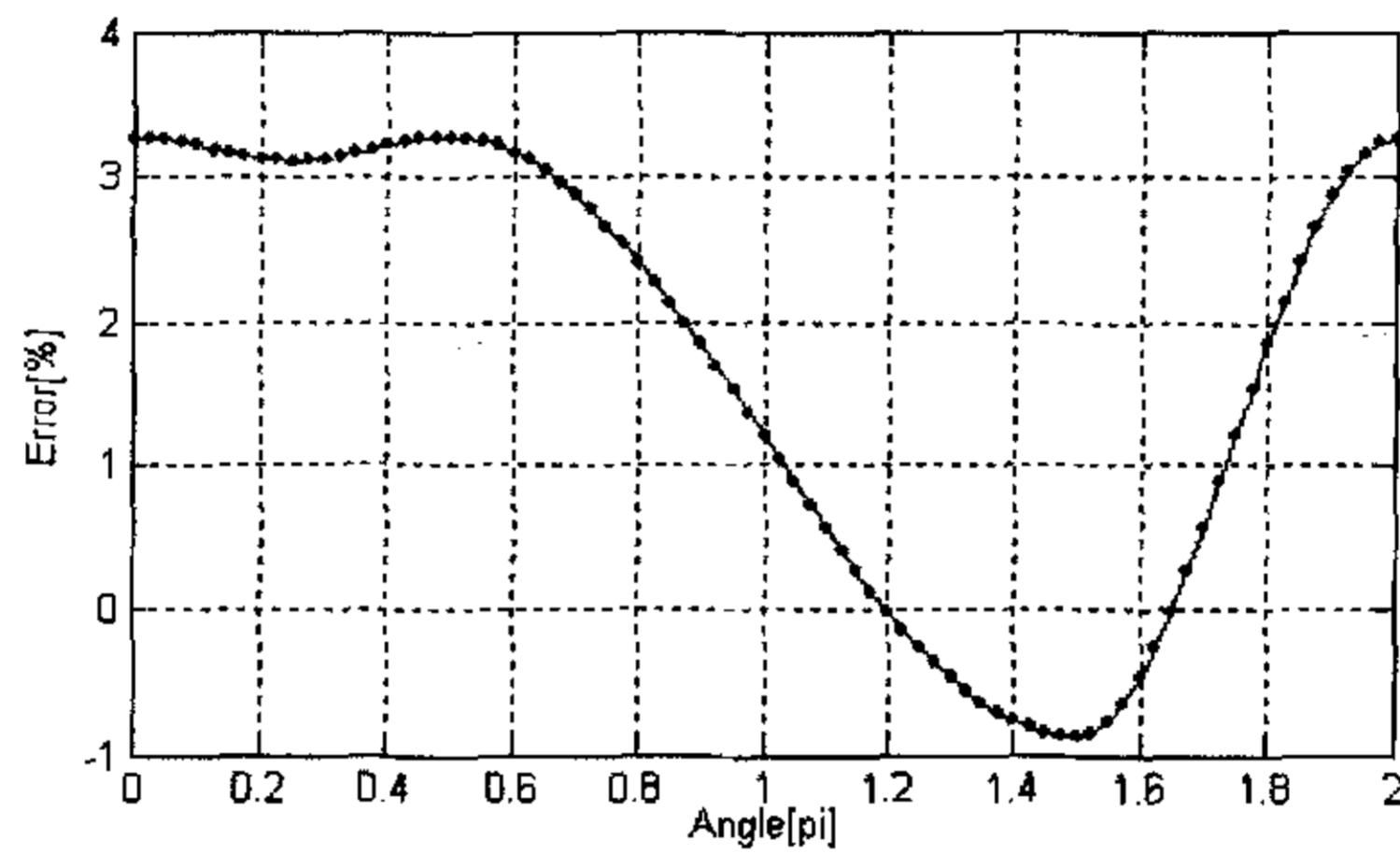


图 4.12 弦向声道布置在双弯管流动下的误差—角度关系 ( $h=0.5$ )

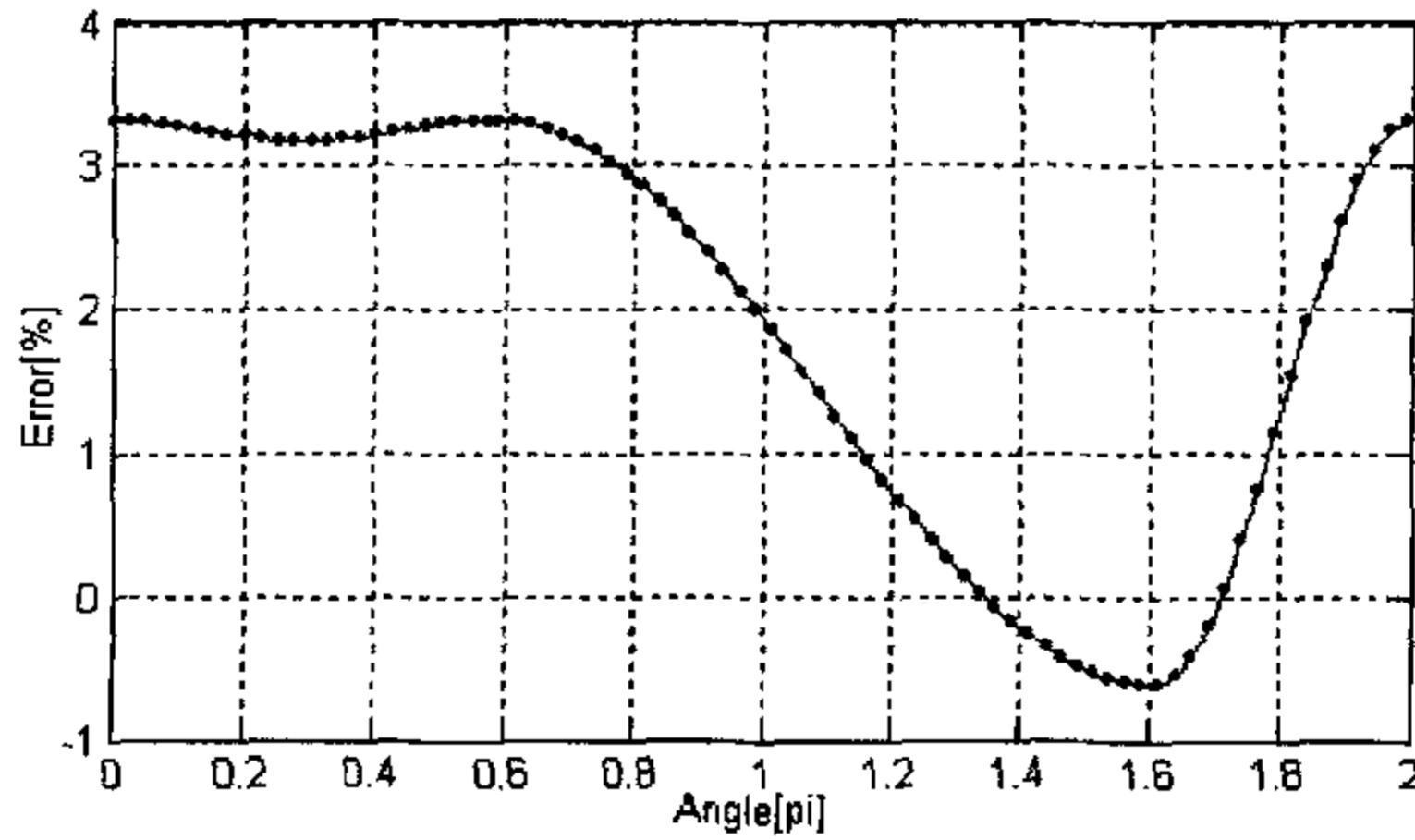
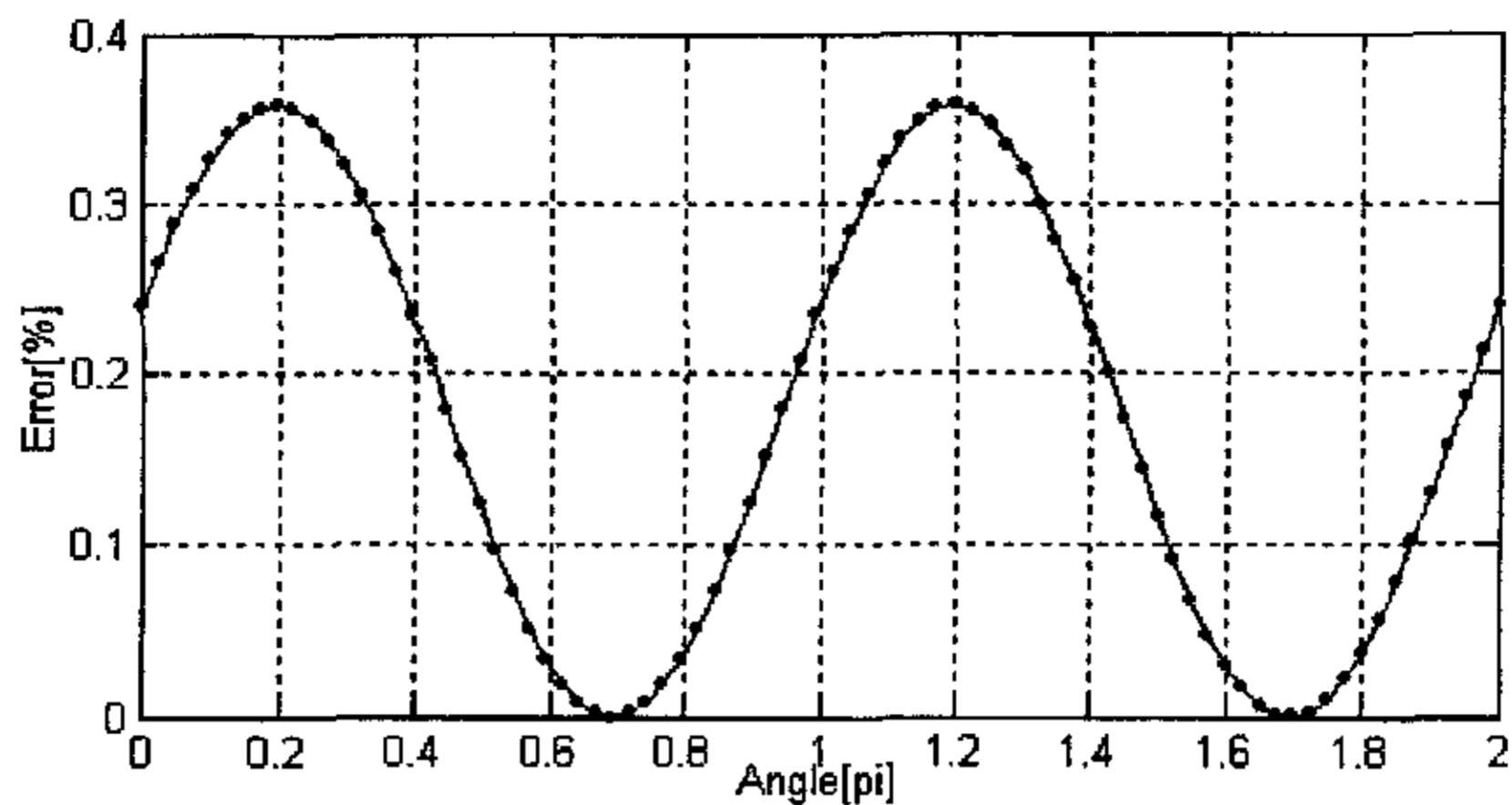


图 4.13 弦向声道布置在双弯管流动下的误差—角度关系 ( $h=0.3$ )

图 4.14 弦向声道布置在双弯管流动下的误差—角度关系 ( $h=0$ )

## ② 折射式声道布局非理想流动影响

图 4.3 中的折射式声道布局在单弯管流动下的流动影响如图 4.15、4.16 所示。

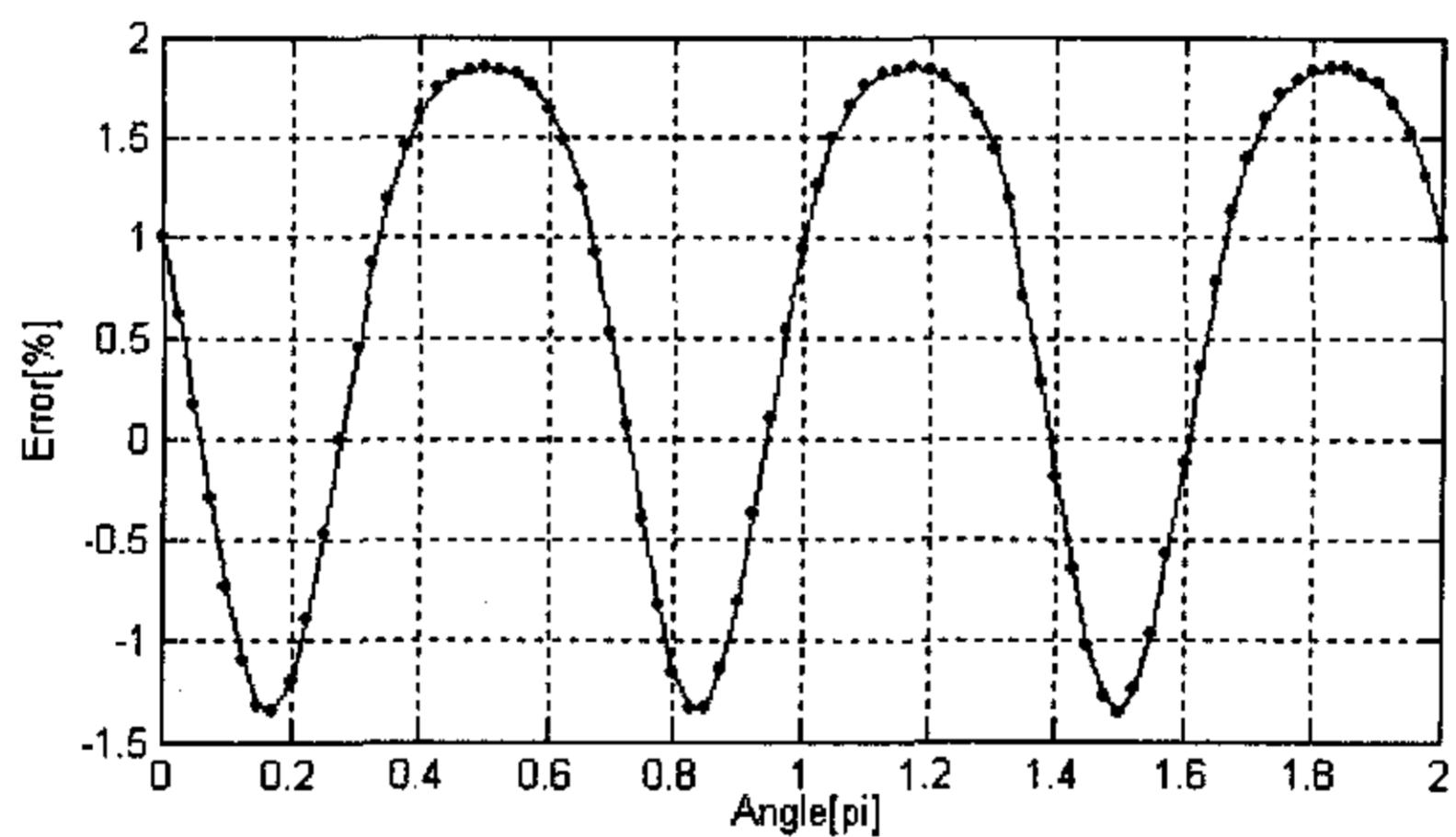


图 4.15 三次折射声道在单弯管流动下的误差—角度关系

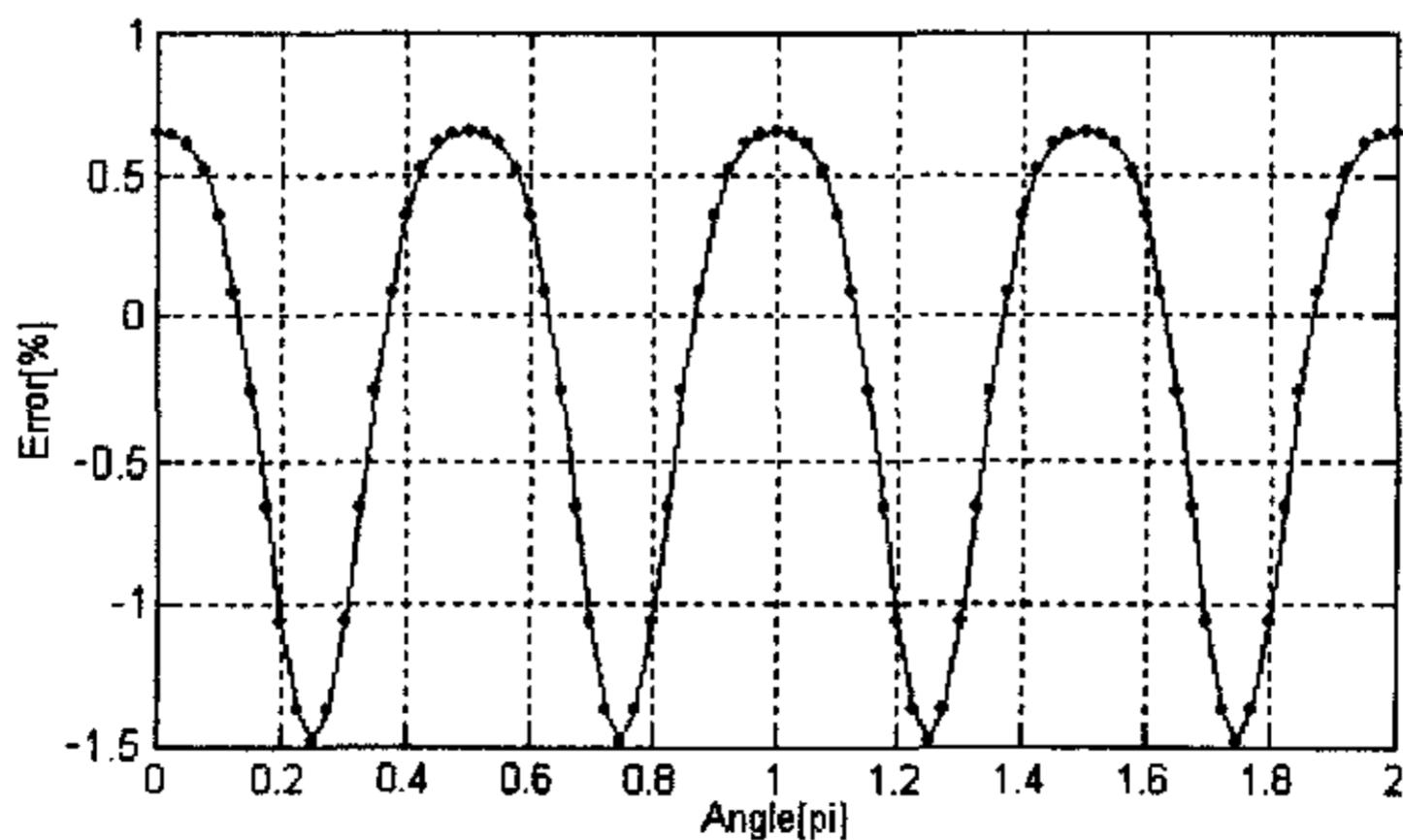


图 4.16 四次折射声道在单弯管流动下的误差一角度关系

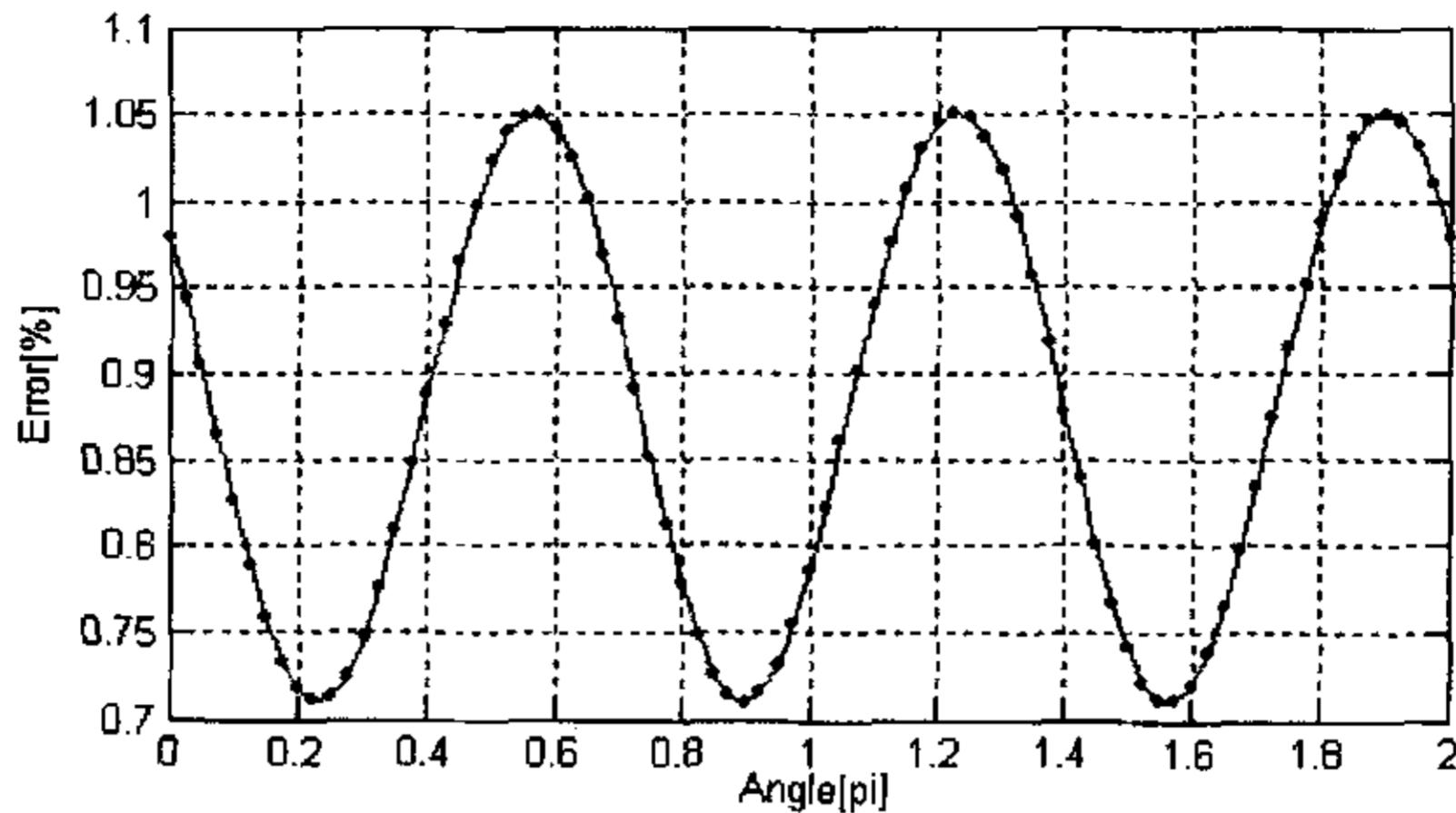


图 4.17 三次折射声道在双弯管流动下的误差一角度关系

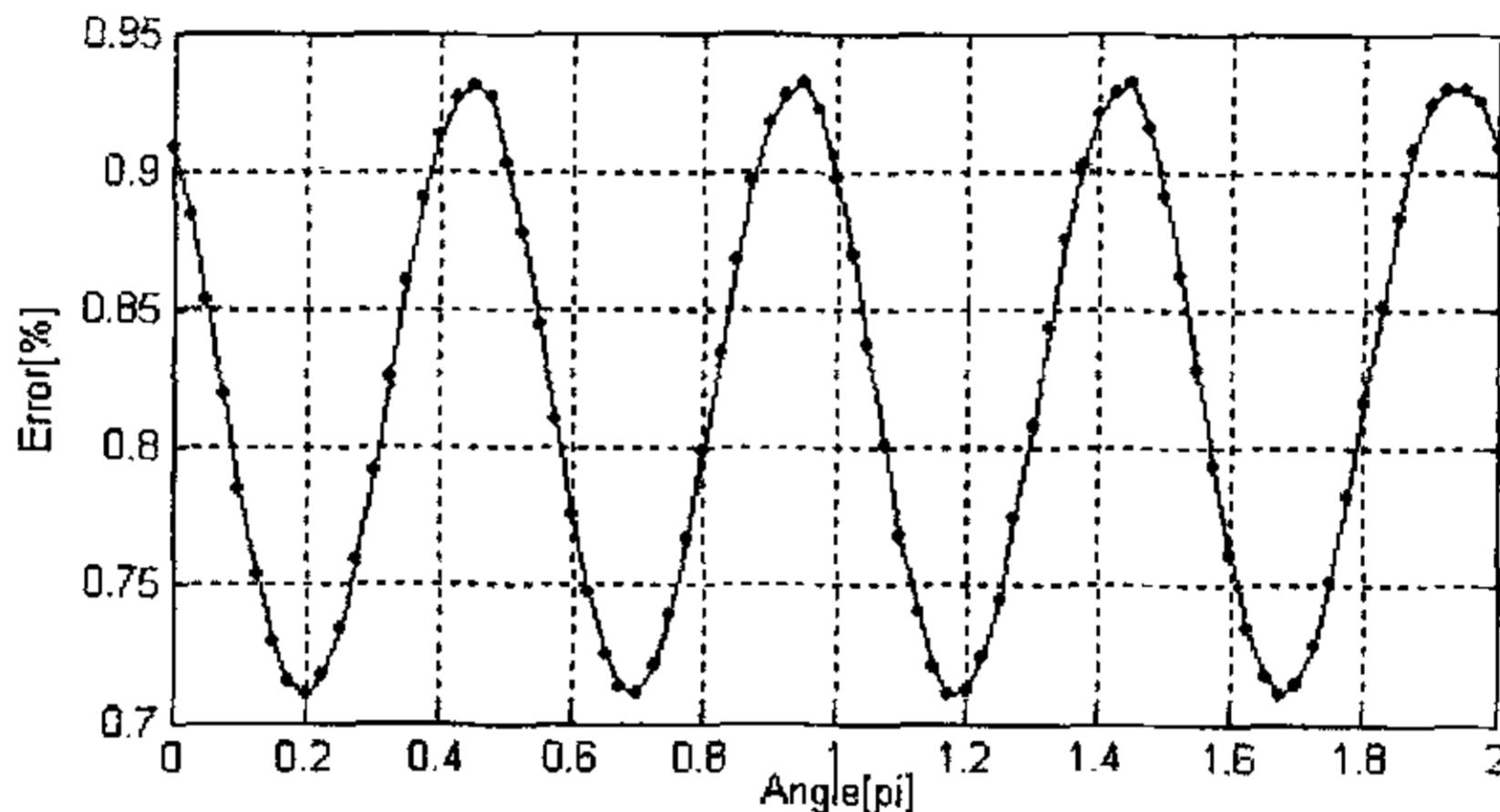


图 4.18 四次折射声道在双弯管流动下的误差一角度关系

由以上的单声道误差一角度关系曲线可知，在弯管流动的流场下采用多次折射的声道布局在流量修正系数的偏差上要优于直射式的声音布置。分析其原因主要是因为采用多次折射后的声道布置，其获得的是流场内多根声线上的平均流速，相当于对更多的采样点进行了平均，因此超声传播路径上的平均速度能够更接近理想状况，在一定程度上降低了流场非理想分布的影响。

从双弯管流动情况下的误差一角度关系关系曲线可以看出，系统的误差存在水平偏移，出现这种情况的原因在于双弯管流动的二次流速度分量始终与声道基本保持平行状态，引起对流量计测到的管道声速产生持续的累计效果。

误差曲线也反映了界面上的二次流分布与声道位置之间的相互关系。

#### 4.3.2.2 多声道系统的弯管流动影响

根据式 2.10 中，多声道系统的流量是将各个声道的平均流速用权重系数  $w_i$  经

过加权之后获得，因此多声道系统受流动分布的影响也同样要根据各个声道不同的权重  $w_i$  加权计算。

$$E = \sum_{i=1}^n w_i e_i \quad (4.13)$$

其中：  $e_i$ ——单个声道的误差，根据式 (4.10) 计算；

$n$ ——声道数量。

由于不同的声道布局方式下的权重分配有很大的不同，因此这里仅计算对角式分布和平行式分布的流动影响。对于对角式的分布，其权重系数  $w_i = 1$ ，

$i = 1, \dots, n$ ，而平行式的分布按照表 4.1 中高斯积分的布局和权重进行分配。

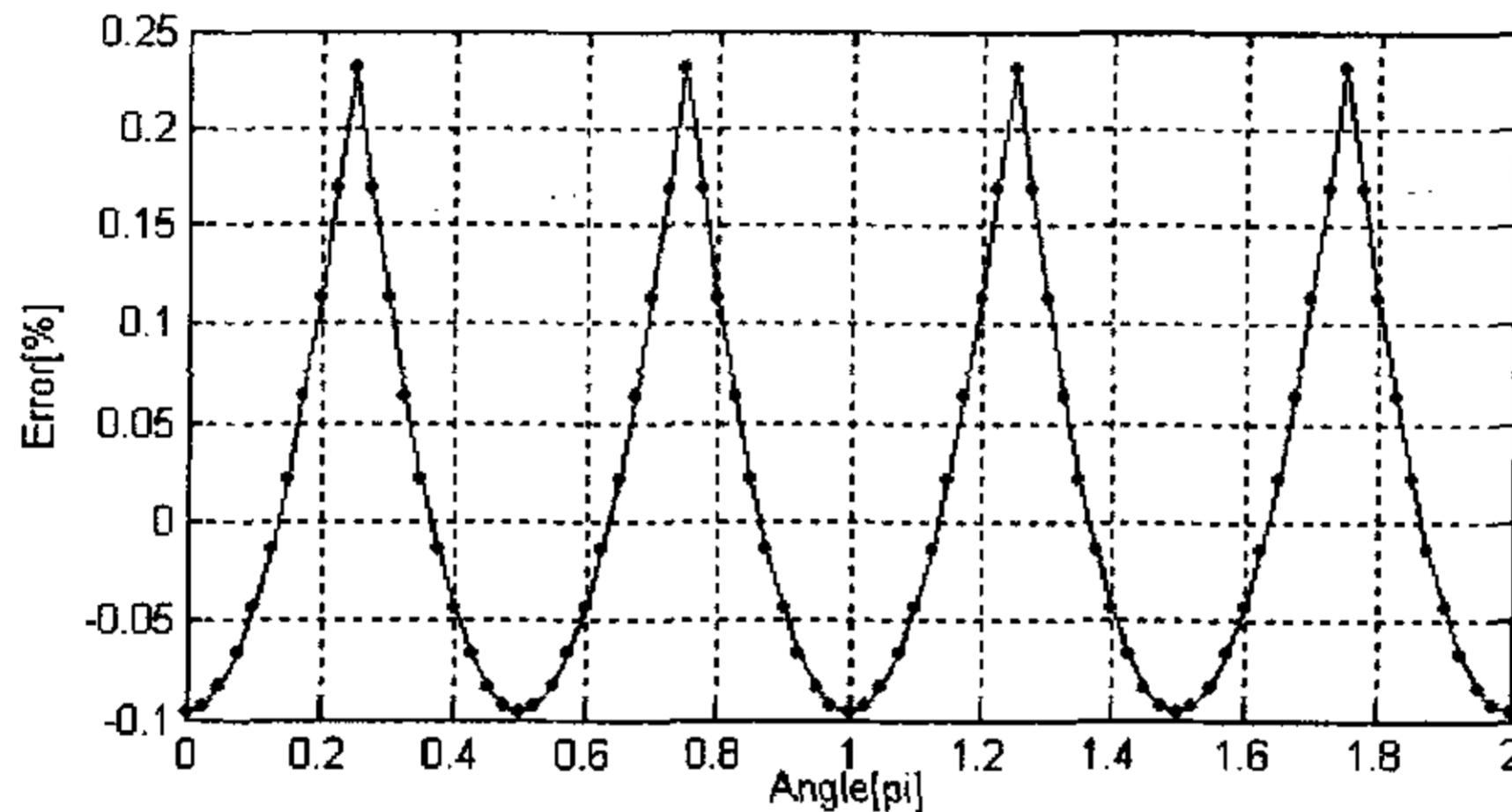


图 4.19 对角式布局声道在单弯管流动下的误差—角度关系

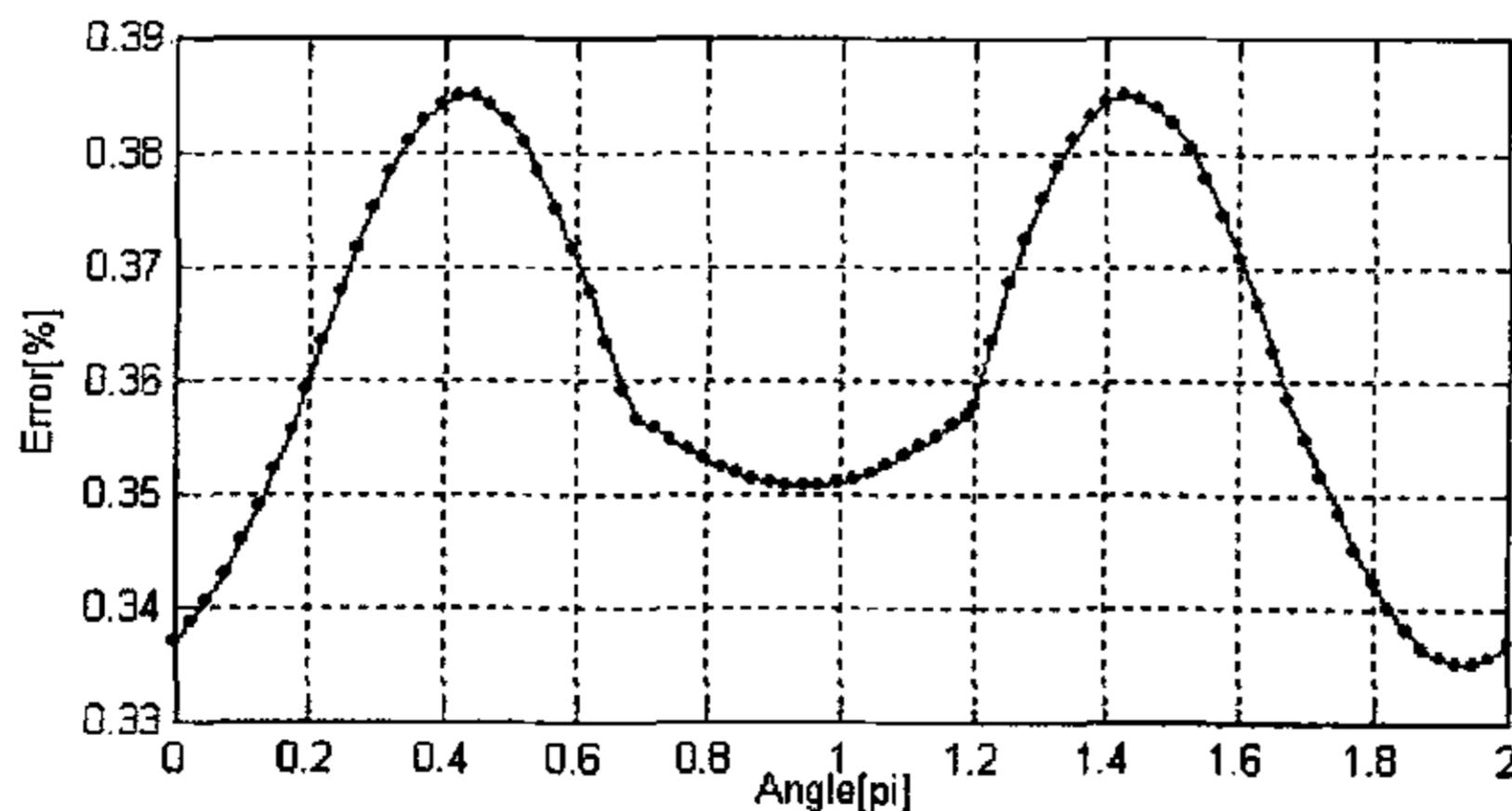


图 4.20 对角式布局声道在双弯管流动下的误差—角度关系

对角式的声道布局在单弯管流场中具有良好的表现，这和流场的特殊性有很大的关系。由于对角式的布局其两个声道的数据存在  $90^\circ$  的相位偏差（两组声道的权重设置一致），如果此偏差正好与流场数据的角度偏差相吻合，就可以通过两组数据的互相补偿有效提高了测量的精度。这里必须指出的是，对于某一种流场具有良好表现并不代表该声道设计能在其他流场中也有同样的表现。

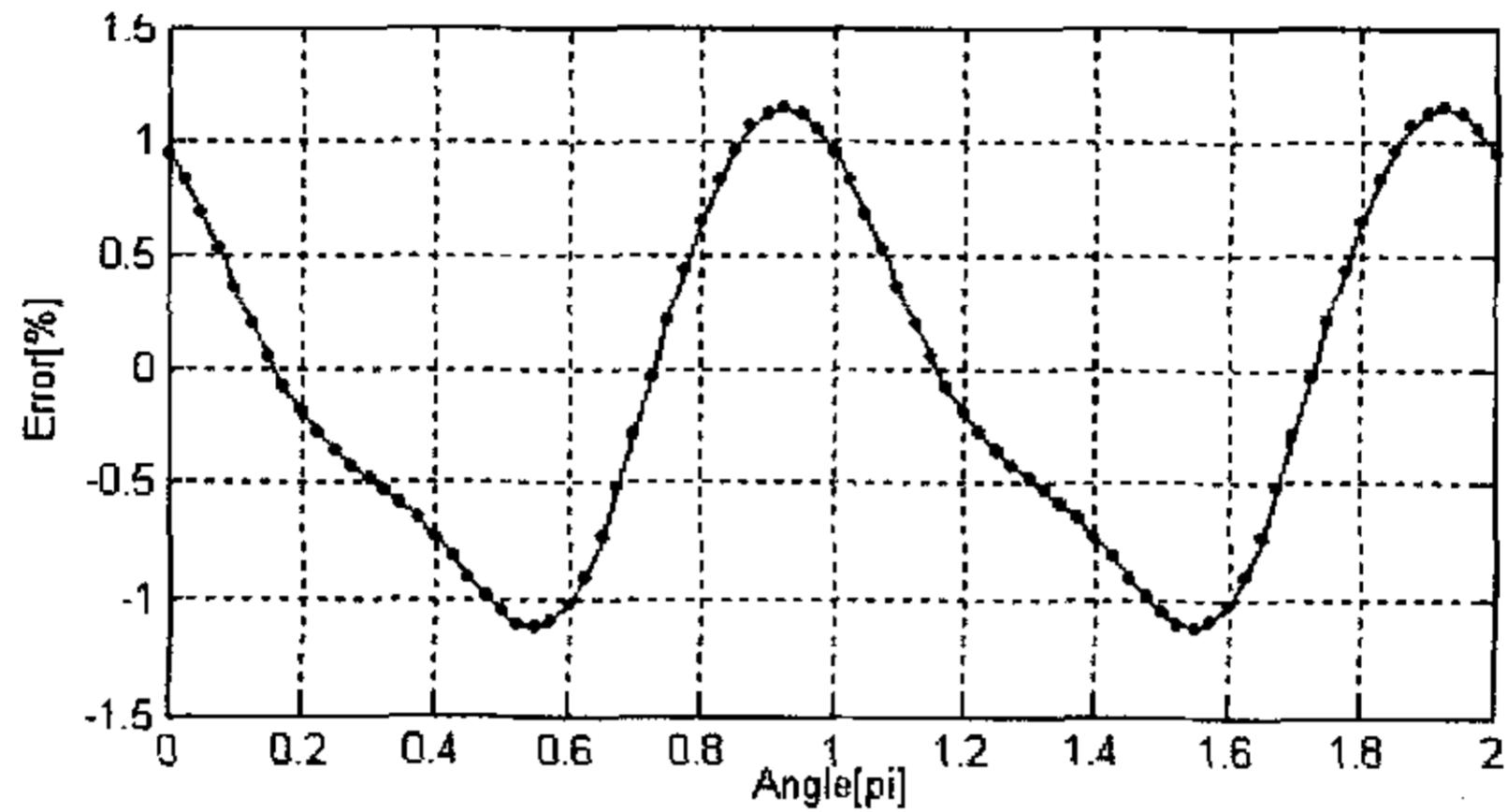


图 4.21 三声道高斯积分布局声道在单弯管流动下的误差一角度关系

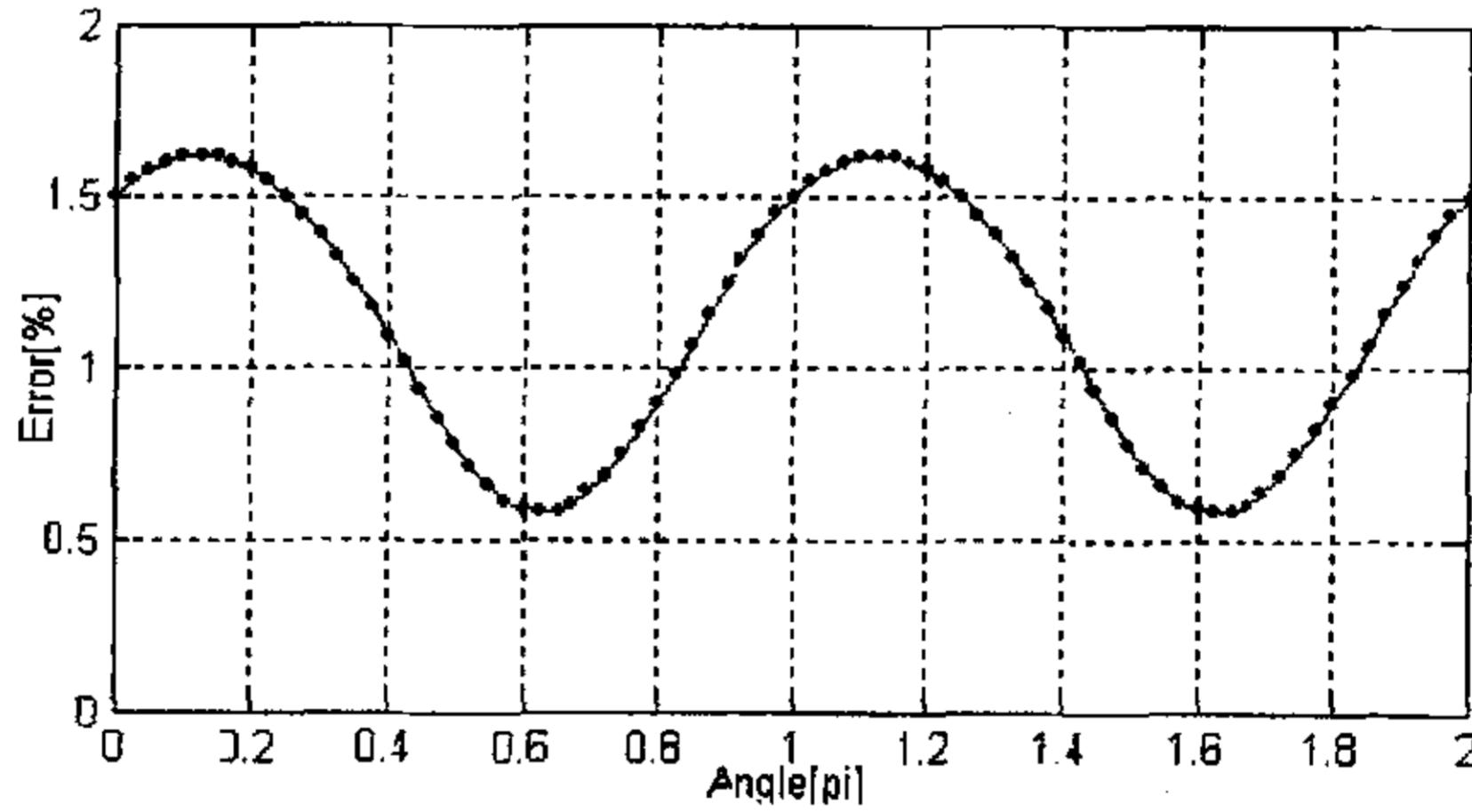


图 4.22 三声道高斯积分布局声道在双弯管流动下的误差一角度关系

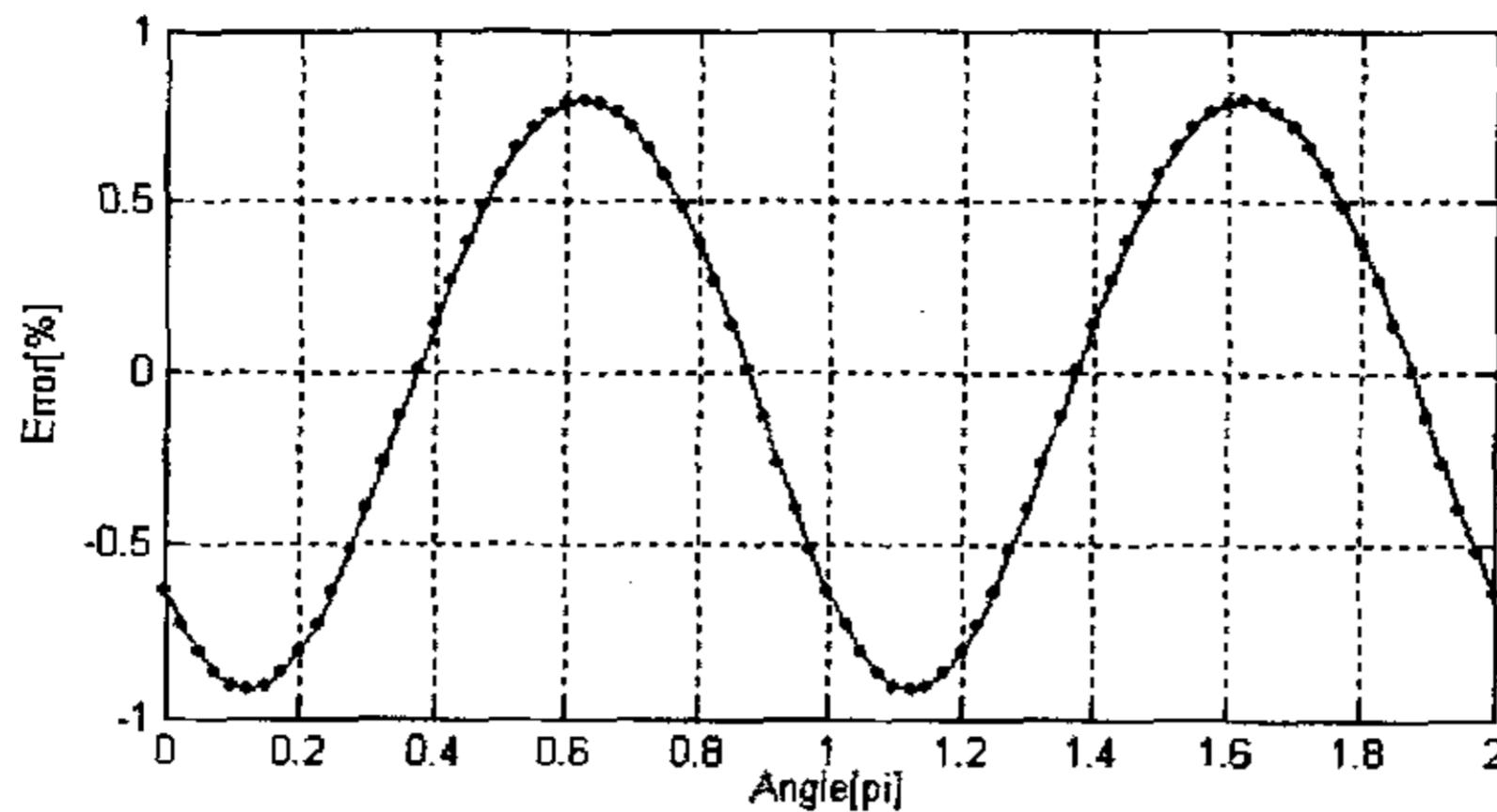


图 4.23 四声道高斯积分布局声道在单弯管流动下的误差一角度关系

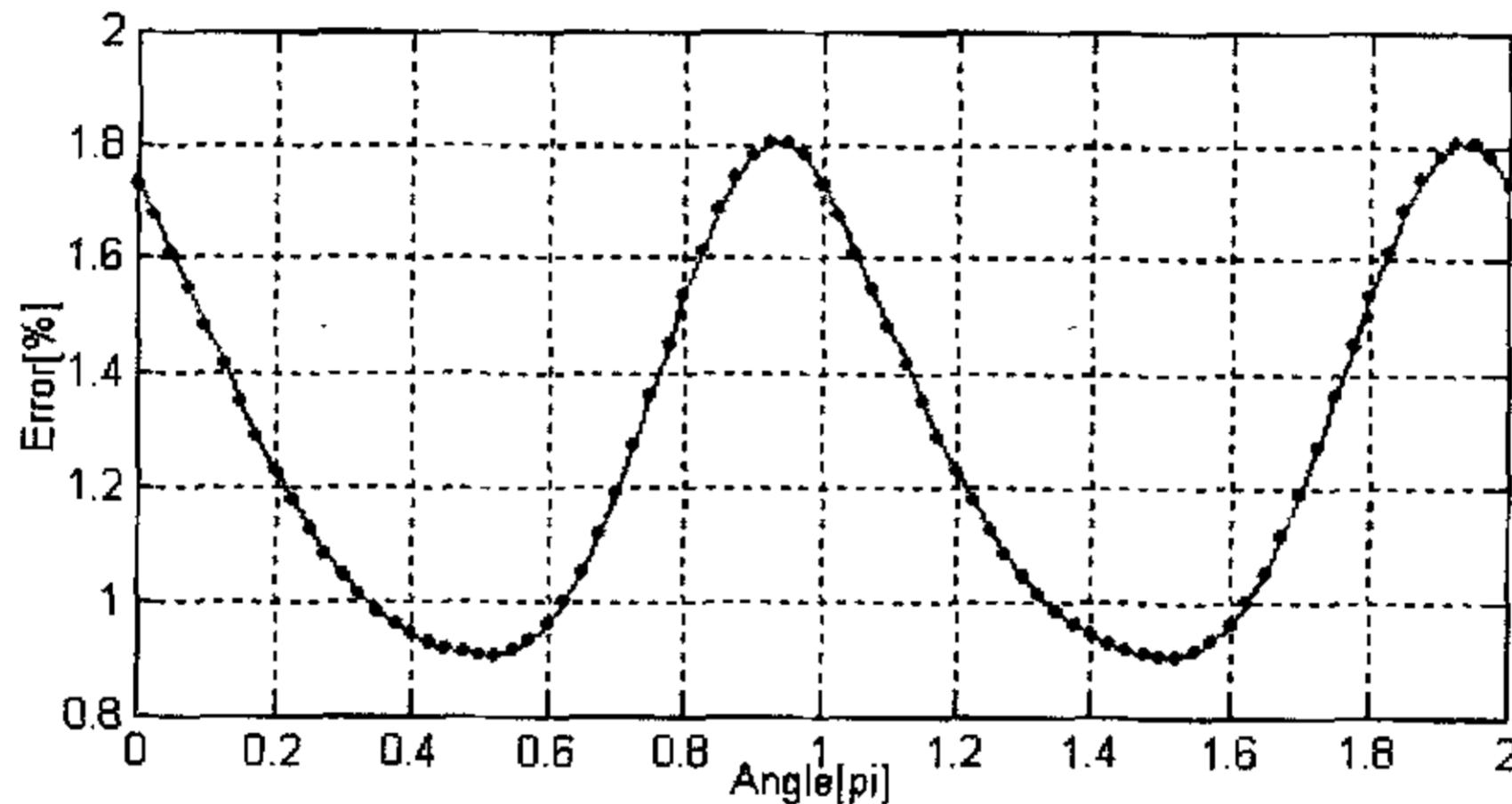


图 4.24 四声道高斯积分布局声道在双弯管流动下的误差一角度关系

多声道的仪表系数误差曲线计算只是各个独立声道的误差情况与权重系数相乘后累计的结果。流量计的误差状况同时受速度场非对称分布与二次流的影响，其中速度场的非对称分布主要通过权重系数的调整获得解决，而二次流的影响具有累加效应，只能是通过调整声道的安装角度以及位置获得解决。

流场非理想状况随着直管段的加长会逐渐减弱，这里的流场为弯曲管道后约 10D 位置的流场情况。由各个误差的变化图中可以看出误差的变化根据所处的角度具有周期性变化的特点。利用这一点，在流动状况稳定的场合通过调整超声波流量计的安装角度可以在一定程度上降低因为流场扰动产生的误差。

### 4.3.3 弦位置声道受粗糙管道流动的影响研究

根据 3.3.3 一节的研究结论，不同绝对粗糙度下即使  $Re$  相同流速分布也会有所差异，管道的最大流速和绝对粗糙度成正比。由于通常情况下，流量计的积分算法总是固定的，在这种情况下流量修正系数误差的计算仍然可以采用 4.3.2 的弯

管流动影响计算公式，即流量系数误差通过声道上的线平均速度的误差获得。

因为粗糙管道流动包络为中心对称形式，因此只需要计算不同弦位置声道的流量修正系数误差即可。如图 4.25 所示，图中的  $x$  代表弦与中心的距离。

由图 4.25 中可以看出，可能存在某一个弦位置，其流量修正系数误差不受管道粗糙度变化的影响，但是这并不意味在其他的流动雷诺数下其修正系数仍然与管道粗糙度无关。根据图中的数据，此弦位置在 0.4~0.6 之间，而根据表 4.1 的计算结果，只有双声道的高斯积分超声波流量计可能处于该范围内，而其他流量计的声道布置优化结果都不在该范围。由于现场使用的超声波流量计一般都在 3 声道以上，因此长期使用的仪表进行定期校正是无法避免的。

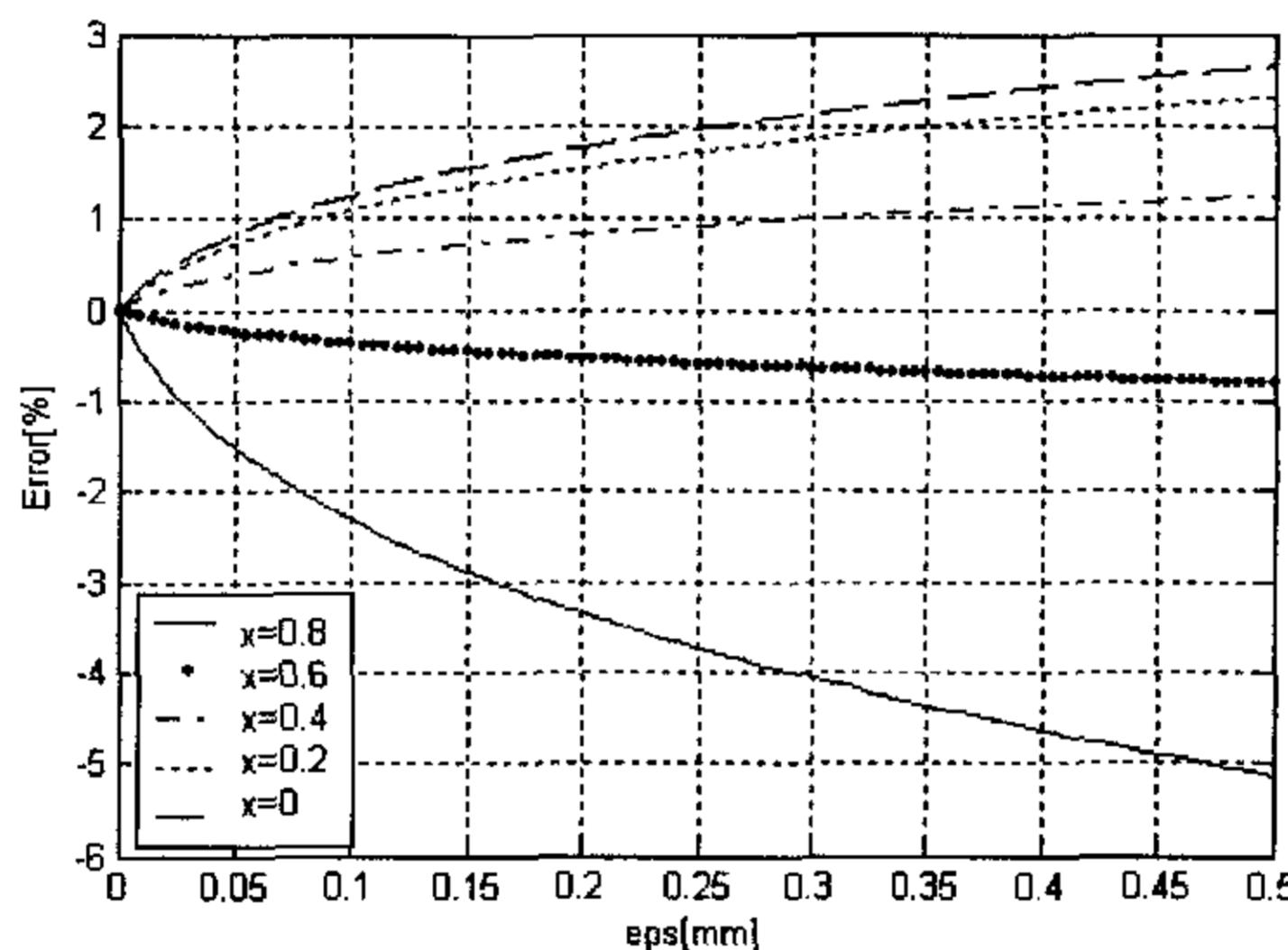


图 4.25 不同弦位置声道绝对粗糙度—误差曲线 ( $Re = 1e5$ )

#### 4.4 小结

本章对超声波流量计的流场适应性进行了深入系统的分析：

1，从超声波流量计的流场修正系数原理出发，分析了高斯法声道安装位置的计算方式。给出了高斯法声道布置下的多声道安装位置表，根据表中的位置布置声道满足截面上各个声道数值加权积分其残差为最小的优化条件。

2，对流场因素进行分析，并得出结论：1) 径向速度分量是导致流量计获得的介质流速与实际流速出现偏差的原因，并且其对流量计示值的影响始终是出现正偏差。2) 当流场出现非对称分布时，按照直管理想流场设计的流量修正系数会由于与实际情况不符而带入偏差。3) 合适布置声道弦向位置、角度可以实现对特定流场分布条件下的优化，降低在该流场中的流量计流场敏感程度。

3，通过分析，将流场适应性问题转化为更为本质的流场修正系数误差研究。

根据对流场因素的分析，对若干种常见声道布置的流场适应性问题进行探讨，计算了这几种声道布置在典型弯管流场以及粗糙管道流场中的误差情况。

## 第五章 超声波流量计数字信号处理系统研究

流量计通过测量脉冲在顺流和逆流传播时的不同信号时延，获取流体的流动速度信息，因此时延估计的精度就决定了仪表能达到的计量精度与性能。在时延估计问题中，信道的随机时变、频变对接收信号的影响是导致估计精度难以提高的主要原因。通常的高精度时延估计都是建立在信道平稳，接收信号的归一化波形基本不变的前提下，当信道起伏严重、信号波形畸变严重时，时延估计的精度将迅速下降。本章对影响最大的声学噪声信号问题进行了针对性的研究，并提出使用 Laguerre 自适应滤波基本消除因为流量、压力等测量环境参数变动带来的幅值变化差异，获得整齐划一的波形。

### 5.1 基于 DSP 的数字信号处理硬件系统研究

#### 5.1.1 硬件系统总体结构设计

##### 5.1.1.1 DSP 选型讨论

这里的 DSP 是数字信号处理器 (Digital Signal Processor) 的缩写。主要的 DSP 制造商有德州仪器公司 (Texas Instrument, 简称 TI)、模拟器件公司 (Analog Device, 简称 AD)、摩托罗拉 (Motorola) 等。近年来数字集成电路技术正在经历飞速的发展，主要有两个方面的表现：首先是其处理速度的提高；另一面就是体积的缩小与功耗的降低。DSP 处理速度的提高主要依赖三方面的因素<sup>[106]</sup>：流水线 (Pipeline) 技术的应用，芯片主频的提高和平行处理技术。处理器执行一条指令均需要 4 个步骤：取指令 (Fetch)、指令译码 (Decode)、取操作数 (Read) 和执行 (Execute)。所谓的指令流水线工作方式，即一条指令的执行分为若干个阶段完成，就像经过工厂里的生产流水线上的一道道工序一样，而同时，在流水线的其它阶段又分别有其它的指令在顺序地执行着。采用指令流水线的执行方式，可以大大提高系统的执行效率，使得系统可以低延迟或“无延迟”地执行较复杂的指令。DSP 的片内锁相环 (Phase Lock Loop, 简称 PLL) 技术的使用使得芯片的主频可以达到 GHz 级。处理器计算并行度的增加也是处理速度提高的一个重要因素。除了处理速度提高之外，DSP 的另一个重要发展趋势是功耗和体积的减小。目前降低功耗的主要措施为降低工作电压。由于 IO 电压通常有默认的标准，考虑使用和接口的便利性，通常不考虑降压。故现行的低功耗 DSP 产品中，内核电压与 IO 电压大都分开，内核部分通过采用更低的电压以节省功耗。在 TMS320VC5402 (100MIPS) 中，内核的工作电压是 1.8V，其功耗在一般情况下

在 60mW 左右<sup>[107]</sup>。功耗的减小使得散热问题的解决变得容易，封装体积也进一步减小。合理的进行处理器选型，在达到系统性能的前提下采用最经济的办法也是当前实时系统设置的重要问题之一。

目前，广泛使用的 TI DSP 有三个系列：C2000、C5000 和 C6000，另外 C3X 也有使用，其他的型号基本已经淘汰<sup>[107]</sup>。C2000 系列（包括 C24X、C28X）是一个控制器系列，全部为 16 位定点 DSP，除了 DSP 内核外，还有丰富的外设资源（包括 ADC、定时器、Watchdog、CAN 总线、PWM 发生器、GIO 等），主要面向工业控制领域；C5000（包括 C54X、C55X）在能耗等方面具备良好的表现能力，处理速度一般在 80MIPS~400MIPS，其中的 5402 系列被称为是性价比最高的处理器，在仪表、手持通讯产品、PDA 上具有广泛应用；C6000（包括 C62X、C64X、C67X）等是 32 位高性能 DSP 芯片，处理速度可以达到 800MIPS~2400MIPS，而且还在不断提高中，由于只提供 BGA 封装，硬件成本上较高，另外由于功耗较大，设计时还需要考虑系统中各部分的功率分配问题，该系列主要用于高端产品。综合而言，在超声波流量计中使用 C54X 系列 DSP 较符合系统以及设计的要求。

C54X 系列 DSP 采用了改进的哈佛结构<sup>[108]</sup>，总线宽度为 16bit，包含一个程序总线、三个数据总线和四个地址总线，使用两个辅助寄存器算术单元，在每个周期内产生一个或两个数据存储器地址。这四组内部总线和两个地址发生器使其可以进行多操作数运算。有一个 40-bit 的加法器、两个 40-bit 的 Acc 和一个分开的 40-bit 的 ALU。C54x 的 ALU 也可以作成两个 16-bit 的配置，完成两个单周期运算。乘法器输出处的 40-bit 的加法器允许作非流水的 MAC 运算，以及并行的两个加法和乘法。单周期归一化和指数编码支持浮点数运算。支持一个桶型移位器，将 40-bit 的 Acc 的值左移或右移最多达 31bit。该桶型移位器将移位后的值送给 DCU 的 ALU，以便作进一步的运算。指令集中关于二操作数、三操作数和 32-bit 操作数的指令，支持结构的并行性。八个可以独立寻址的辅助寄存器和软件堆栈提高了 C 编译器的效率。C54x 的特殊功能指令，如单指令或块指令循环、八个并行指令（如并行存储或乘加）、乘法累加和减（十个乘法指令）、八个双操作数存储器搬移，充分利用了各功能单元和并行能力的优点。基于以上考虑，系统中选用了性价比最高的 TI TMS320VC5402 作为系统处理器。

### 5.1.1.2 实时信号处理系统需要达到的基本要求

随着信号处理领域的逐渐发展和成熟，各种研究结果正在被越来越多地应用于各种解决方案中，硬件、软件以及算法都被集成到一个系统上。这样的系统不但能够实时地计算出结果，而且在通常的情况下，还对体积和功耗有一定的限制。这样做可以将整个系统放置在最靠近信号源的地方，而不是将源信号长途传输到不能移动的大体积处理系统上。在满足前述这些条件下，还需要整个系统最经济。这就是通常意义上对一个实时信号处理系统的要求。对于一个对实时性要求相对较严格的流量计产品，其选择的信号的处理方式以及处理算法必须针对信号自身

特点，既能保证处理的实时性，获得的结果也能满足后处理算法的要求。

采用数字信号处理算法来解决工程应用中的问题已经成为一种趋势，针对数字信号处理而开发的 DSP 器件更是促进这一趋势的有利工具。在卷积、数字滤波、FFT、相关等运算中，都包含了大量的乘法和累加，由于 DSP 有专门的硬件乘法器，可以在单周期内完成乘法运算，循环寻址、位倒序等特殊指令使 FFT、卷积等运算的寻址、排序和计算的速度大大提高。因此 DSP 比通用计算机更适合于数字信号处理软件的运行。

以 DSP 器件为核心设计的系统具有很强的灵活性，一般通过改变内部的数字信号处理软件就能应对系统应用的改变，可以维持系统核心部分的稳定。在计算精度上，只和 ADC 的位数、字长、算法等有关，在系统设计时就已经决定了，不会因为不同的生产批次而变化。可靠性与重复性上，不受环境温度、湿度、噪声和电磁场等的干扰和影响。在大规模应用上，也由于 DSP 器件体积小、功耗小、一致性好、使用方便等特点而凸现优势。在信号处理领域，还有很多的算法在模拟器件上是无法实现的，如信息无损压缩（Lossless Compression）、线性相位滤波器（Linear Phase Filter）等只能在数字系统中得以实现。

数字信号处理也有其局限性。首先就是实时性，其处理的速度是由 DSP 器件的运算速度决定，而在模拟系统中主要是电路时延。对于高频信号的处理，由于必须满足乃奎斯特采样定律，这对信号的传输、采样以及处理都会带来很大的麻烦。

### 5.1.1.3 流量计二次仪表系统总体结构设计

一个实时的处理系统其必须具备两个基本特征<sup>[57]</sup>

- 1, 处理的速度要能够跟上输入。
- 2, 该处理要能够在一个小并且经济可靠的系统上实现。

气体超声波流量计硬件系统需要轮流对多个通道的信号进行实时检测，当采用 200KHz 超声换能器进行工作时，为了能获得良好的波形，通道的采样率要保证在 1MHz/s。根据超声波流量计系统的特性，100 口径的流量计器正常的脉冲序列持续时间在 300us 左右，在这段时间内必须完成对一个脉冲序列的采样工作，是一个要求较高的实时信号处理系统。用于检校试验的超声波流量计样机是一个三声道系统，安装有 3 对换能器，通过多路选择开关在这个声道之间进行切换。

综合流量计处理速度以及经济性考虑，在超声波流量计的二次仪表硬件设计中，选用了性能价格比较高的 TI 公司的 16 位定点 TMS320VC5402-100 作为系统的中央处理器，处理能力为 100MIPS（百万指令每秒），并为其在程序和数据空间各扩展了存取速度为 10ns 的 64K×16bits 内存 IS61LV6416。由于系统需要脱离计算机独立工作，为了方便系统自举以及部分重要数据的保存，还附带了 256K×16bits 的 Flash SST39VF400A。基本的硬件框架结构如图 5.1 所示

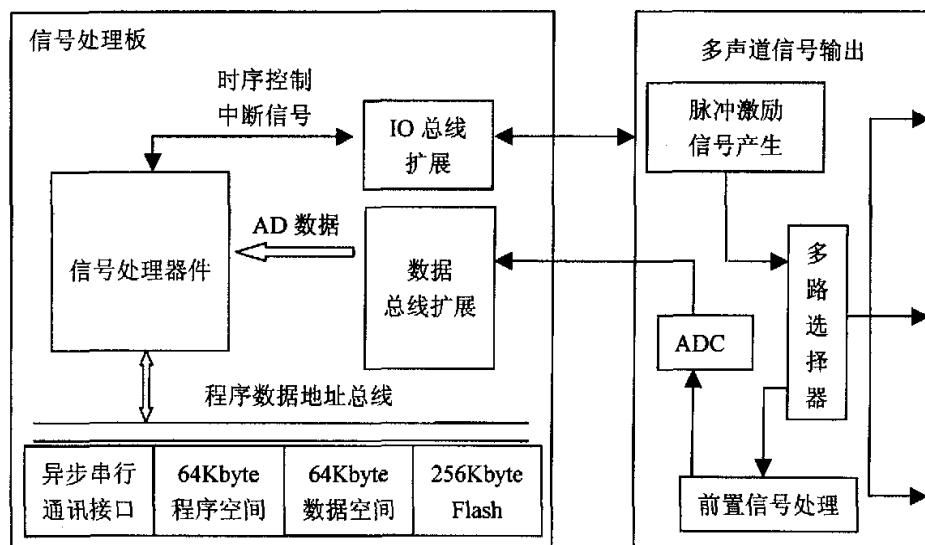


图 5.1 超声波流量计二次仪表的硬件结构

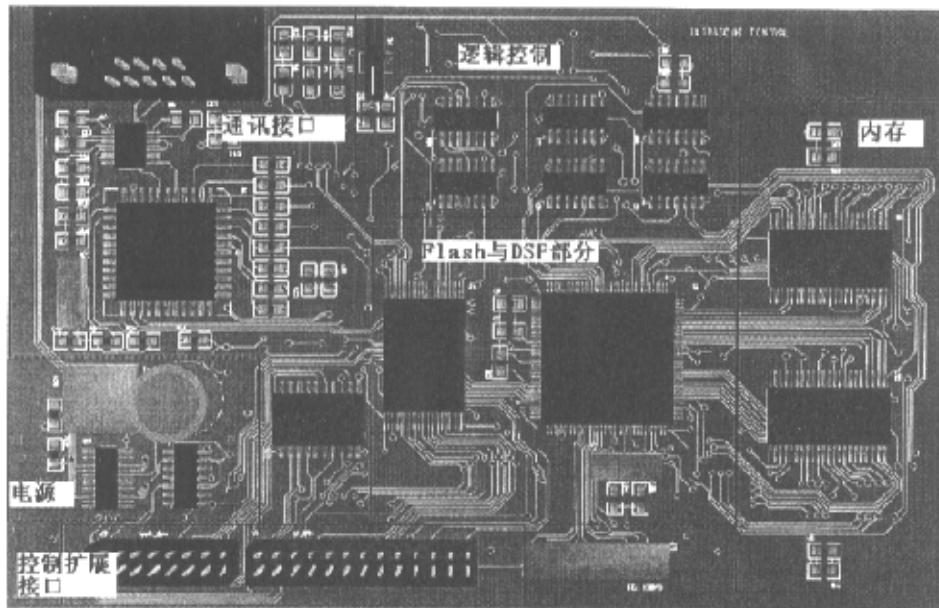


图 5.2 信号处理部分四层 PCB 板图

通过外扩的数据总线以及 IO 总线，实现对外部附加板卡的数据读取与控制。为了适应可能的声道数量变动，超声信号的预处理板卡都外挂在这些扩展总线总线上，通过 IO 总线对预处理板卡提供片选信号，并在数据总线上输入。

### 5.1.2 DSP 硬件系统设计中几个问题的探讨与结构优化

#### 5.1.2.1 DSP 系统的电源设计

现在的流量计应用系统越来越重视功耗问题，特别是一些微功耗系统，一块中等容量的干电池希望能供给系统工作几周甚至半年~一年的时间。在气体超声波流量计中，一般对功率的限制不会这么严格，这里主要讨论具有 DSP 特色的电源设计问题。

在大多数电路中，电源设计时考虑的负载是容性负载，这是因为为了使器件工作的比较稳定的电源下，在器件电源引脚附近常接上一些对地电容。还有元器件本身的很多因素也可能引入对地电容。故一般负载可以用一个电阻和一个电容并联的简单模型表示。同时由于大部分 DSP 芯片器件的微功耗设置，内核电压与 IO 电压不同，增加了不同的供电分支的复杂程度。

一般而言，对系统上的各个电源分支的供电顺序是不加任何控制的，因此事实上各个分支是同时供电。但是同时供电并不表示各个器件能同时工作，由于各个器件参数的不同以及工作电压的差别，达到工作电压的先后一般是不一样的。分析负载的简化模型，可以得出一个结论：每一个电路分支在上电过程中，先要对电容充电，等电容电压达到分支元件的工作电压后，才能进入工作状态，在上电开始时的电流比正常工作时要大很多。不同的元件其上电时所需的电流是一个比较难以给出的参数，往往通上电曲线的斜率有关，故通常在芯片说明书中并不给出该参数。不管该参数能否获得，都必须考虑上电电流远大于工作电流这一事实，否则可能导致所设计的系统无法正常工作。

由于以上原因，在两种情况下必须要考虑系统电源的供给顺序。一种是外部供电电流有限的情况。一般设计的电源功率肯定可以满足电流稳定工作的要求，但是未必能满足所有电路上电时的需要，在这种情况下就必须要考虑各个电路分支的上电顺序，从而减少系统的最大充电电流。在电路的合适位置配置大电容也是非常有效的方法，当然该电容的布置也是一个有一定难度的问题，其作用也不能和布置在芯片附近的电容相混淆。

另外一种情况是不同的电路分支之间存在相互控制的关系，那么就需要按照一定的时序进入工作状态。在 DSP 系统中，明显的关系是内核系统应该控制着 IO 系统，因此内核分支应该需要比 IO 分支提前进入工作状态，如果由于内核分支的控制电平因为某种原因处于不定状态，IO 分支的行为将无法预测，特别是如果 IO 的某些输出口与其他芯片的输出口直接相连，更可能给系统带来危险。导致接口冲突问题。对于这个问题，一般是采用专用的电源控制器 TPS767D318<sup>[134]</sup>，这是专门为 TI 系列 DSP 设计的 5V 输入电源解决方案，可同时供给 3.3V 和 1.8V 的电压输出，并且能监视两路独立的电源工作是否正常，内置的看门狗定时器

(Watchdog Timer) 自动产生复位信号。这里给出只是一个解决方案，在实际系统设计时，必须考虑不同的具体情况给出不同的设计。

### 5.1.2.2 DSP 的 Bootloader 启动

DSP 系统在启动的瞬间必须有合适的引导方式实现系统的自举。所谓引导方式就是指处理器复位时，其系统软件代码所取得的方式。对于单片机来说，它使用复位矢量方式从程序空间的固定地址处开始取得指令代码。如果所需代码来自程序空间外部，则引导过程无法进行。TMS320VC5402 DSP 内部 ROM 中的引导装载程序 Bootloader 使系统上电后能自动将程序代码从外部，如 Flash、Eeprom 引导装载到 DSP 内部或者外部程序存储器中脱机运行。这样的设计有三个突出点：一是程序代码可以存储在片外相对慢速、非易失性器件中，而装载运行于高速器件；二是提供多种装载方式，使得 DSP 可以灵活应用到不同系统；三是省去对 DSP 片内 ROM 进行掩膜编程操作，节省大量费用。

DSP 的启动有不同的引导方式，引导装载程序根据不同的系统要求提供了多种装载模式，主要包括并行 I/O 口引导装载、串行口引导装载、HPI 引导装载、外部并行引导装载等模式，并且兼容 8 位和 16 位字引导装载方式。TMS320VC5402 内部 4K 字的 ROM 程序位于 0xF000~0xFFFF 程序空间，包括引导装载程序、 $\mu$  Law 和 A Law 扩充表、正弦对照表、工厂测试码和中断向量表。其中，引导装载程序位于 0xF800~0xFBFF 空间。复位时，如果 TMS320VC5402 处在微计算机方式  $MP/MC=0$ ，则片内 ROM 中的引导装载程序就会被执行。引导装载程序在决定采用何种装载模式之前，首先对 CPU 状态寄存器进行初始化。初始化工作包括：禁止可屏蔽中断  $INTM=1$ ，内部 DARAM 映射到程序 / 数据区  $OVLY=1$ ，对程序和数据区均设置为 7 个等待状态。初始化完成后，引导装载程序执行装载模式判断。判断的顺序是：HPI 模式、SPI 模式、外部并行模式、标准串口模式、并行 I/O 模式。

作为以 DSP 为核心的独立系统，在设计系统时采用的是并行模式启动，但是这样做 Flash 的地址空间在启动过程中处于数据空间位置，和数据 SRAM 正好冲突，解决该冲突的办法可以采用 CPLD 实现启动时序，也可以简单的采用 DSP 的 GIO 管脚 XF 通过逻辑判断实现地址空间的自动切换。在 Bootloader 完成之后释放 FLASH 占用的数据空间，也是通过软件设置管脚 XF 解决。RESET 时，XF 被置高，使 FLASH 能够映射在数据空间。RESET 完成之后，可用软件设置 XF 为低，使 CE 输出的片选无效，从而让 FLASH 让出数据空间，并映射到高端的程序空间。同时该 Flash 还有存储仪表数据的任务，当需要访问时，可以通过指令在程序空间对其进行读写。

### 5.1.2.3 ADC 数据输入的结构优化

为了提高仪表的精度和分辨率，在超声波信号能量衰减可以承受的范围内，一般是尽量提高换能器的工作频率。通常气体超声波流量计换能器在 40~250KHz 范围内。而对超声信号的采样率一般设置在 1MHz 以上，高频的信号采

样会在总线上形成巨大的数据压力，如何减少总线上的数据量，提高总线的利用效率也是需要研究的一个问题。

在前面说过，由于 DSP 总线宽度的原因，这里所有的字节宽度都是 16bit，在这里就存在对电路系统优化的余地。由于 ADC 速率和精度之间的矛盾，告诉 ADC 器件的宽度都不大，在这里选用 10 位 ADC，取高 8 位并行接入 IO 总线，因此在现有的总线条件下，存在同时读入两个通道转换结果的能力，两组数据分别位于高 8 位和低 8 位上。这样做还提高了采样效率，在获得同样的数据信息的情况下，较正常的处理方式减少了 50% 的时钟周期。

采用这种方式存储数据的另外一个优点是可以充分利用 DSP 的片内内存空间。DSP 的片内双访问内存 (DARAM) 分布在 0x80~0x3FFF，处理器每个周期可对 DARAM 进行两次存取，而访问片外 SRAM 内存的效率只有其 1/4。由于数据放在片内进行处理可以有效提高处理效率，但是片内空间比较有限，同时又需要存放程序，因此如何最有效地利用片内空间是值得考虑的问题。将两组 8 位数据合并之后可以有效提高内部空间的使用效率。

## 5.2 超声波流量计数字信号处理算法的研究

超声信号处理算法的是超声波流量计二次仪表中的核心部分，由于流量计获得的所有流动信息都来自于超声脉冲信号，因此信号处理质量的好坏直接影响流量计性能。前面已经提到超声波流量计中最常用的脉冲定位方法是过零检测，当检测到信号幅值达到阈值电平时，跟踪其后的第一个零电平交点作为脉冲达到的时刻，也可能检测几个过零位置以改善检测的性能。根据 2.2.1 中对导致测量误差的信号因素分析可知，可能导致处理过零检测出现偏差的原因包括：

1、信号的信噪比不足以满足过零检测的要求。

导致信噪比降低的因素包括：

- 气体压力、流量调节装置产生的超声噪声
- 信号传播过程中带入的电磁噪声
- 对换能器的本安要求限制了超声的激发功率
- 气体中超声的严重衰减

2、信号的幅值随着流量的变化发生变动，导致计时的起始位置波动

导致信号幅值难以恒定的因素包括：

- 气体压力波动导致的声阻抗变化，从而导致界面透射率难以维持恒定
- 气体流动导致超声射线传播路径发生变化，影响接收端的信号幅值

在这里暂不考虑因为温度或者介质不均匀等因素导致的信号问题。

### 5.2.1 超声流量测量信号处理方法及存在的问题

#### 5.2.1.1 过零检测信号处理

气体超声波流量计使用的过零检测技术是从液体超声流量测量中借鉴而来的，在液体中，相对干扰因素少：首先，液体几乎可以认为是不可压缩，在流动过程中因为压力变化导致的声阻抗变动很小，超声波换能器的发射功率基本保持不变，表现在接收端信号上就是幅值不变；液体中声速较气体中快（常温水中的声速约为1500m/s，而在空气中约为340m/s），因此流速对信号传播角度的影响相对较小。其次，在液体中可能导致信噪比降低的因素较少，例如气体压力调节装置产生的超声干扰就不存在。而且液体中的声衰减情况要远好于气体，因此在用液体处理中，相对而言其信号的前置处理就不那么重要，这也是液体超声流量计基本都采用单片机构架的原因。

在已经具备良好的信号质量前提下，其采用的是直接的过零检测。为了弥补可能出现的信号问题，通常也采用多次测量过零电平位置并平均的处理方式以期减小测量的不确定度。

过零检测在信号处理领域也称为零交点检测，由于其具有结构简单，实现方便，并且对信号增益不敏感，容易实现数字化等优点，作为一种非线性变换测试手段，还避免了信号幅值变动的影响，因此是检测微弱信号的有效方法。从数理统计观点出发，根据零交点统计特性，可以得到几种按零交点原理检测信号的方法。其中一类是按零交点间隔宽度检测信号；另一类是按零交点出现时刻相对于纯信号零交点的偏移来检测；也可以按观测时间  $T$  内零交点的数目  $n$  进行检测。信号上叠加的噪声会导致信号过零点位置的漂移，如图 5.3 所示为一段经过放大的超声波信号序列与理想信号序列的叠加，从图中可以看出，当存在干扰时，信号的过零位置出现前后漂移。

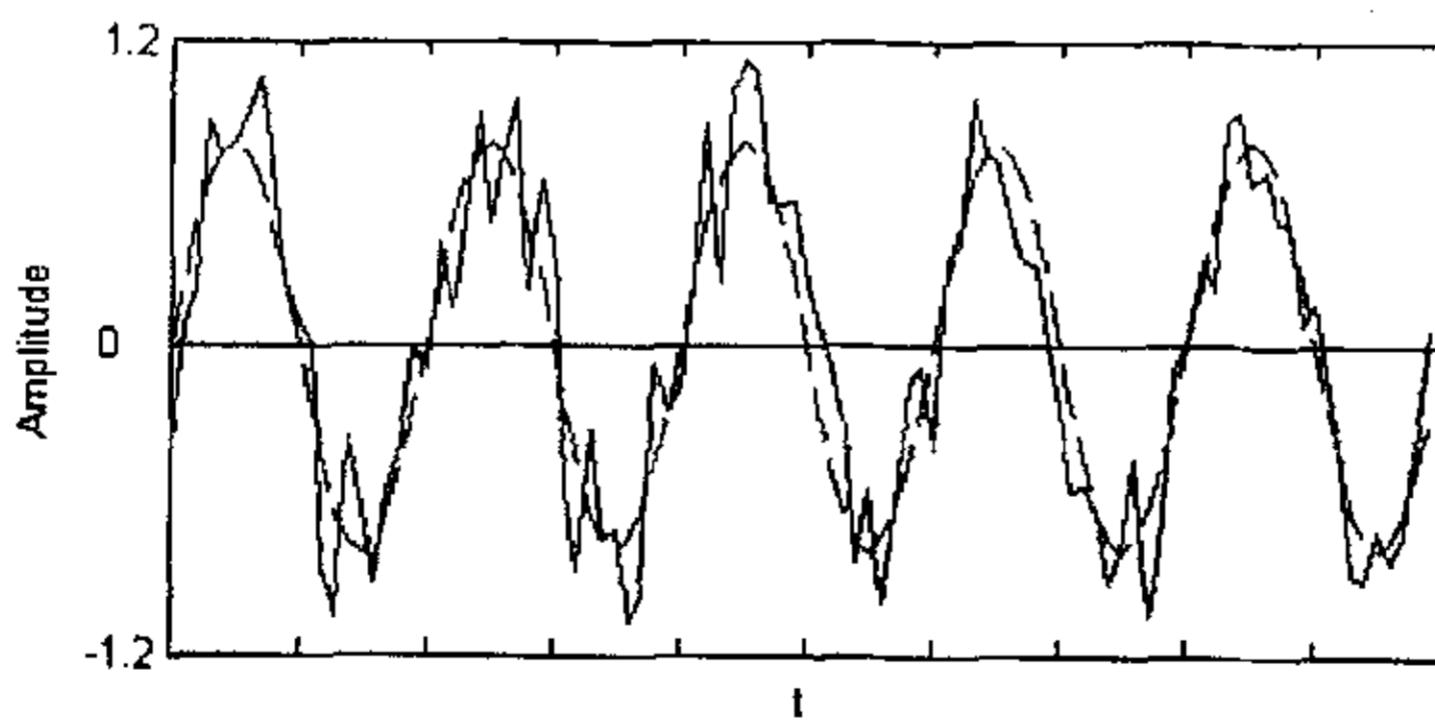


图 5.3 超声波信号序列与理想信号序列的叠加

采用多次测量过零位置并平均用于消除噪声影响在统计上可以获得支持。假设输入是正弦信号与限带 ( $\Delta F_n$ ) 高斯白噪声，那么时间  $T$  内的零交点数目  $n$  可

以认为是许多宽度为  $1/\Delta F_n$  的小间隔内零交点数目之和。由于  $T \gg 1/\Delta F_n$ ，满足中心极限定律，零交点数  $n$  趋于高斯分布。在信噪比良好的情况下，可以认为信号加噪音时的零交点数目  $n$  偏移量的方差等于仅有噪声时  $n$  的方差<sup>[109]</sup>。

根据以上分析可知，理论上可以通过多次测量过零位置并平均处理以减小不确定度，但这建立在统计意义上，需要大量数据参与运算才能实现。由于仪表刷新率的限制，实际可以重复的测量次数非常有限。其次，采用重复测量还导致系统响应变慢。为了避免前后脉冲的干扰，一般在两次脉冲发射之间需要加入一小段时延等待前一段脉冲自然衰减，而且超声信号在空间传播也需要一定的时间。

根据以上的分析可知直接采用过零检测在气体超声波流量计的检测中并没有太多的优势，必须对信号进行前置处理以满足过零检测对信号质量的要求。以当前 DSP 系统的计算能力（以仪器仪表领域常见的低功耗 TI 54x 系列为为例，为 100~160MIPS），对信号进行前置处理并不会对仪表响应速度带来大的影响，而良好的信号质量对提升脉冲波形定位精度却有极大的好处。

### 5.2.1.2 阈值法

由于信号中噪声的客观存在，在流量计信号处理中是无法直接使用过零检测技术的。其基本原理已经在图 2.3 中进行了解释，具体操作为先设置一阈值电压，当信号的幅值达到阈值电压后，启动过零检测，这样做其本质上就是希望等信噪比提高到一定程度之后再进行其他的处理工作。阈值的设置要根据实际的信号情况进行选择。

由于在气体超声波流量计中信号幅值随着流量的变动会发生很大的变动，如果采用固定阈值电压，就会导致信号的起始计时点发生变化。同样，固定的阈值应用在变化的信号幅值上的时，可能会导致发生波形错位现象。以 100 口径的单声道超声波流量计为例，当流速为 1m/s 时，其双向的声时差为： $1.73 \times 10^{-6}$  秒，如果采用 50kHz 的超声波进行检测，只要因为阈值波动错过了一个周期，其导致的声时变动就是  $2 \times 10^{-5}$  秒。由此可见信号幅值因素对计时精度的影响。

## 5.2.2 流量检测中的信号对象分析

### 5.2.2.1 电噪声信号

电噪声的来源主要是因为仪器电路中的随机扰动包括元器件的电子热运动和半导体器件中载流子的不规则扰动。电噪声属于连续性随机变量，即在某一时刻可能出现各种可能的数值。对于这类随机变量，只能用统计量来表征。其数学模型为

$$P = \int_{n1}^{n2} p(n)dn \quad n1 < n < n2 \quad (5.1)$$

式中：  $p(n)$ ——信号的概率密度分布。

常见的电噪声是白噪声，具有平坦的功率谱密度。一般认为不同次测量得到的噪声是不相关的，因此可以采用平均技术来消除这类信号的影响。

对于多声道超声波流量计，当其中一路声道工作时，其他处于空闲的声道换能器都可以作为噪声信号的输入源，用于工作声道信号的平均处理。由于噪声的随机以及不相关性，其数学期望

$$E(p(x))=0 \quad (5.2)$$

随着参与处理的通道数量增加，在迭加过程中噪声的幅值正负抵消，可以提高信噪比，使用的迭加计算式为

$$x_0(n) = \sum_{i=1}^M x_i(n) \quad (5.3)$$

式中：  $M$ ——仪表的声道数

理论上如果如果迭加次数的增加，可以达到的信噪比为无穷大，在实际上并非如此，但是信噪比比单次测量要有所提高。

### 5.2.2.2 电流冲击噪声

由于超声波换能器的高频激励信号需要由仪表自身产生，在激励脉冲产生的时候，由于门电路的开启跃变带来的负载变化，一般会在电路中产生冲击脉冲信号。在隔离措施不完整的情况下，这些脉冲信号会经过电源线以及在空间上传播到整个电路中。在数字系统中的其他门电路在动作过程中也会产生这类电源污染。

电流冲击噪声的产生与激励信号存在相关关系，频率上和正常信号一致，并且通过电源线传播，因此无法通过前置的模拟滤波器去除。在该信号幅值较大的情况下，可能导致误启动过零检测。

在时域上，冲击信号只在激励信号产生的时刻存在，因此可能通过设置一个较短的时间延迟避过其影响。

### 5.2.2.3 声学噪声信号

被测气体中客观存在各种声学振动，分布的频域区间从人耳可闻声波一直到超声区域。压力管道上安装的各种压力调节装置以及节流装置是超声噪声的主要来源。由于超声波换能器自身的选频特性，最终在换能器输出信号中能被体现的主要是在换能器工作频率附近的超声波噪声。

采用 U 形管可以阻挡一部分超声噪声的传播，但是由此却会对流场产生严重干扰，因此在气体超声波流量计的场合很少使用 U 形管作为阻挡气载噪声的手段。

由于换能器检测到的声学噪声其频域特性与正常脉冲信号是相近的，因此无法简单的通过滤波进行消除。提高换能器的工作频率可以减弱声学噪声的影响，根据 Brassier<sup>[33]</sup>对声学噪声的试验研究，在 500kHz 以上的频段内声学噪声的能量较少，在 40kHz 左右是噪声能量最强的区域。由于高频超声在气体中的严重衰减，

使用高频换能器虽然可以减少声学干扰，但是会带入信号检测上的问题。

#### 5.2.2.4 声波脉冲信号

声波脉冲信号是在处理中希望出现的信号，通过对脉冲到达时间的定位，估算出超声的传播时间。超声脉冲具有两个特点：

- 波形彼此之间具有相似性。只要使用的换能器性质相近，那么经历不同的传播距离后，在接收换能器输出端检测到的脉冲信号都具有类似的形状，其差别主要是幅值的变化。图 5.4 是幅值经过归一化之后的 200kHz 超声脉冲时域波形。数据通过 Tektronix 生产的 TDS2002 采集，并通过 TDS2CMA 通讯模块上传至 PC 处理。
- 在频域上是以换能器自振频率为中心的窄带信号。经过 FFT 之后看见的脉冲频率分布如图 5.5 所示。

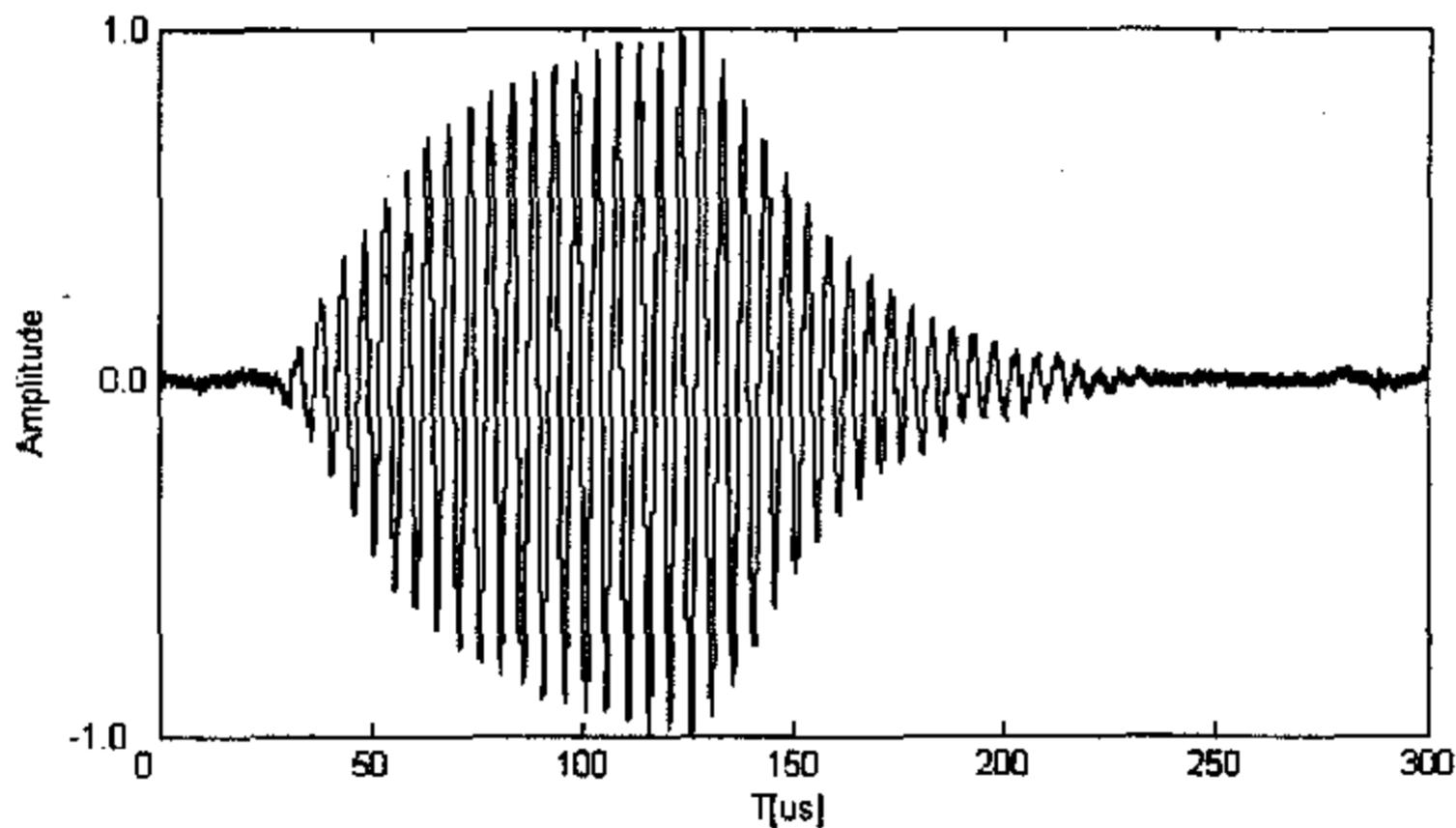


图 5.4 200kHz 超声脉冲信号的时域波形

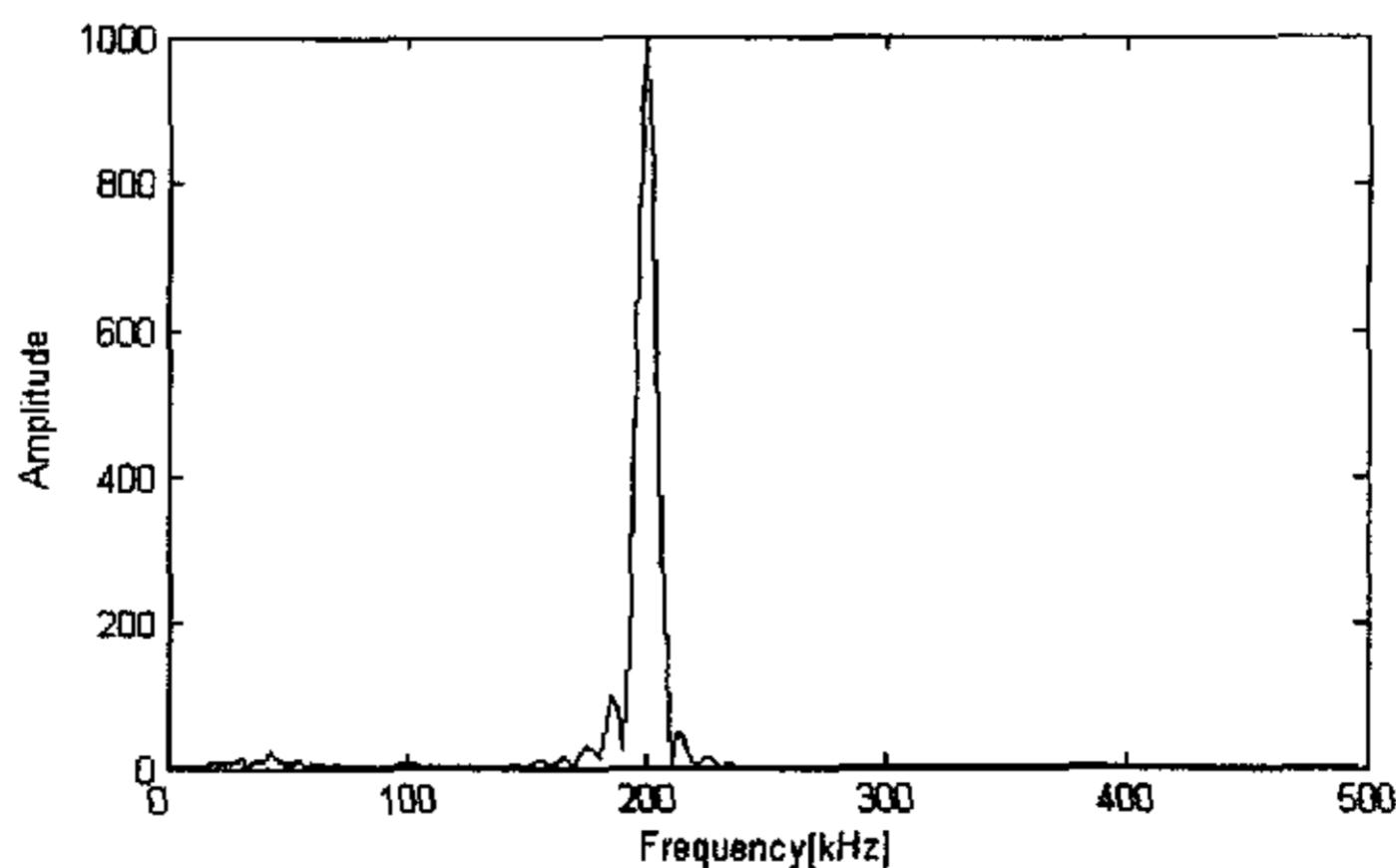


图 5.5 200kHz 超声脉冲信号的频域图

根据以上分析可知，由于检测过程中的各种不确定因素，在气体超声流量检测中是无法直接使用过零检测技术的。为了解决在气体下脉冲波形受信号影响严

重，幅值受流量变动影响，从而导致脉冲定位精度差的问题，在进行过零检测之前，必须对信号进行前置处理。

由于硬件功耗、计算能力的限制，实际使用的算法必须保证处理的实时性，不能对仪表的响应产生太大的影响；其次，处理的结果之后的信号质量必须能够满足后继处理的要求，并且信号波形整齐，消除流量变化、压力波动等带来的幅值差异。

### 5.2.3 Laguerre 滤波原理分析与设计实现

从响应的角度做区分，所有的滤波器都可以归类到 IIR 与 FIR 中。在相同的技术指标下，IIR 滤波器由于存在着输出对输入的反馈，因此可用比 FIR 滤波器较少的阶数来满足指标的要求，这样来所用的储存单元少，运算次数少，较为经济。例如对于采用频率抽样法设计阻带衰减为-20db 的 FIR 滤波器，阶数要 33 阶才能达到，而如果用双线性变换法设计只需 4~5 阶的切比雪夫 IIR 滤波器，即可达到要求。通常而言 FIR 滤波器的阶数要高 5~10 倍。FIR 滤波器的优点是可以得到严格的线性相位，其不利的地方在于滤波器的较高阶数会导致非常严重的滤波信号时延，这在很多的声学处理中都是不希望的。IIR 滤波器做不到线性相位，而且 IIR 滤波器频率选择性愈好，带来的相位非线性就愈严重，因而 IIR 滤波器要得到线性相位，又要满足滤波的技术要求，就必须加全通网络进行相位校正，这也就相当于增加了滤波器的阶数。IIR 滤波的递归结构还必须注意极点的位置，否则在运算过程中可能因为寄生振荡等影响稳定性<sup>[110]</sup>。

在自适应滤波应用上，使用 IIR 结构为构造高效长脉冲响应自适应滤波器提供了基础，但是会使滤波器自身的稳定性问题变得更加复杂；使用 FIR 结构基本可以忽略稳定性问题，但 FIR 滤波器的较高阶数会导致计算量增加的代价。在对自适应滤波算法具有实时性要求的领域，FIR 自适应滤波的运算量也就决定了无法使用一些效果较好但是计算量较大的自适应算法，从而影响收敛速度与处理效果。

Laguerre 滤波器通常认为是无限冲击响应(IIR)滤波器和有限冲击响应(FIR)滤波器的折衷，在响应上其具有 IIR 的性质，但是同时又具备 FIR 滤波器线性相位的特点<sup>[111]</sup>。在达到相同的滤波品质的前提下，Laguerre 滤波器所需的阶数要远小于 FIR 滤波器阶数，由于其较低的阶数，也被认为是实现自适应滤波的良好滤波结构，它与 FIR 滤波的差异在于使用 Laguerre 函数代替了其中的单位延迟。Laguerre 滤波器的变换表达式为

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k L_k(z) \quad (5.4)$$

式中  $c_k$  为滤波器系数， $L_k(z)$  为  $k$  阶的 Laguerre 多项式

$$L_k(z) = L_0(z)[L(z)]^k, \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (5.5)$$

其中：

$$L_0(z) = \frac{\sqrt{1-a^2}}{1-az^{-1}} \quad (5.6)$$

$$L(z) = \left( \frac{z^{-1}-a}{1-az^{-1}} \right) \quad (5.7)$$

其中的  $a$  称为 Laguerre 系数，应满足  $|a| < 1$ ，从而不会带来滤波器的稳定性问题。

Laguerre 横向结构如图 5.6 所示

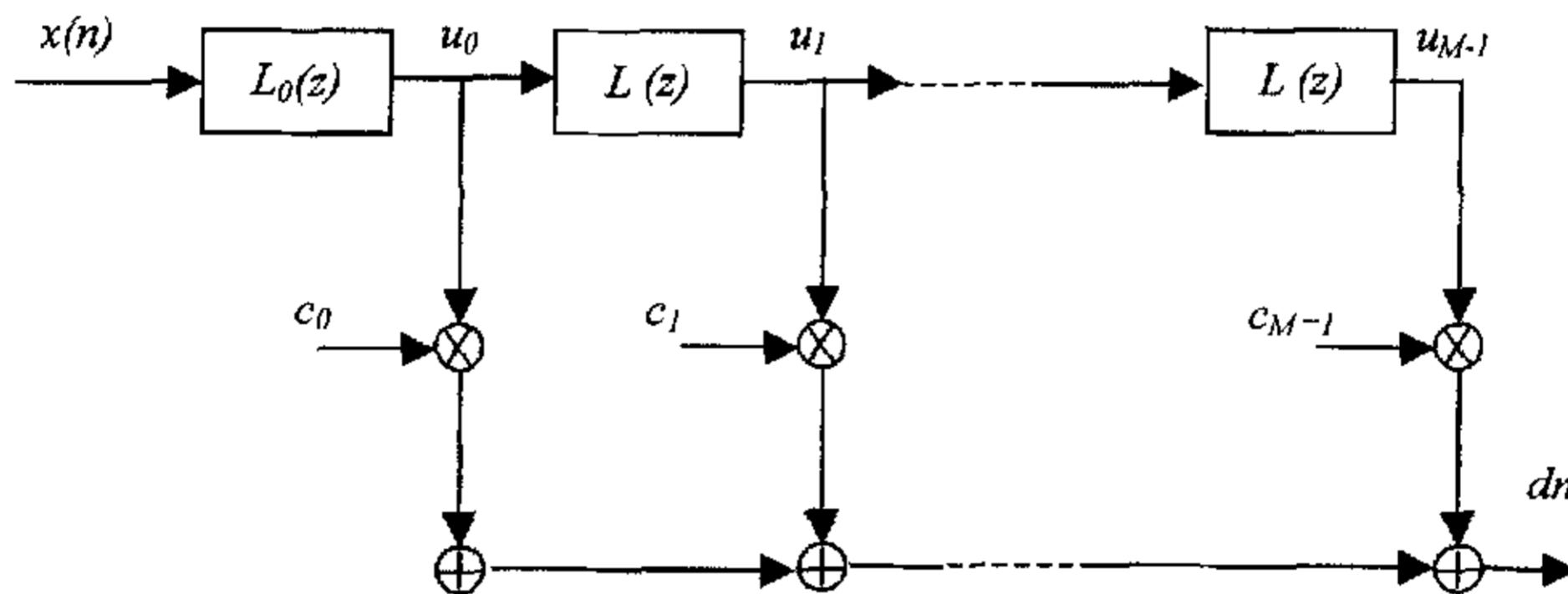


图 5.6 M 阶 Laguerre 滤波器横向结构

$L_0(z)$  在  $0 < a < 1$  为低通，当  $-1 < a < 0$  时为高通：

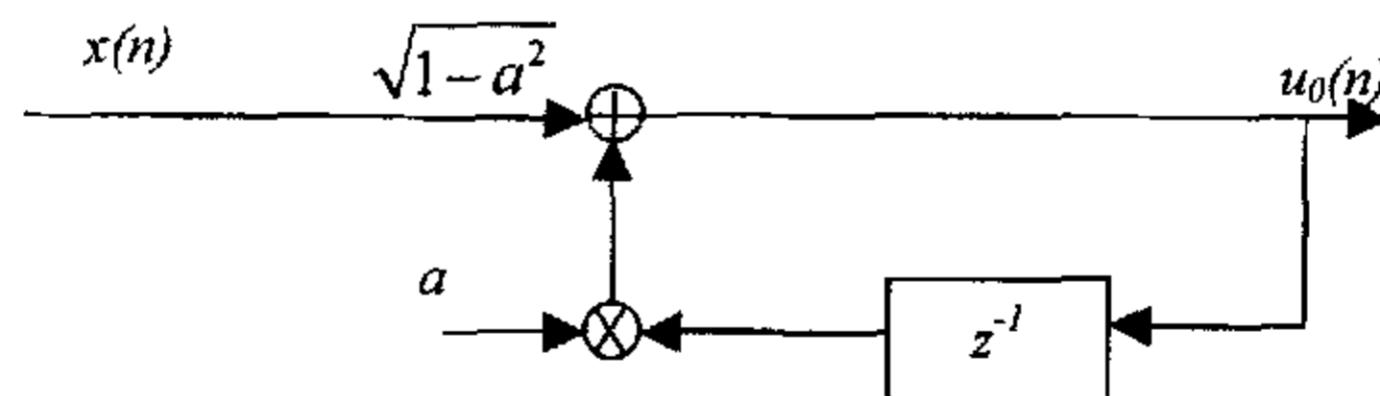


图 5.7 Laguerre 滤波中的低通结构

其响应用序列用差分方程表示为

$$u_0(n) = \sqrt{1-a^2}x(n) + au_0(n-1) \quad (5.8)$$

$L(z)$  为全通结构：

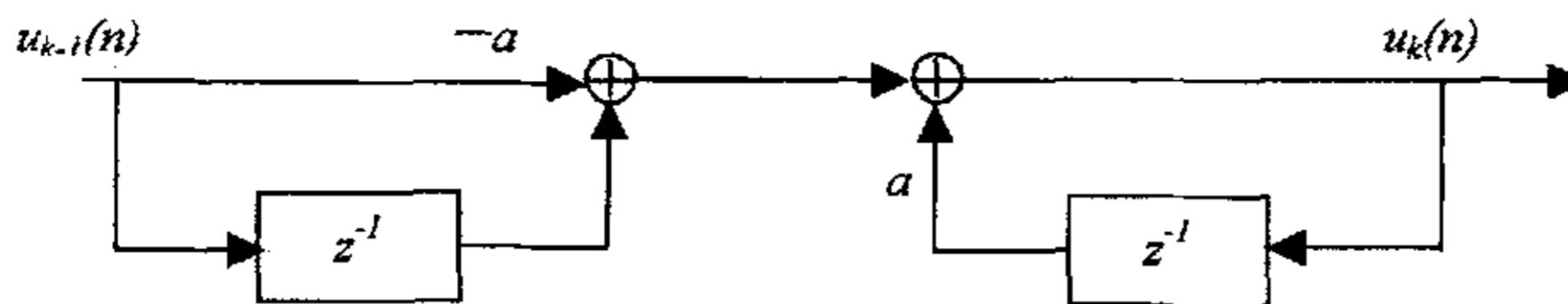


图 5.8 Laguerre 滤波中的全通结构

该全通结构的响应用序列用差分方程表示为

$$u_k(n) = u_{k-1}(n-1) - au_{k-1}(n) + au_k(n-1) \quad (5.9)$$

通过以上分析可知, Laguerre 滤波器本质是一个受约束的 IIR 滤波器, 其传递函数的所有极点都固定在  $z$  平面的同一个位置, 即  $z = a$  处。由于增加了  $|a| < 1$  的约束, 保证了 Laguerre 滤波器的稳定性, 零极点的配置受到约束也导致其灵活性比不上 IIR 滤波器, 因此在滤波器阶数上要比 IIR 滤波器高。至于 FIR 滤波器, 又只是 Laguerre 滤波器在  $a = 0$  处的一个特例<sup>[1][2]</sup>。

$a$  是 Laguerre 滤波器的一个非常重要的参数。一般而言,  $a$  越靠近单位圆, 滤波器所需的阶数越少, 但是其线性相位将不可维持, 还会影响系统的稳定性。对于实现相同的滤波效果, FIR 滤波器的阶数  $N$  与 Laguerre 滤波器阶数  $M$  存在以下关系<sup>[1][3]</sup>

$$M \approx N \frac{1-a}{1+a} \quad (5.10)$$

由式 5.5、5.6 和 5.7 整理后

$$L_k(z) = \sqrt{1-a^2} \frac{(z^{-1}-a)^k}{(1-az^{-1})^{k+1}} \quad (5.11)$$

因此理想的 Laguerre 滤波器响应可以表示为

$$\tilde{H}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k L_k(z) \quad (5.12)$$

其中, 滤波器系数  $c_k$

$$c_k = \langle \tilde{H}(z) L_k(z) \rangle = \frac{1}{2\pi j} \oint_{c} \tilde{H}(z) L_k(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (5.13)$$

其中的  $\tilde{H}(z)$  代表理想滤波器的响应。在一个实际的系统中，由于滤波的阶数  $M$  是有限的，这会造成实际的滤波器与理想滤波器之间的截断误差。

对于 Laguerre 滤波器的设计，可以通过式 5.13 进行，积分的范围为  $1 \sim 1/a$  之间的封闭曲线。更简单的办法是通过频率采样法进行设计<sup>[114,115]</sup>。采用频率采样法进行设计的依据是系统函数  $H(z)$  能够从频率响应  $H(e^{j\omega})$  的样本  $H(K)$  中求得这一事实，任意的连续频率响应可以由单位圆上  $N$  个等间隔点的频率抽样来逼近，逼近误差在频率抽样点上恰好为零，但在抽样点间将为一有限值。

这里首先定义  $x(n)$  是一个长度为  $N$  的序列， $X(K)$ 、 $X(e^{j\omega})$ 、 $X(z)$  为该序列对应的离散傅立叶变换、傅立叶变换和 Z 变换，三者之间存在如下关系

$$X(K) = X(e^{j\omega}) = X(z)|_{z=e^{j\omega}} \quad (5.14)$$

这里的  $\omega_K = 2K\pi/N$ ， $K = 0, 1, \dots, N-1$ 。

首先考虑滤波器两个基本结构  $L_0$  和  $L$  的相位和幅值情况。对于低通结构  $L_0$ ，用  $z = e^{j\omega}$  带入式 5.6 可得

$$L_0(e^{j\omega}) = \frac{\sqrt{1-a^2}}{\sqrt{1-2a\cos\omega+a^2}} e^{-j\arctan[\frac{a\sin\omega}{1-a\cos\omega}]} \quad (5.15)$$

由此可知该低通结构的相位

$$\theta_0(\omega) = \arctan[\frac{a\sin\omega}{1-a\cos\omega}] \quad (5.16)$$

而对于其他的全通结构  $L$ ，用同样的方式可以获得

$$\theta(\omega) = \omega + 2\arctan[\frac{a\sin\omega}{1-a\cos\omega}] \quad (5.17)$$

获得以上基本信息之后，再来看  $M$  阶的 Laguerre 滤波器。滤波器各个抽头上的值

$$V_k(K) = V_k(z)|_{z=e^{j\omega K}} = [L_k(z)X(z)]|_{z=e^{j\omega K}} = |\tilde{H}(e^{j\omega K})| e^{-j\eta_k K} L_k(e^{j\omega K}) \quad (5.18)$$

这里的  $k = 0, 1, \dots, M-1$ ， $K = 0, 1, \dots, N-1$ 。 $|\tilde{H}(e^{j\omega K})|$  为理想的 Laguerre 滤波器幅频特性，可以通过频域采样的方式获得。 $\eta_k$  为理想的 Laguerre 滤波器的相频特性。对式 5.5 以及式 5.16、式 5.17 可以得到  $K$  阶 Laguerre 多项式的如下形式<sup>[111]</sup>

$$L_k(e^{j\omega k}) = \sqrt{\frac{1-a^2}{1+a^2-2a\cos\omega_k}} \exp\{j[K\pi/N-(1+2k)\theta_k]\} \quad (5.19)$$

其中  $\theta_k = \arctan[(1+a)\tan(K\pi/N)/(1-a)]$ ，将式 5.19 带入 5.18，可得

$$V_k(K) = |\tilde{H}(e^{j\omega K})| \sqrt{\frac{1-a^2}{1+a^2-2a\cos\omega_k}} \exp\{j[K\pi/N-(\eta_k+(1+2k)\theta_k)]\} \quad (5.20)$$

然后利用逆离散傅立叶变换，即可获得系数值

$$c_k = v_k(N) = IDFT\{V_k(K)\}|_{n=N} = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} V_k(K) \quad (5.21)$$

在以上分析中，假定了常数  $a$  已经存在，在实际的操作中还需要寻找一个常数  $a$  的最优解。由于通过这种方法设计的实际滤波器和理想的滤波器响应之间会有一些区别，其差异程度和常数  $a$  相关，只要利用某种选择的规则，当实际滤波器与理想滤波器在这一准则下差异最小，此时的常数  $a$  就可以认为是最优。

为了寻找常数  $a$  的最优解，这里使用最小均方差作为指标，即

$$E(a) = \frac{1}{N} \left( \sum_{K=0}^{N-1} |\tilde{H}(e^{j\omega K}) - H(e^{j\omega K})|^2 \right) \quad (5.22)$$

最小。

具体的操作步骤如下：

- 1) 在  $(-1, 1)$  区间穷举常数  $a$ 。
- 2) 用式 5.20 和式 5.21 为每个常数  $a$  计算系数  $c_k$ ，从而获得每组系数  $c_k$  的实际滤波器响应：

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k L_k(e^{j\omega}) \quad (5.23)$$

- 3) 利用式 5.22 计算滤波器的均方差。
- 4) 选取均方差最小的常数  $a$  作为一个最优的解。

采用这种方式可以避免因为常数  $a$  落入局部均方差最小的问题。为了保证滤波器具有较小的时延，在这里的使用中可能需要对常数  $a$  进行一些调整。

表 5.1 为使用 20 阶 Laguerre 滤波器 ( $a = 0.3204$ ) 对 200K 的超声信号 (采样率为 1M) 进行低通滤波时的滤波器系数，设计过程中频域采样点  $N = 33$  ( $0 \sim 2\pi$ )。图 5.9 为该滤波器的幅频和相频特征，由图中可以看出，在通带范围内 ( $0 \sim 0.4\pi$ )，保持了严格的线性相位。

表 5.1 20 阶 Laguerre 系数

阶数	系数
0	-0.016898
1	0.034077
2	-0.015413
3	-0.019258
4	0.037503
5	-0.0070054
6	0.011915
7	0.15451
8	0.24285
9	0.35914
10	0.34416
11	-0.10411
12	-0.35256
13	0.068308
14	0.25778
15	-0.11544
16	-0.14038
17	0.14273
18	0.027383
19	-0.11525

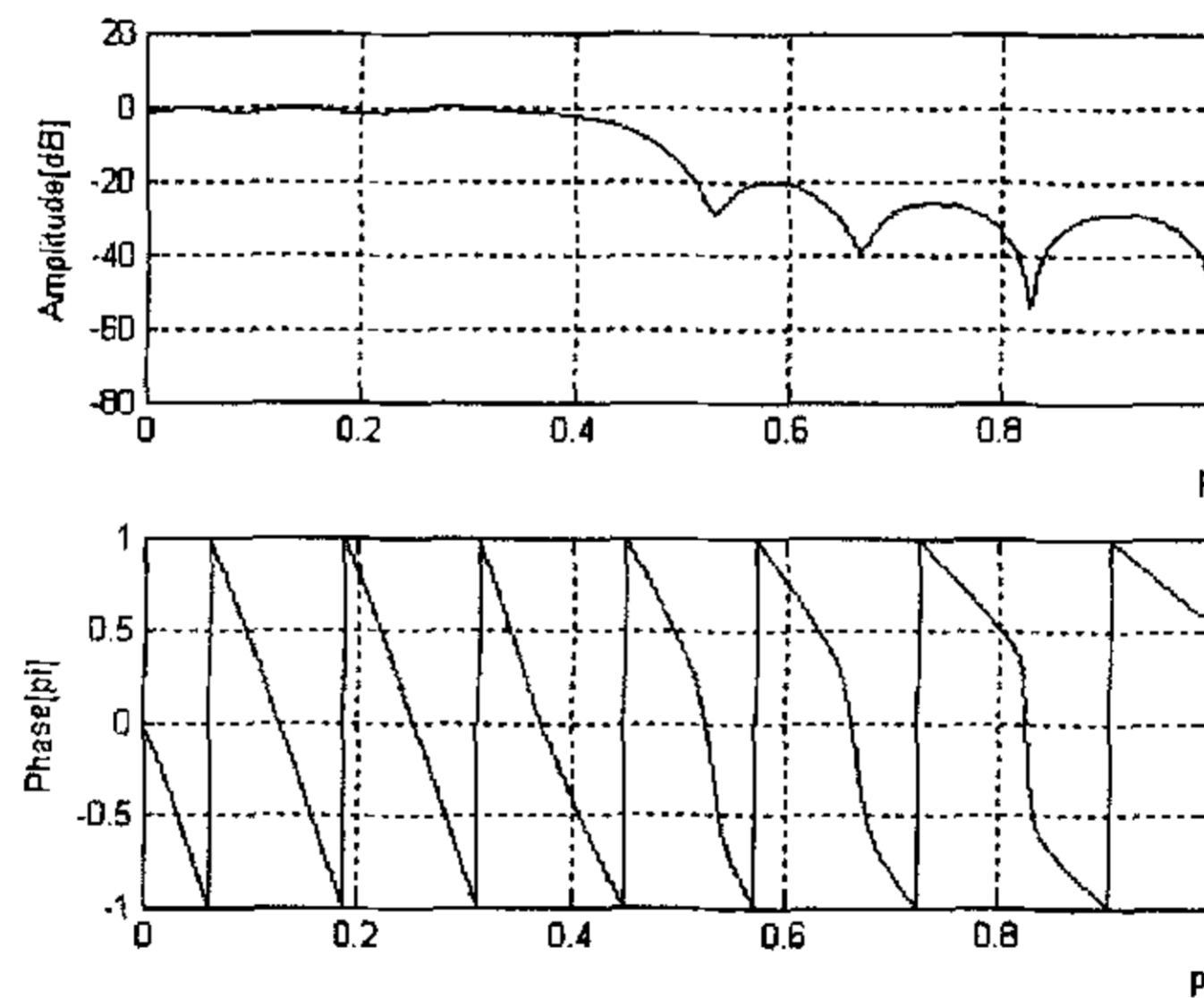


图 5.9 Laguerre 低通滤波器的幅频相频曲线

#### 5.2.4 信号的自适应处理研究

从噪声中提取信号是数字信号处理的主要任务之一。在传统的处理方法中，均假定信号是平稳的，而且大多数是在了解被测信号统计知识的前提下进行。维纳滤波就是在已知信号和噪声的统计特性前提下，从统计的观点设计一个最佳的

线性滤波器，将信号和噪声分离。维纳滤波的适用条件比较苛刻，它要求信号和噪声的统计特性不随时间变化，即要求输入为平稳过程，这在实际中通常并不总是能满足。而且当输入信号的统计特性偏离滤波器设计最初假定的条件时，它也就不再是一个最佳滤波器了。在实际的工程环境中，信号的统计特征不但是非先验的，而且可能是非平稳的。自适应处理能够在没有或只有少量的信号统计知识的情况下，通过对输入观测波形的连续递归处理，来逐步逼近最优滤波结果。

单纯从输入信号提取信息的常规信号处理系统都工作在开环状态。也就是说不管系统在前一段时间内的处理功能是否得到正确的结果，在当前这段时间内系统还是执行同样的处理功能。也就是说，这些处理系统在信号处理过程中使用了一个基本的假设，认为信号失真是已知的、不随时间变化的量。

气体超声波流量计信号处理部分所面对的是一个复杂的环境，其输入的干扰状态是时刻改变的。因此有必要引入自适应处理，使其对噪声环境的变化具有适应能力，减少进入后处理阶段信号中的干扰。

信号的自适应处理其基本原理都类似，一般是采用一个理想的信号  $d(n)$  和系统实际的输出  $y(n)$  进行比较，并用两者的误差  $e(n)$  来对系统参数进行调整，以期实际的系统逐渐理想系统。如图 5.10 所示

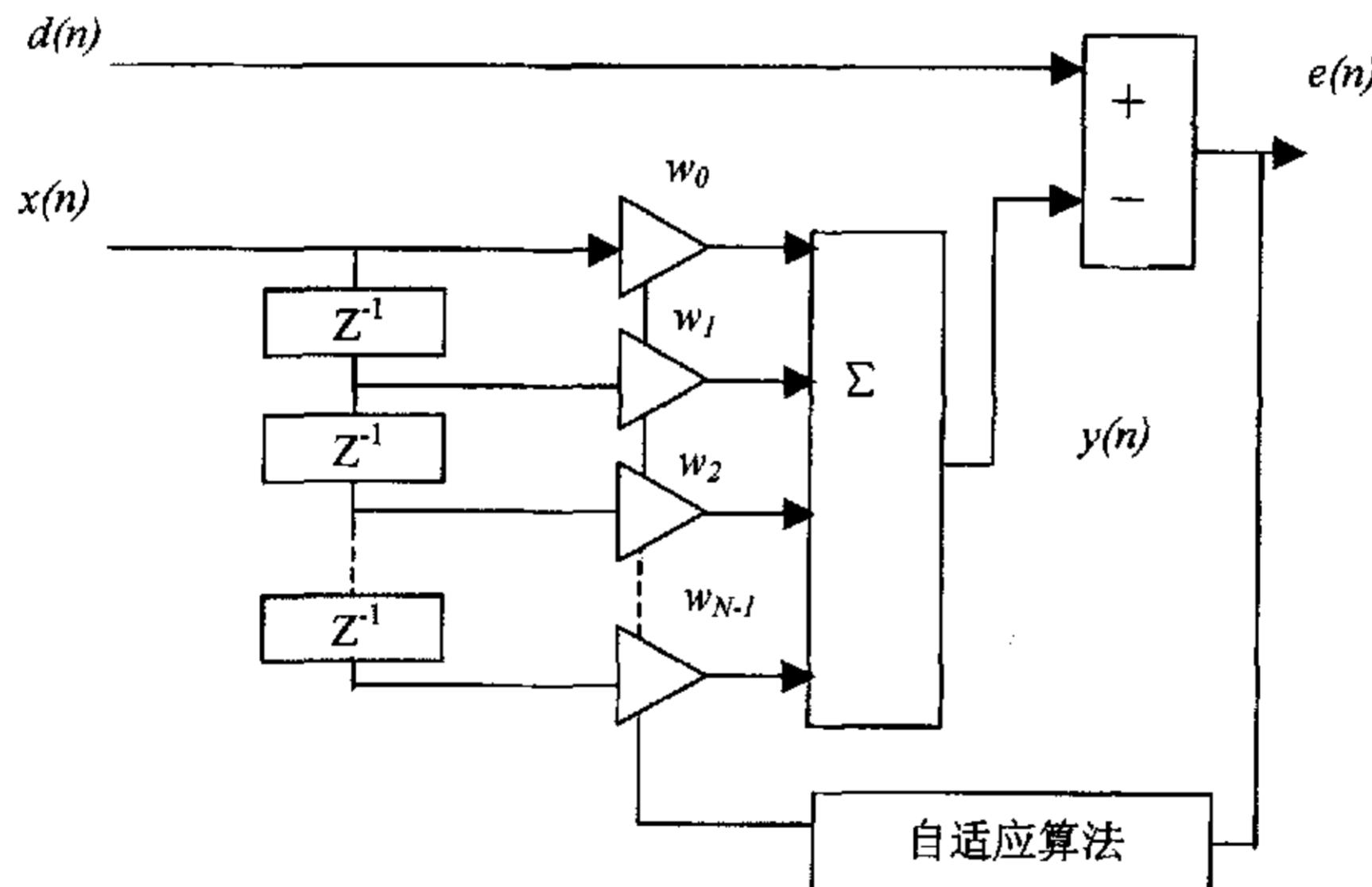


图 5.10 FIR 自适应算法基本框架

在实际处理过程中使用的自适应系数调整算法都是依据固定的优化准则进行，其中最广泛使用的是 LMS 和 RLS 两种。而在滤波器结构上，从系统的稳定性上考虑，通常使用有限冲击响应 (FIR) 滤波器或者是横向滤波器。这里以 FIR 滤波器为例对 LMS 和 RLS 两种算法进行基本的介绍。

### ① 最小均方 (LMS) 算法

如图 5.6 中的 FIR 滤波器，其可调节的系数为  $\{w(k), 0 \leq k \leq N-1\}$ 。滤波器的

输入序列为  $\{x(n)\}$ ，相应的输出为  $\{y(n)\}$  可表示为

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w(k)x(n-k), n = 0, \dots, M \quad (5.24)$$

期望获得的序列  $\{d(n)\}$ ，用于和滤波器的输出进行比较，然后获得  $d(n)$  和  $y(n)$  的误差序列  $\{e(n)\}$ ，即

$$e(n) = d(n) - y(n), n = 0, \dots, M \quad (5.25)$$

通过选择该滤波器的系数使平方误差最小。因此有

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sum_{n=0}^M e^2(n) = \sum_{n=0}^M \left[ d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} w(k)x(n-k) \right]^2 \\ &= \sum_{n=0}^M d^2(n) - 2 \sum_{k=0}^{N-1} w(k)r_{dx}(k) + \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w(k)w(l)r_{xx}(k-l) \end{aligned} \quad (5.26)$$

其中：

$$r_{dx}(k) = \sum_{n=0}^M d(n)x(n-k), 0 \leq k \leq N-1 \quad (5.27)$$

$$r_{xx}(k) = \sum_{n=0}^M x(n)x(n+k), 0 \leq k \leq N-1 \quad (5.28)$$

根据两式的物理意义可知， $\{r_{dx}(k)\}$  是期望输出序列  $\{d(n)\}$  和输入序列  $\{x(n)\}$  之间的互相关，而  $\{r_{xx}(k)\}$  是  $\{x(n)\}$  的自相关。

平方误差的和  $\varepsilon$  是滤波器系数的二次函数，因此对于滤波器系数  $\{w(k)\}$  的  $\varepsilon$  最小化可以产生一组线性方程，通过  $\varepsilon$  对每一个滤波器系数微分，得到

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial w(m)} = 0, 0 \leq m \leq N-1 \quad (5.29)$$

即

$$\sum_{k=0}^{N-1} w(k)r_{xx}(k-m) = r_{dx}(m), 0 \leq m \leq N-1 \quad (5.30)$$

通过解上式即可获得最优的滤波器系数。

以上算法在操作中过于复杂，需要首先计算出两组信号的相关，并不利于在实际场合应用。通常应用的 LMS 并不需要明确计算出相关序列，其采用的是最陡下降法，通过递推关系获得最优的滤波器系数。

用任意选择的  $\{w(k)\}$  初始值（通常取初始值为零值，即  $w_0(k) = 0, 0 \leq k \leq N-1$ ）。然后根据输入样本序列  $\{x(n)\}$  计算出相应的输出序列  $\{y(n)\}$ ，并计算出误差序列  $e(n) = d(n) - y(n)$  对滤波器系数进行迭代运算

$$w_n(k) = w_{n-1}(k) + \Delta \cdot e(n) \cdot x(n-k), 0 \leq k \leq N-1, n = 0, 1, \dots \quad (5.31)$$

其中：  $\Delta$ ——步长参数；

$x(n-k)$ ——输入信号在时间  $n$  位于滤波器第  $k$  个抽头上的样本；

$e(n)x(n-k)$ ——对第  $k$  个滤波器系数的一个梯度负值的估计。

步长参数  $\Delta$  控制了算法收敛速度，通常而言较大的步长调节可以加速收敛，但容易导致算法不稳定。通常的  $\Delta$  取值范围

$$0 < \Delta < \frac{1}{10NP_x} \quad (5.32)$$

其中：  $N$ ——滤波器的长度；

$P_x$ ——是输入信号的功率。

## ② 递归最小二乘 (RLS) 算法

通常 LMS 算法具有运算收敛速度较慢，对非平稳信号的适应性差等缺点<sup>[117]</sup>。其主要的原因是：LMS 算法只对各时刻的抽头系数作该时刻数据块估计时平均误差均最小的准则，而未用现时刻的抽头系数对以往的数据重新进行估计。而 RLS 算法在实现过程中为了克服收敛速度慢，信号非平稳适应性差的缺点，采用了新的准则，在每一时刻都对所有的已输入信号重估平均误差，并执行最小准则。从物理意义上考虑，这种方法在现有的约束条件下利用了最多的可利用信息，因此在一定意义上是最有效的。

最小二乘法可以看成是维纳滤波理论的另一种表示方法。本质上，维纳滤波是从集平均导出的，其结果是一种统计意义上最优的，在各种现实运行环境下获得的滤波器；并假定该滤波器所处的环境是广义平稳的。另一方面，最小二乘法是确定性的。具体来说，由于它涉及使用时间平均，故其滤波效果取决于计算中使用的样本数。在计算过程中，最小二乘法是一种批处理方法，因为最小二乘法使用一批输入数据。这种滤波器通过一个数据块接着一个数据库的重复计算来适

应非平稳数据，因此其运算量比递归最小二乘法要多得多<sup>[112]</sup>。

根据以上说明，对于任何时刻，期望输出的  $\{d(n)\}$  和实际输出  $\{y(n)\}$  的误差序列  $\{e(n)\}$  的加权平方和

$$\varepsilon(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} e^2(i|n) \quad (5.33)$$

最小。其中  $i$  代表发生是时刻， $\lambda$  称为遗忘系数，通常取为 0.9~0.9995 之间，通过  $\lambda$  的引入，可以对发生时间较近的数据采用较大的权重来考虑，而对于以前发生的数据权重按指数律减小。RLS 的误差序列表达式为<sup>[118]</sup>

$$e(i|n) = d(i) - X_M^T(i)W_M(n) \quad (5.34)$$

$$X_N(i) = [x(i), x(i-1), \dots, x(i-N+1)] \quad (5.35)$$

$$W_N(i) = [w_1(i), \dots, w_n(i)] \quad (5.36)$$

根据 RLS 算法准则可以证明，滤波器系数的更新公式为

$$W_N(i) = W_N(i-1) + \varphi^{-1}(i)X(i) \quad (5.37)$$

$$\varphi(i) = \sum_{j=0}^i \lambda_{i-j} X(i)X^T(i) \quad (5.38)$$

其中的上标 “ $^T$ ” 表示矩阵的转置。RLS 算法采用了一个逆矩阵  $\varphi^{-1}(i)$ ，消除了调节滤波器不同系数所带来的相互影响，并且每一次迭代所得的系数，都使得在所有的历史数据下其误差平方和最小，但是代价是增加了运算量，每次迭代需要  $N^2$  量级的乘法和加法，而 LMS 算法每次迭代只需要量级为  $N$  的运算次数。当滤波器阶数  $N$  较大时，RLS 很难进行实时处理。这使得 RLS 算法的应用受到很大限制。而 Laguerre 滤波器阶数较 FIR 滤波器要少很多，因此被认为是非常适合采用 RLS 算法的一种滤波器结构形式<sup>[43,44]</sup>。

第  $i$  时刻阶数为  $N$  的 FIR 滤波器其系数调整公式用序列表示为<sup>[119]</sup>：

$$k(i) = \frac{\lambda^{-1}P(i-1)x(i)}{1 + \lambda^{-1}x^T(i)P(i-1)x(i)} \quad (5.39)$$

$$e(i) = d(i) - W(i-1)x(i) \quad (5.40)$$

$$W_N(i) = W_N(i-1) + k(i)e(i) \quad (5.41)$$

$$P(i) = \lambda^{-1}P(i-1) - \lambda^{-1}k(i)x'(i)P(i-1) \quad (5.42)$$

由以上递推公式可知, P 阵和 K 阵的复杂运算是导致 RLS 算法运算量大的原因。为了克服 RLS 运算量大的特点, 又出现了快速 RLS (FRLS) 算法, 该算法利用输入序列的移位特性使每次迭代的运算量减少为与阶数 N 成正比, 这样其运算量就和最速梯度法处于同一个量级了, 而其收敛性在不考虑有限字长效应时, 与 RLS 算法是完全相同的。

### 5.2.5 基于 Laguerre 滤波的自适应降噪研究

根据前面的分析可知, 一个采集自实际场合的超声信号  $x(t)$  可以表示为

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (5.43)$$

式中,  $s(t)$  是正常的脉冲信号;  $n(t)$  为噪声信号, 可能的噪声来源包括电子噪声、驱动器件动作产生的电源污染、管道中的声学噪声等, 其中又以声学噪声最难消除, 对信号后处理的影响也最严重。

基于声学噪声干扰的特点, 这里提出采用自适应降噪来降低其对正常脉冲信号的干扰。自适应噪声消除有两个输入, 分别为主输入和参考输入, 主输入为  $s(t) + n_0(t)$ , 其中  $n_0(t)$  为加性噪声分量和信号  $s(t)$  之间不存在相关关系。参考输入只包含噪声信号  $n_1(t)$ , 要求  $n_1(t)$  和  $n_0(t)$  之间存在相关。主信号中噪声分量的减弱和消除就是利用了这个相关关系。当然, 两个噪声信号之间的相关性质无需预先精确知道。 $n_1(t)$  经过自适应滤波之后产生与  $n_0(t)$  尽可能接近的  $y(t)$ 。这样, 主输入  $s(t) + n_0(t)$  中减去  $y(t)$  后, 就可以获得系统输出  $z(t)$ <sup>[158,162]</sup>。如图 5.11 所示。

声学噪声一般在整个气体传输管道中都存在的, 但是由于传播、衰减以及其他的原因, 不同位置上检测到的声学噪声在相位和幅值上是有所差异。对于采用多声道布置的气体超声波流量计, 在测量过程中一般存在处于空闲状态的声道, 也可以设置专用的采集声道用于对管道中气载噪声信号的采集, 这就为自适应降噪的应用提供了一个良好的参考信号通道。

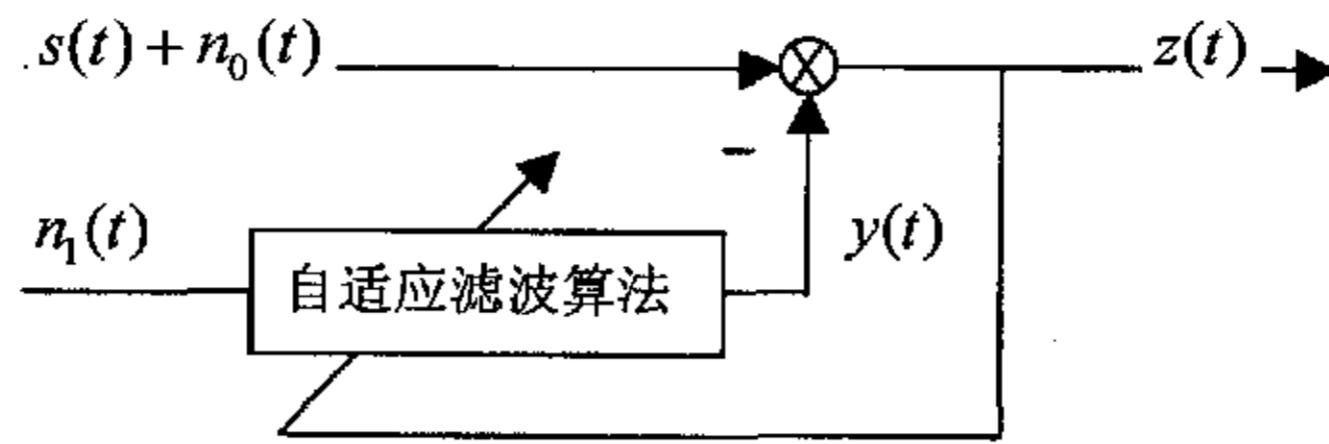


图 5.11 自适应降噪的基本原理

对 Laguerre 滤波器系数进行自适应调整并完成自适应降噪后，其基本的结构如图 5.12 所示。

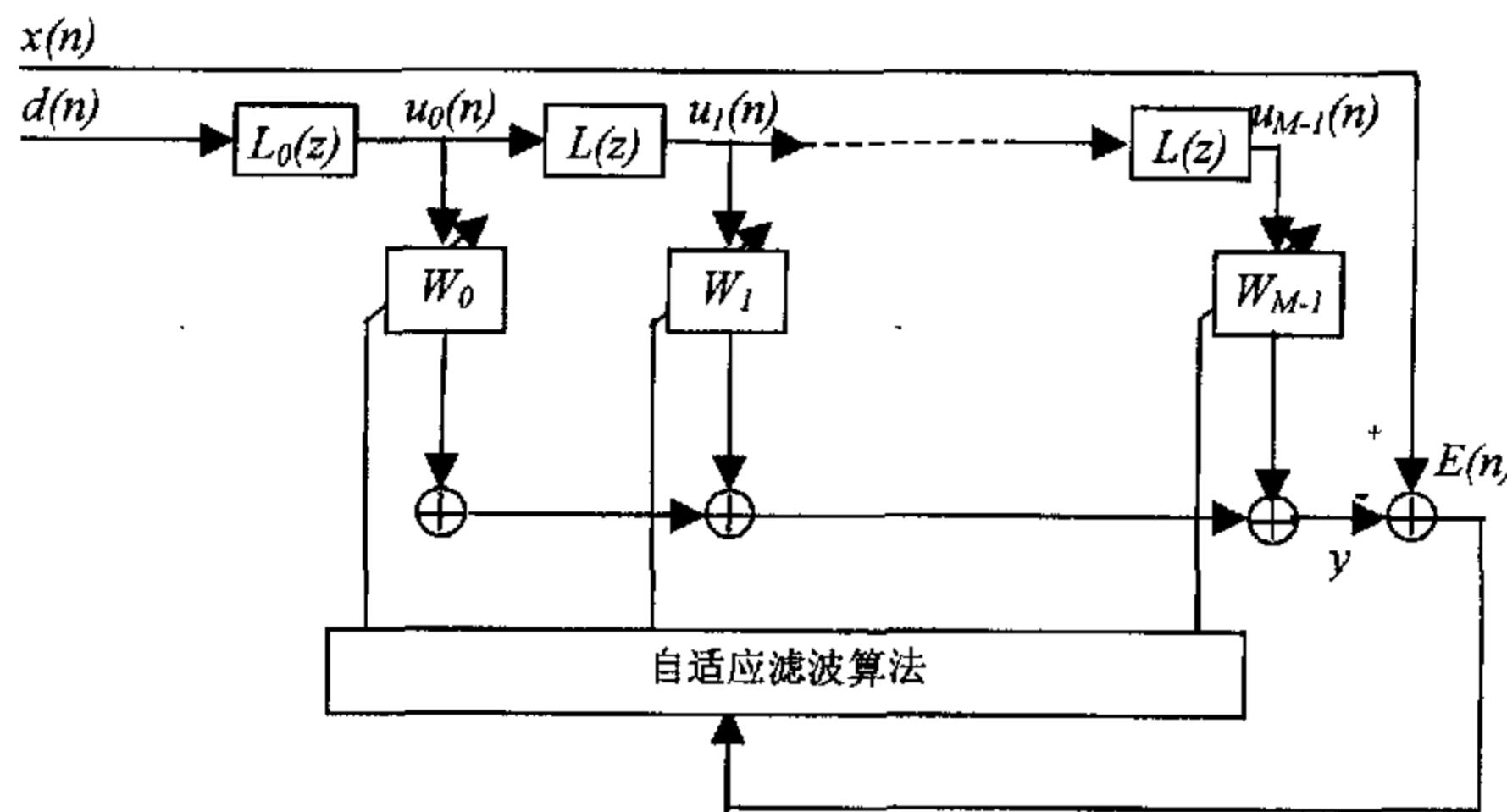


图 5.12 Laguerre 滤波器的自适应降噪结构

采用了 Laguerre 滤波后，根据 FIR 滤波推导的 RLS 递归公式需要进行修改<sup>[44]</sup>。

$$k_N = \lambda^{-1} P_{N-1} u_N \gamma(N) \quad (5.44)$$

$$e_N = d(N) - u_N W_{N-1} \quad (5.45)$$

$$W_N = W_{N-1} + k_N e_N \quad (5.46)$$

$$\gamma^{-1}(N) = 1 + \lambda^{-1} u(N) P_{N-1} u'(N) \quad (5.47)$$

$$P_{N+1} = \lambda^{-1} P_{N-1} - k_N \gamma^{-1}(N) k_N' \quad (5.48)$$

式中的  $u_k$  为滤波器各个抽头上的输出，其计算公式为：

$$u_0(i) = \sqrt{1-\alpha^2} x(i) + \alpha u_0(i-1) \quad (5.49)$$

$$u_k(i) = u_{k-1}(i-1) - \alpha u_{k-1}(i) + \alpha u_k(i-1) \quad (5.50)$$

### 5.2.6 过零检测数字实现的讨论

由于在整个 DSP 系统中，采用的唯一时间基准就是 100MHz 的系统时钟。由于采用了锁相环（PLL）技术，在系统运行的过程中可以认为该 100MHz 的时钟是准确的。锁相环指的是对振荡波形相位的反馈控制作用，它可以使一个自激振荡器所产生的振荡信号  $u_o$  的频率和相位均受到某一个基准信号  $u_l$  的严格控制，从而使振荡信号  $u_o$  和基准信号  $u_l$  在频率上保持相等，而在相位上则保存某一个固定的差值，这就是所谓的锁相技术。当然，任何高频时钟如果要求其完全不发生波动是不现实的，锁相环技术只是利用对相位的钳制作用达到最大限度的时钟稳定。

当采样点数较少时，或者波形本身由于干扰因素发生波动，都可能发生波形上的混淆现象。因为当采样速率相对较低时，采样点并不能保证总是在波峰或者临近波峰的位置上取出，因而获得的波形犹如调幅波，这种现象称为包络误差，它是周期采样密度的函数，如图 5.13 所示。如果要消除包络误差就必须要有足够的采样点数或者进行正弦内插。

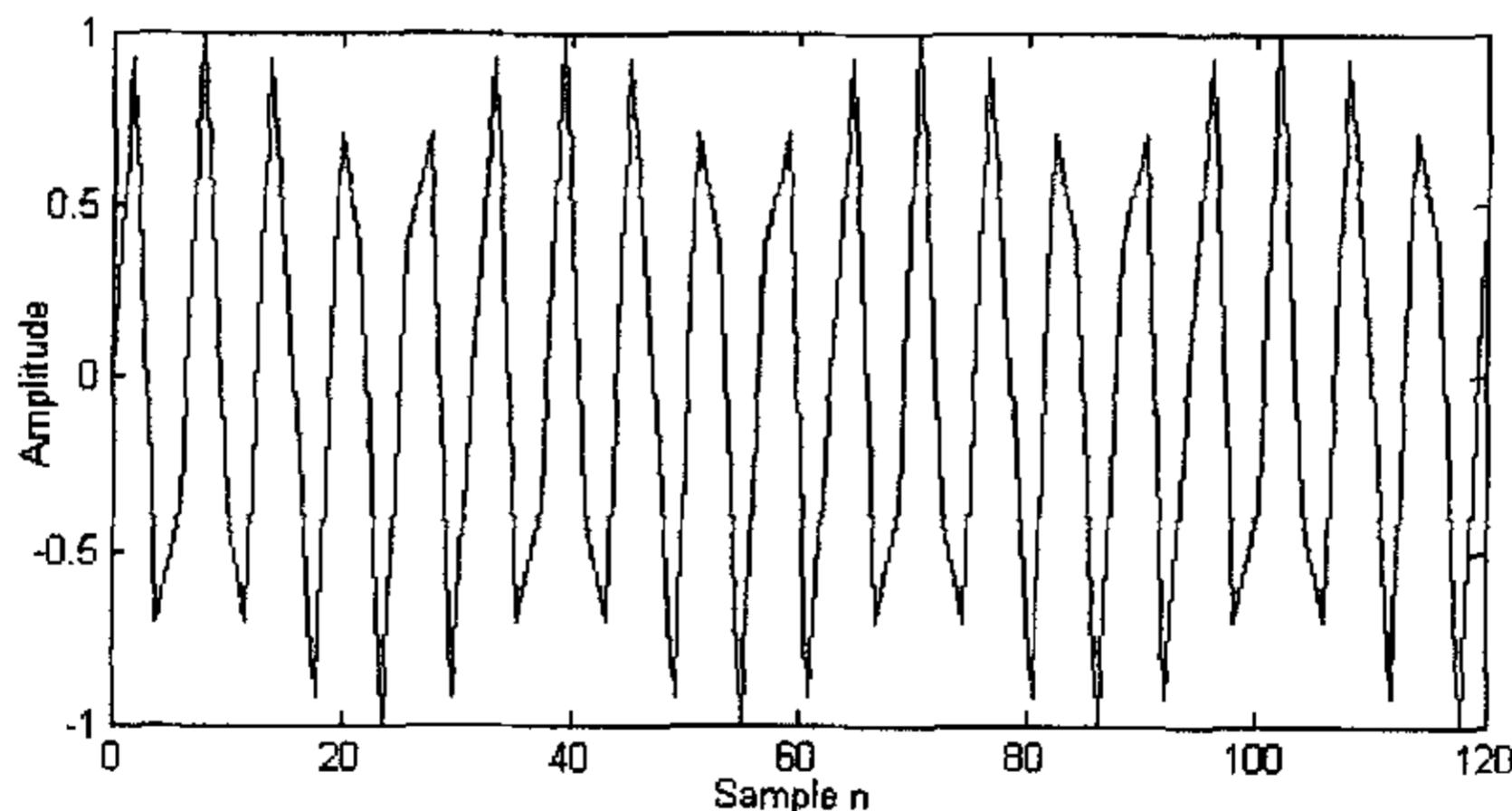


图 5.13 超声信号采样后的波形包络误差

合理地选择内插算法可以使原信号从较少的采样中复线原波形，从而获得实际波形的精确过零位置。在仪器仪表中常见的内插算法主要是以下两种

#### 1) 脉冲内插

脉冲内插是用直线将各个数据点连接起来，在相邻的数据点之间内插产生的数据。这种算法数据点之间的矢量越短，产生的波形精度越高。

#### 2) 正弦内插

正弦内插是用  $\sin x / x$  运算后用曲线将各数据点连接起来。在设计内插器时，最重要的是处理时间、信号接近截止频率的幅值响应以及脉冲响应。可以认为正弦内插器基本上接近一种理想的矩形滤波器，它的作用是使数据包含的全部频率分量下降。只要初选数据点时不发生波形的混乱，正弦内插获得的正弦波就不会失真，它所提供的信号是一个没有谐波的纯正弦波。

不同的仪表根据自己的需要合理的选择不同的内插算法。在超声波流量计中，由于对信号定位精度有苛刻的要求，信号内插算法选用正弦内插。

提高波形的采样率或者 ADC 位数精度可以更精确的获得波形信息，但是高的采样率会带来计算负担，对于提高 ADC 的位数一般需要增加转换时间，从而导致采样速率难以提高。

### 5.3 超声数字信号处理系统试验研究

管道中不同场合的气载噪声强度具有很大差异，根据 Brassier 在流量控制阀后测量的气载噪声试验结果，如果使用较低的工作频率，正常信号将完全淹没在噪声中<sup>[33]</sup>。这里通过将超声波流量计安装在气体调压装置后侧，并对不同流量下的换能器输出波形进行采样记录，结果使用 DSP 的 JTAG 接口上传至开发环境 CCS 中进行处理并输出，图 5.14、图 5.15 和图 5.16 为不同流速下的信号时域波形以及频谱特征，低速流动 5m/s 情况下瞬时信噪比为 17.6db，当流场升高到 30m/s 瞬时信噪比只能达到 4.97db。由图中可以看出，由于随着流速的增加，超声脉冲波形的幅值逐渐减小，客观上降低了信噪比，由实际波形可以看出，当流速达到 30m/s 时，脉冲波形基本上已经被噪声淹没，此时如果采用过零点检测已经毫无意义。

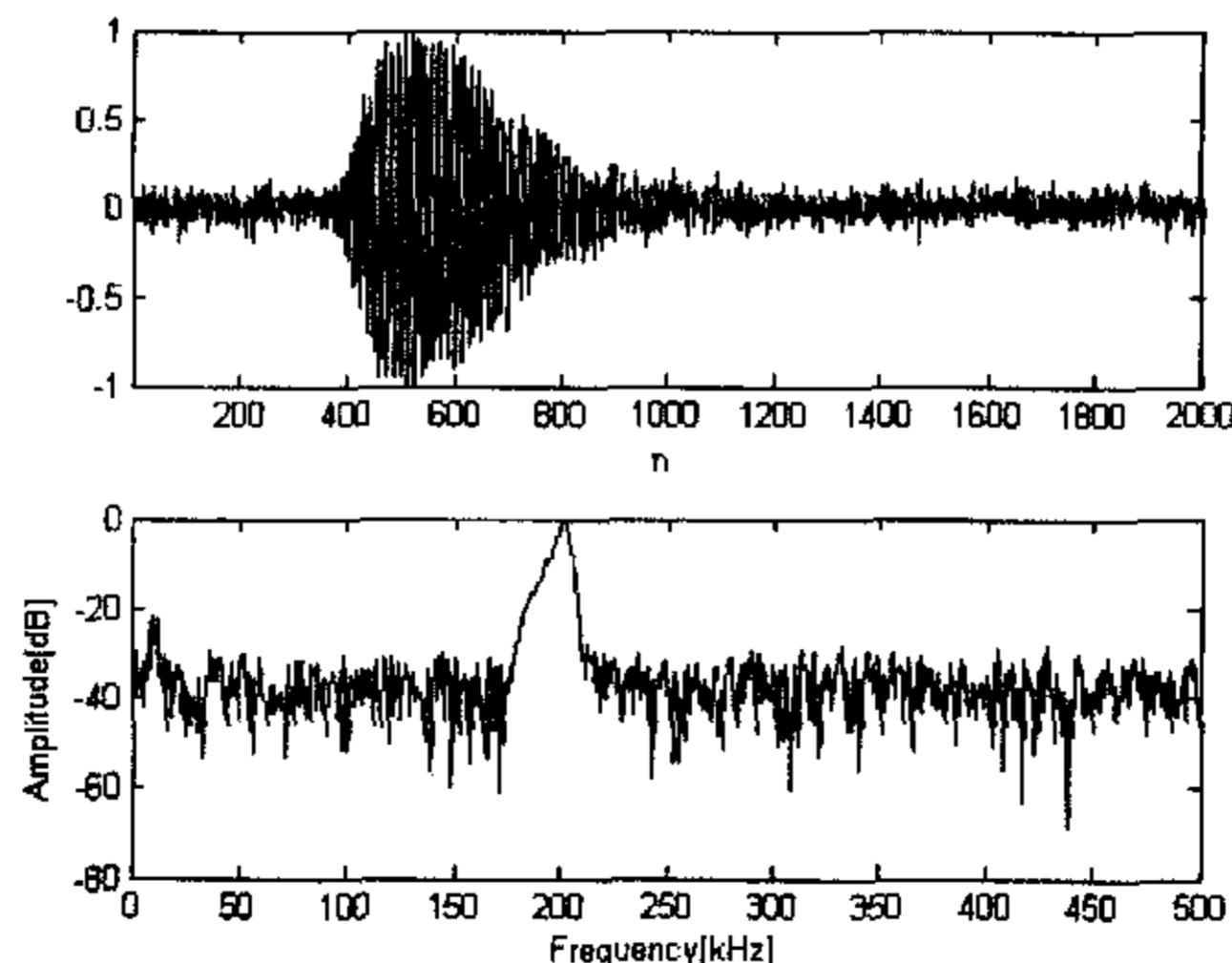


图 5.14 200kHz 脉冲原始时域波形和 FFT 幅频特征 (5m/s, SNR=17.6db)

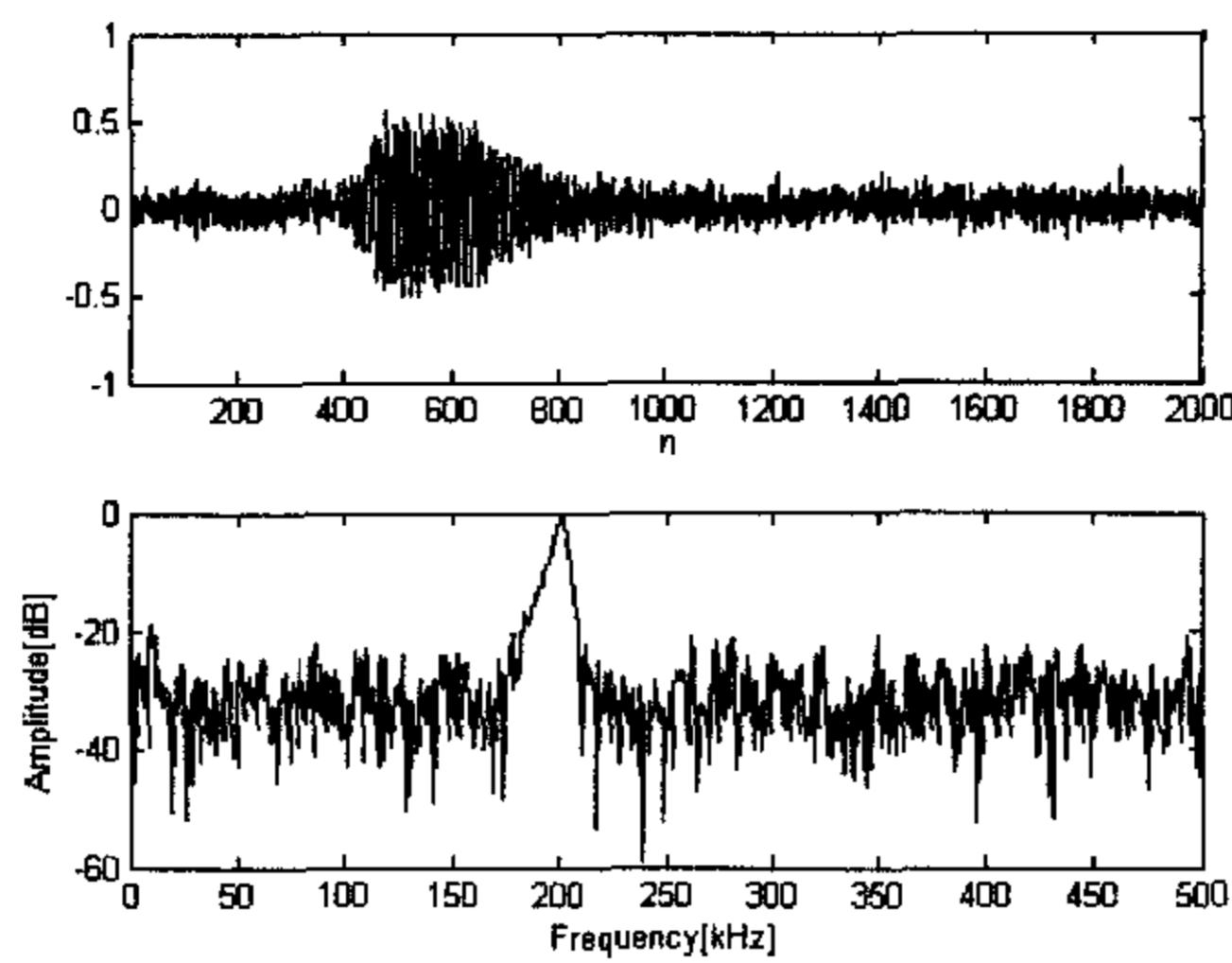


图 5.15 200kHz 脉冲原始时域波形和 FFT 幅频特征 (15m/s, SNR=14.5db)

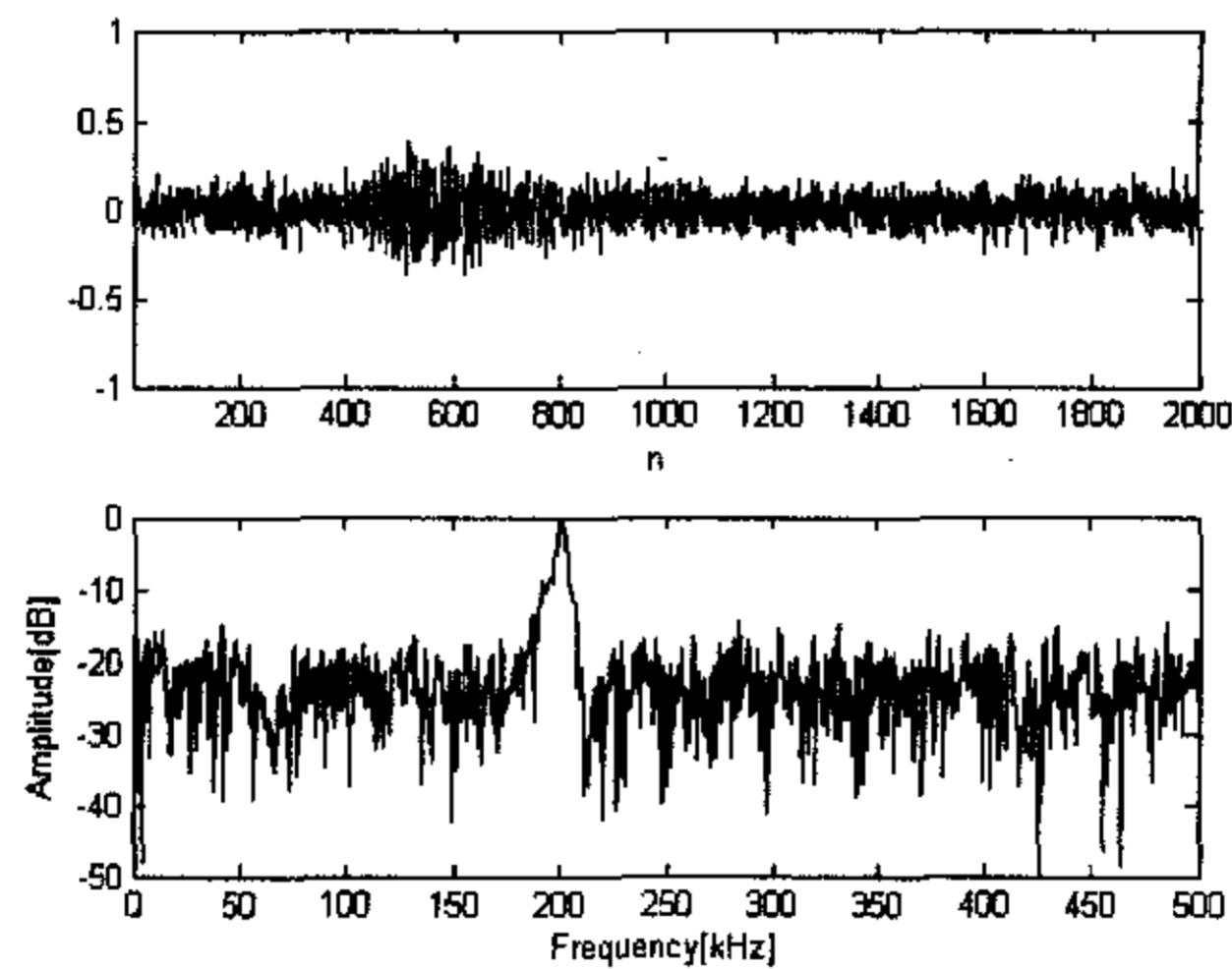


图 5.16 200kHz 脉冲原始时域波形和 FFT 幅频特征 (30m/s, SNR=4.97db)

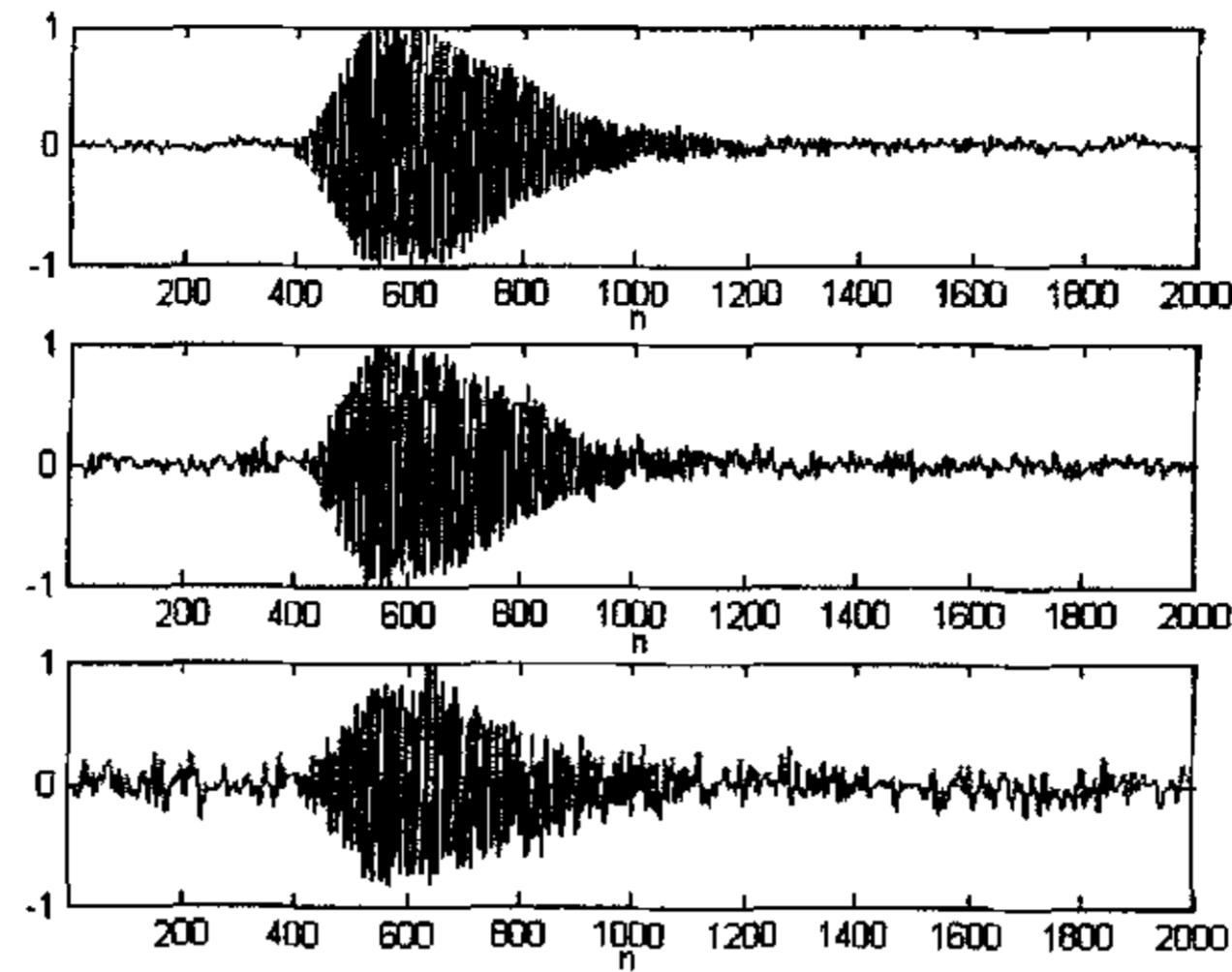


图 5.16 对信号直接低通滤波之后的时域波形

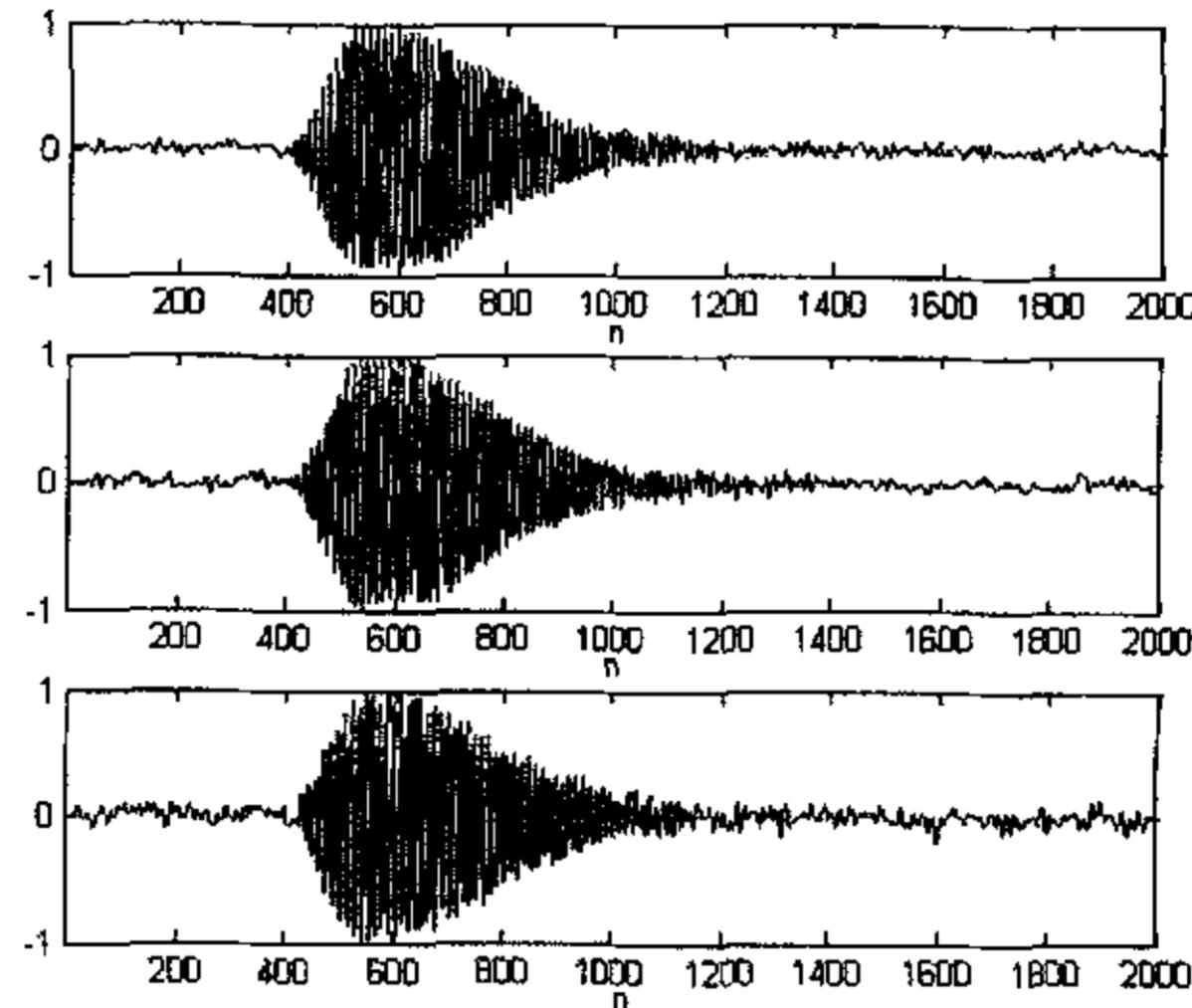


图 5.17 经过自适应消噪处理之后的时域波形

信号处理最简单的办法莫过于直接滤波。如果直接对采集到的原始信号进行 Laguerre 低通滤波 (laguerre 滤波器系数如表 5.1 所列)，获得的波形如图 5.16 所示，三个波形的瞬时信噪比 26.26db、22.81db、15.47db。从时域波形也可以看出，直接进行低通滤波无法消除频谱特征和换能器工作波形类似的杂波信号，在特定的条件下仍然可能造成过零检测误判，并且信号的归一化波形仍然有明显区别。

在引入了自适应滤波之后，如图 5.17 所示，信噪比明显获得了提升，三个信号的瞬时信噪比分别为 26.32db、25.12db、21.68db。从时域波形看，经过自适应滤波之后的信号已经完全能够满足过零检测的要求，并且基本消除了因为流量、压力等测量环境参数变动带来的幅值变化差异，获得整齐划一的波形。

## 5.4 小结

本章的主要内容为：

- 1、进行了超声波流量计的二次仪表硬件设计，并从处理器的选用、系统结构设计以及设计优化等几个方面对整个设计思路进行了详细解释和讨论。
- 2、对近年来一直沿用的超声信号处理方法进行了分析，并对应用于气体流量测量时可能带来的问题进行了讨论，并认为在气体超声应用过零检测技术必须首先进行信号预处理，保证信号质量达到过零检测的要求。
- 3、对超声波流量计所面临的信号处理问题进行了深入分析，得出气载超声干扰在气体输送中必然存在且对测量影响最大的结论。详细分析了基于 Laguerre 滤波的自适应降噪算法，并对直接滤波与自适应滤波的处理效果进行了对比，证明了算法的有效性。

## 第六章 超声波流量计样机试验研究

以上几章的内容已经对超声波流量计的一次仪表（主要是声道系统的建立）、二次仪表（主要是信号处理系统设计、测时精度的提高）的设计进行了探讨。本章对应用了以上技术的 100 口径超声波流量计样机进行试验研究。

### 6.1 超声波流量计样机设计

为了对前几章的理论分析进行验证，研制了气体超声波流量计样机，具体情况：口径为 100mm、声道系统采用 4.3 节中的三声道平行布局、积分算法为 4.1 节中的高斯型积分，外观图形如图 6.1 所示，样机进行原始信号采集、降噪处理以及过零检测等工作，获得各个声道上的流速信息，加权平均处理后得到面平均流速。仪表本身不具备显示能力，所有的数据都通过通讯接口传输到计算机上进行记录与显示。

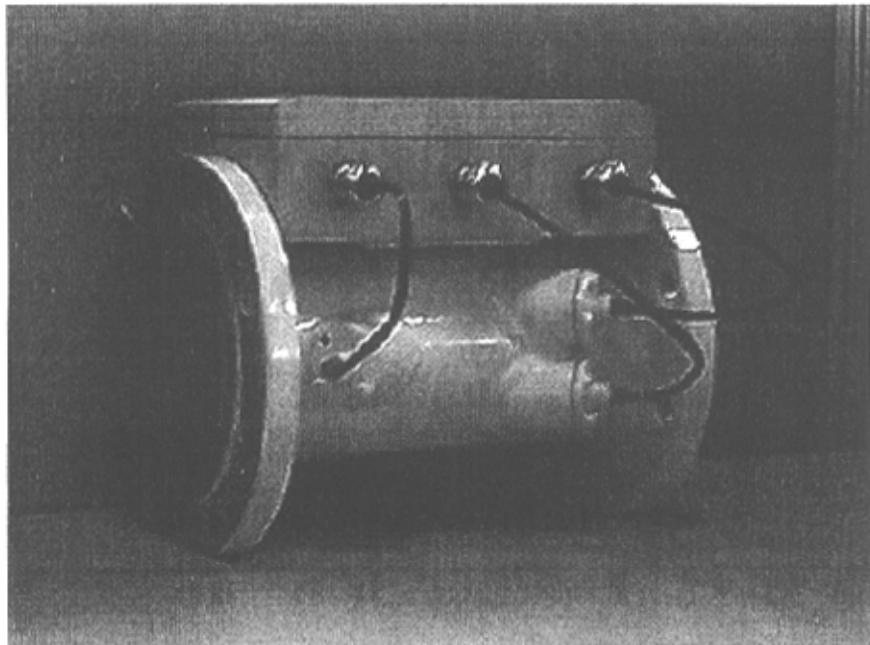


图 6.1 三声道气体超声波流量计样机实物

根据 AGA 9 号报告的要求, 样机输出的数据包括各个独立声道上经过计算后获得的流速信息、声速信息 (根据时延计算得到的理论声速, 如果与介质理想声速差别过大, 说明仪表工作状态或者处理方式有问题, 此数据可用于仪表自检) 以及用于流量积算的平均流速信息等。

根据超声波流量计壳体造型的特点, 理想的加工工艺应该是采用铸造方式。由于样机仅为单件生产, 壳体采用内径为 100mm 的钢管制造, 换能器座与壳体之间的连接为焊接加工。壳体的全部机械加工都在浙江天信仪表有限公司完成。二次仪表的封装盒与壳体之间可以旋转 90° 安装, 采用这种设计可以避免在与试验台法兰连接时发生装配干涉。

## 6.2 气体超声波流量计标定试验研究

标定的主要内容就是确定仪表的精度, 其方法可以分为: 直接测量法、间接测量法和综合测量法<sup>[30,31,71]</sup>。直接测量法就是将被测量与同类的标准量进行比较的测量方法。仪表在流量标准装置上进行校验, 装置上有流量标准 (标准量) 可以进行比较。目前大部分的流量计都采用这种方法校验。这种方法也称为实流标定、湿式标定等。间接测量法是通过与被测量有函数关系的其他量进行测量以得到被测量的方法, 也称为干式标定。综合测量法一般用于大流量、特殊介质流量和特殊状态流量等难以用直接或者间接法测量, 这时可以采用相似模型先作模拟实流校验, 然后用相似原理予以推算。

### 6.2.1 超声波流量计的干式标定与实流标定

#### 6.2.1.1 干式标定

由于测量原理的原因, 超声波流量计被认为是可以通过干标校准达到设计的性能要求, 在 A.G.A. 的 9 号中报告也没有强制要求超声波流量计进行实流检校。所谓干式标定 (Dry Calibration) 就是在无流体流动的情况下, 通过对流量方程中的各个参数 (包括管道直径  $D$ 、每个声道声程长度  $L$ 、声道夹角  $\varphi$  等) 进行精确测量来实现流量计的标定, 这些参数的测量误差直接影响到流量测量的准确度。一般超声波流量计的口径口径较大, 由于缺乏大口径检校装置, 很多的用户使用的超声流量计没有经过实流检校就直接安装运行了。如果没有经过实流标定, 并且由于用户选型的原因导致超声波流量计在设计流量以下运行的时候, 其实际的测量精度就需要探讨了<sup>[120]</sup>。

除了对一次仪表几何参数的测量外, 还需要对二次仪表 (电子线路部分)、电缆以及换能器的延迟时间进行测量。一种测量方法是通过在流量计腔体中充入声速已知的气体 (通常使用氮气), 在声道长度  $L$  和声速  $C_0$  已知的前提下, 实际测

得的传播时间  $t$ （上游和下游的时间在零流量下应该相等）与理论计算时间的差就作为电路响应的延迟时间。还有一种方法可以在声速预先未知的情况下测量电路延迟时间。具体的方案是在零流量情况下，沿两个已知不同长度的声道测量一对传感器的传播时间，在此期间必须保证相同的气体状态。由于在两个不同长度声道上所测量的传播时间包含相同的延迟时间，那么就可以建立方程组计算获得延迟时间与声速。

通过干标也能发现流量计系统中可能存在的问题<sup>[121]</sup>。超声波流量计本身具备自校正能力，主要手段就是将流量计测得的声波速度值，与通过测量压力、温度和气体组分计算获得的声波理论速度值进行比较。多声道测量值与气体状态计算值之间的吻合程度也可以用于验证流量计的配置和正常运行是否具有一致性。

#### 6.2.1.2 实流标定

实流标定（Flow Calibration）能减小因声道长度、声道角度、管径、声道位置等几何因素不精确导致的不确定度。超声波流量计的实流标定中，必须保证测时结果不受标定装置本身的影响，管道内速度场必须保证处于稳定的理想分布状态，不存在任何的涡流和脉动流。为了保证实现这些要求，通常情况下仪表的上游和下游必须使用足够的直管段，如果有必要，还要在上游安装整流器，在整流器和被测表之间也需要保留一定的直管段。

#### 6.2.2 超声波流量计实流标定装置

气体流量计的标定方法主要是音速喷嘴法、标准流量计对比法和钟罩法<sup>[122]</sup>。本试验装置采用的是标准流量计对比法，标定系统示意如图 6.2 所示。

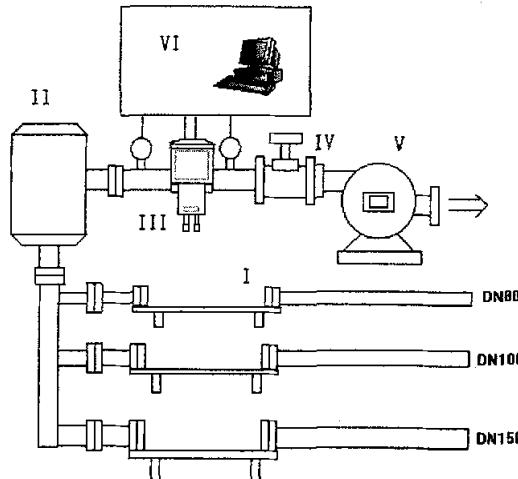


图 6.2 气体流量标定系统示意图

试验系统由六部分组成, I——夹表装置, 该装置可满足不同长度的表体使用; II——稳压罐, 防止因为气体本身的不规则脉动, 影响试验效果; III——标准表, 为美国 Dresser 生产的气体罗茨 (Roots) 流量计, 计量精度为 0.5 级, 量程范围是  $160\sim1600\text{m}^3/\text{h}$ ; IV——流量调节装置, 为  $4\sim20\text{mA}$  电流环信号控制的蝶阀; V——真空泵; VI——计算机测试系统, 所有的信号以及测时情况都可以在该系统上进行实时观察, 由于计算机系统上有丰富的人机交互手段, 因此可以非常方便的了解仪表内部的信息。

图 6.3 为标定装置实物。

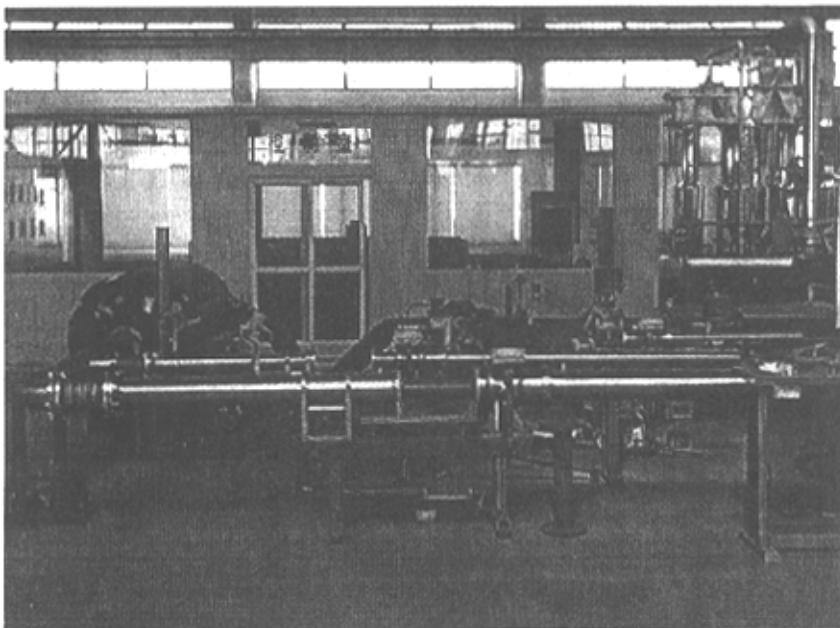


图 6.3 标定装置实物图

### 6.2.3 气体超声波流量计技术指标与标定内容

#### 6.2.3.1 超声波流量计的质量指标

在讨论流量计特性之前需要明确流量计相关的指标的定义。流量仪表的主要质量指标如下:

##### 1、超声波流量计的流量范围

流量范围指流量计可测的最大流量与最小流量的范围。正常使用条件下, 在该范围内的测量误差不超过允许值。这里特别指出, 流量范围与流量计的示值范围是两个不同的概念。

在气体超声流量测量中, 流动对声波的影响比较严重。因为流体流动会导致

超声传播路线偏离设计路线，在接收端检测到的脉冲信号会变得微弱。而高速流动下的气载声学噪声却会增加，因此在高速流动的情况下流量计的输出精度会无法维持。

气体超声波流量计常见的流速测量范围在  $0.9\text{m/s} \sim 30\text{m/s}$  之间<sup>[123,124]</sup>，该数值和流量计口径有很大关系，当流量计口径较大时，其测量下限较低。

## 2、量程和量程比

流量范围内最大流量与最小流量值之差称为流量计的量程。最大流量与最小流量值的比值称为流量计的量程比，亦称流量计的范围度。

流量范围、量程和量程比都是描述流量计测量范围的参数。量程是流量范围的定量描述参数，量程比则为不同流量范围的流量计之间比较宽窄的一个参量。它们是评价一台流量计计量性能指标的重要参数。量程比大，说明流量范围宽，反之则说明流量范围窄。人们总期望一台流量计的流量范围越宽越好。流量范围和量程比通常由生产厂家给出。

一般认为，超声波流量计具有非常广阔的流量测量范围，量程比可以达到 100:1，但是这通常是针对液体超声而言的。在液体超声中，声波的传播速度可以达到  $1500\text{m/s}$ ，而流动的速度相对声波速度只有  $0.1\% \sim 1\%$ ，因此对超声波的传播干扰很小，传播路径的弯曲程度也很小，因此在广大的测量范围内都可以保证测量的精度。

气体超声波流量计的量程比一般比涡街等流体振荡型流量计要宽。在气体应用中可以达到 40:1 左右。有的流量计产品为了保证较高的测量精度，也有给出 10:1 的量程比指标。

## 3、允许误差和准确度等级

流量仪表在规定的正常工作条件下允许的最大误差，称为该流量仪表的允许误差。这里的“规定正常工作条件”是指检定规程中所规定的检定工作条件。允许误差可用绝对误差、相对误差和引用误差来表示：

$$\text{绝对误差} = \text{仪表指示值} - \text{计量检定值}$$

$$\text{相对误差} = \frac{\text{示值绝对误差}}{\text{计量检定值}}$$

$$\text{引用误差} = \frac{\text{示值最大绝对误差}}{\text{仪表量程}}$$

其中示值的绝对误差是指流量计显示的量值（简称示值）与被测流量的真值之间的代数值。

流量仪表的允许误差多用最大相对误差和引用误差表示，一般不用绝对误差表示。在比较不同制造厂的仪表精度时，必须注意误差百分率是指引用误差（常用%F.S 表示），还是相对误差（常用%R 表示），若未注明往往是指%F.S。

流量仪表示值接近于被测流量真值的能力，称为流量仪表的准确度。按准确

度大小区分的等级称为流量仪表的准确度等级。仪表的准确度大小由允许误差定量表示。准确度等级亦是根据允许误差的大小来表示。即用允许误差去掉“±”号及“%”号后的数值表示仪表的准确度等级。目前根据流量计的现状，并按国家规定的允许误差大小划分其准确度等级有：0.02、0.05、0.1、0.2、0.5、1.0、1.5、2.5、4.0。仪表的准确度等级是评价仪表质量优劣的最重要技术指标之一。数值越小，仪表准确度等级越高，其准确度也越高。

对于在天然气领域使用的气体超声波流量计，A.G.A. 建议了一个基本的精度等级：在 305mm (12inch) 口径以下的流量计其最大误差应该达到±1.0%，而在 305mm 口径以上的流量计，其精度应该达到±0.7%。

#### 4、重复性

仪表的重复性是指在同一工作条件下，对同一被测量多次重复测量，其示值相互不一致的程度。重复性表示仪表随机误差的大小。

这里需要说明，重复性与准确度是完全不同的两个概念。如果一台流量计的重复性不好，当然谈不上它的准确度高。但是，重复性好的流量计未必给出准确度高的测量结果。因为，它可能会反复地给出相同而不正确的结果。

超声波流量计的测量不依赖机械部件，因此通常保存较高的重复性。气体超声波流量计的重复性在 A.G.A.9 号报告中建议应该达到±0.2%。

#### 5、压力损失

流量计的压力损失是指流体流过流量计及与流量计配套安装的其它阻力件（如阀门等）时所引起的不可恢复的压力值。流量计的压力损失通常用流量计的进口与出口之间的静压差来表示。压力损失随流量的不同而变化。压力损失的大小是衡量一台流量计测量成本高低的一个重要技术指标。压力损失小，流体能消耗小，输运流体动力要求小，测量成本低。反之流体能消耗大，输运流体动力要求大，测量成本高，经济效益相应降低。人们当然希望流量计的压力损失愈小愈好。

对于超声波流量计而言，其压力损失与管道输送过程的压力损失一致。

#### 6.2.3.2 超声波流量计的具体标定内容

通常而言，超声波流量计的性能检测需要包括以下内容<sup>[24, 120]</sup>：

- 零流量读数——气体静止状态下的最大流速读数。由于流量计二次仪表中采用的电子器件以及换能器等其都可能会随着时间、环境条件的变化而发生一些改变。进行零流量检测，可以对可能发生的漂移进行定量评估。
- 流量误差限——在流量计设计流量检测范围内的流量误差，也就是通常所说的计量精度指标。流量误差限和测量范围有很大的关系，在较小的测量范围可以实现较高的计量精度。因此选择流量计时必须根据实际的被测流速进行。
- 扩展流量误差限——当被测流速在设计范围以下时，允许放大流量计的计量误差而不影响这个流量计的精度级别。流量计的误差并不是一个

绝对的数字，在小流量下，由于计时精度的原因，其计量精度会有一定的折扣，而在流量计的设计计量流量范围内，一般都可以获得比较满意的结果。因此其计量指标需要对这两个部分进行区分。

- **重复性**——在单一测量点位置上，流量计的示值波动情况。在扩展流量误差限和流量误差限中，这两个指标一般会有差异。
- **最大峰值误差**——在流量检测范围内，不同的测量点之间，其平均误差点的差别。

可以在一张图表中将以上内容表示出来，如图 6.4 所示。

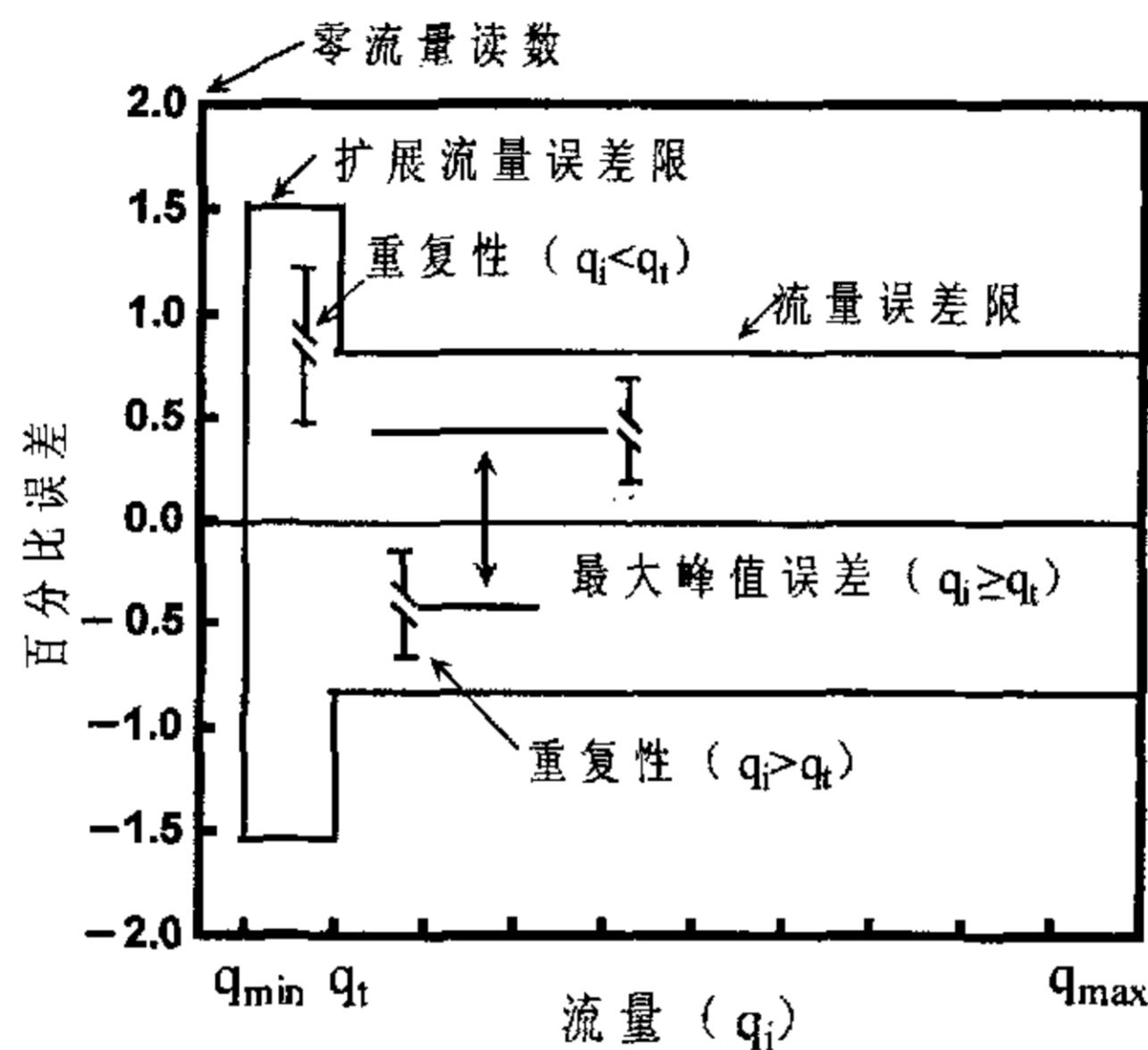


图 6.4 超声波流量计的标定内容

图 6.4 中标示了 3 个关键的流量点，其中  $q_t$  是转换点流量，在当前流量低于  $q_t$  时就要采用扩展流量误差限。 $q_{\min}$  是扩展流量误差限范围内可通过的最小流量，当低于该流量时，流量计的示值输出不能保证测量精度。 $q_{\max}$  是可通过的最大气体流量，由于流量增大是接收换能器的输出信号幅值处于不断降低的过程，最终会因信号的信噪比无法达到处理的要求而不能保证精度。

#### 6.2.4 零流量校验测试

零流量校验的主要目的是检验流量计的传播时间测量系统。根据 A.G.A.9 号报告的要求，试验步骤应该包括以下项目：流量计两端接盲法兰后，充入声学特性已知的纯净气体或者气体混合物；试验开始后，气体的温度和压力要保持恒定，

对每一声道计量 30 秒的数据，计算声道的气体平均速度和标准偏差；对流量计进行必要的调整。

在被测仪表腔体两侧密封的情况下，计量了 48 小时的零流量测量试验，测试的结果如图 6.5 所示，每隔 30 秒记录一次示值。

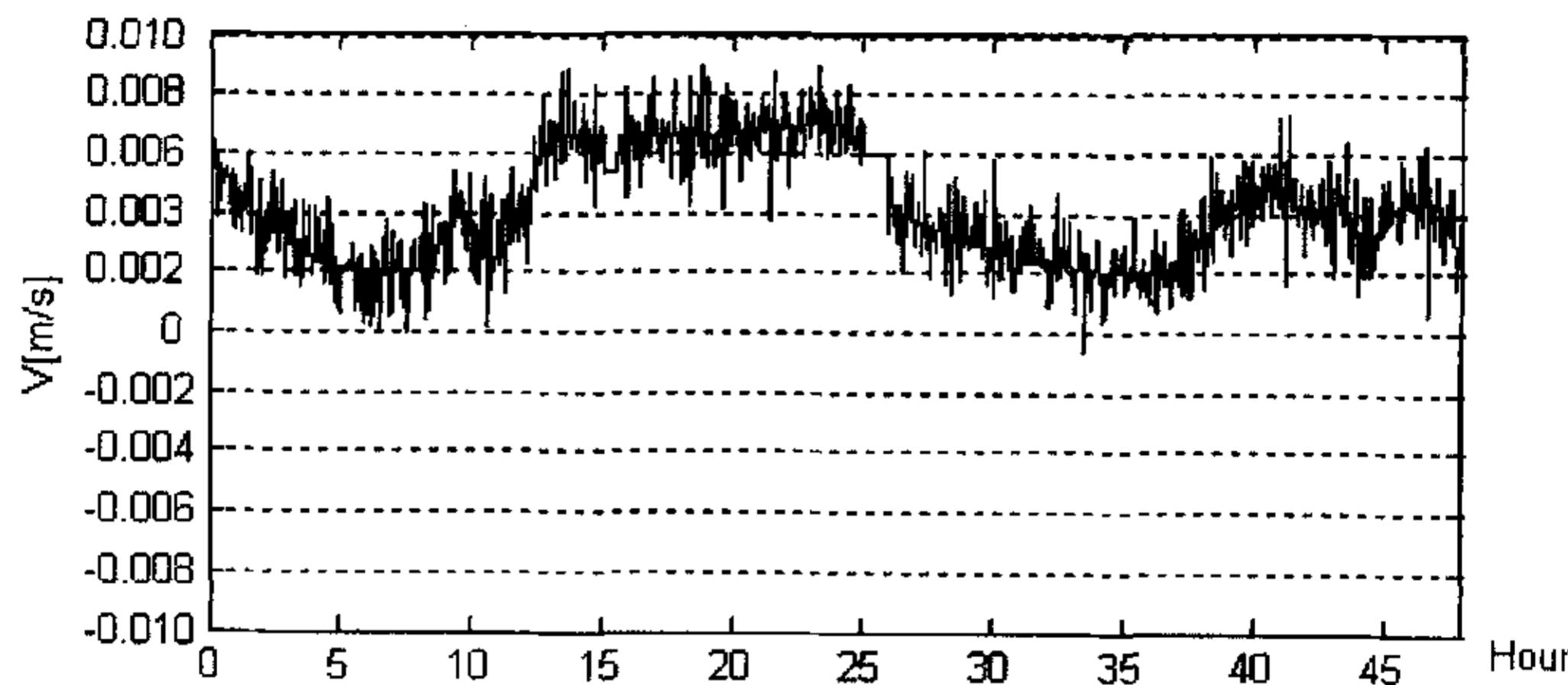


图 6.5 零流量检测试验结果

从试验结果看，流量计的最大示值为 0.009m/s，最小示值为-0.001m/s，48 小时数据的平均为 0.003m/s。符合 A.G.A.9 号报告的要求(零流量读数小于 12mm/s)。由零流量读数可知，流量计经过零流量修正之后可以获得更好的结果。

## 6.2.5 流量计实流标定

### 6.2.5.1 基本试验内容

按照 A.G.A.9 号报告的建议，实流校准应该包括以下流量点： $q_{\min}$ ， $0.1 q_{\max}$ ， $0.25 q_{\max}$ ， $0.4 q_{\max}$ ， $0.7 q_{\max}$  和  $q_{\max}$ 。有时根据情况也可以增加  $0.15 q_{\max}$  和  $0.2 q_{\max}$  两个额外校准点。为了计算平均值和标准偏差，每个测量点重复测量 10 次。

在试验中使用的被测气体为空气，流量计的示值输出为未经温度和压力换算的实际流速。误差百分比的计算采用的公式

$$Err = \frac{q_i - q_0}{q_0} \times 100 \quad (6.1)$$

式中： $q_i$ ——被测流量计读数

$q_0$ ——标准流量计读数

通过检测与流速无关的声波速度，可用于诊断在测量中可能出现的问题，声速测量的另外一个目的就是检验信号在电子系统（包括换能器）上的响应延迟。声波速度与现场的压力、温度和大气成份有很大的关系，在测量中必须排除这些环境因素的干扰。

器件响应延迟的测量主要是两种方式：在原理上最简单的一种是将换能器安装在距离事先精确测量过的两点上，并在容器中充入声速已知的气体，保持密封状态。由于两个换能器的距离  $L$  和声速  $c_0$  都已经知道，因此可以获得理论的传播时间，通过与实际的传播时间进行比较，就可以获得器件的延迟时间。还有一种方法可以无需实现知道气体的声速，但是需要准备两个长度经过精确测试的声程  $L_1$  和  $L_2$ 。通过测得在两个声程下的传播时间，就可以获得两个方程组，从而同时获得器件延迟和声速。

#### 6.2.5.2 标定结果

这里对 0.5、3.0、4.5、6.0、7.5、12、20、30m/s 的平均流速对流量计进行实流标定。使用的介质是空气。在每个流量点上进行了 10 次重复测量，如图 6.6 所示。速度与平均误差分布如图 6.7 所示。图中的具体数据列在表 6.1 中，由表中的具体数据可以看出，测量误差的分布都基本处于正误差范围，经检查后认为这与壳体制造过程中声道的对中误差有关。

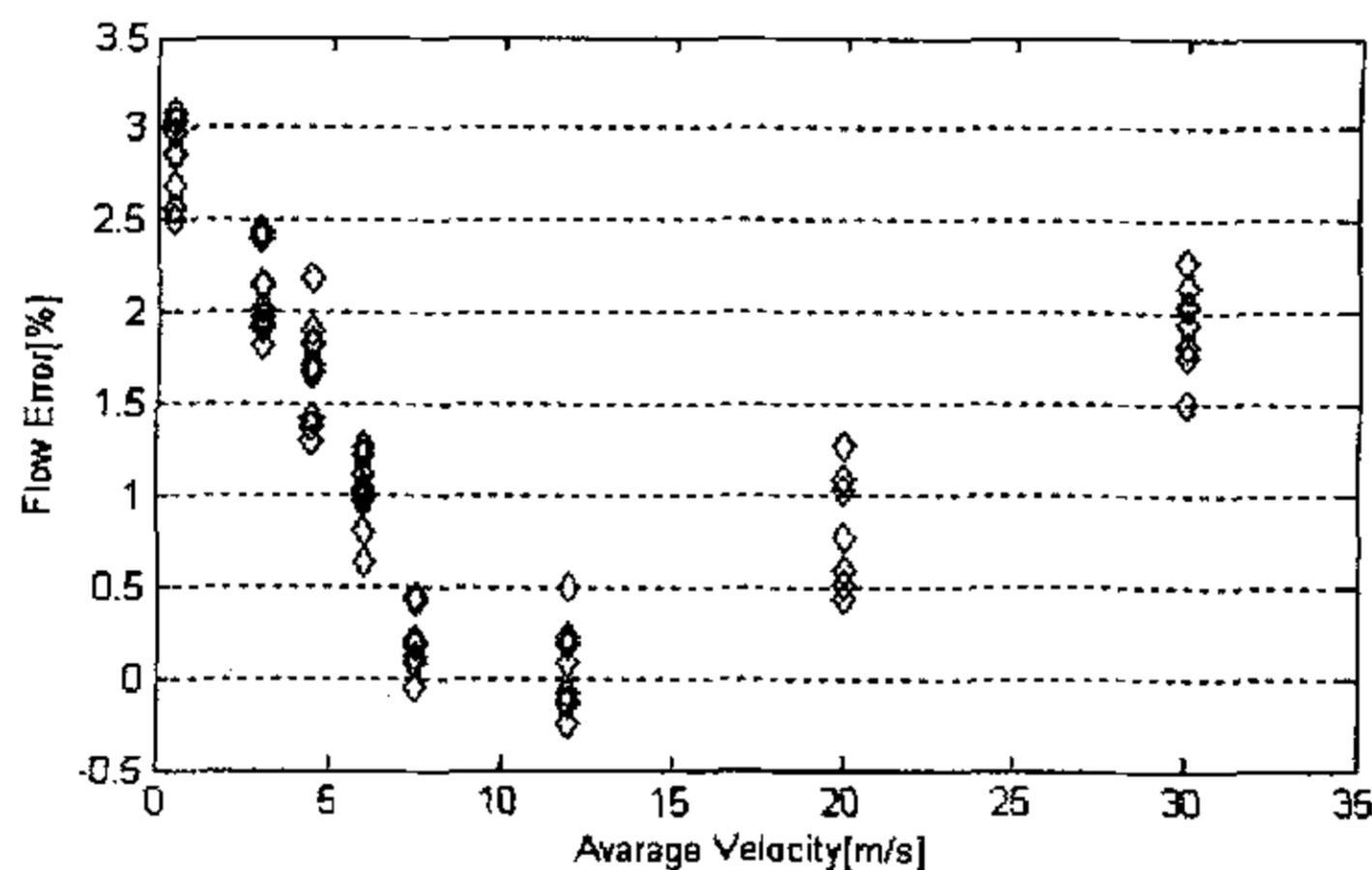


图 6.6 10 次重复测量的速度—误差分布

表 6.1 100 口径超声波流量计重复性

速度(m/s)	流量误差平均值(%)	标准偏差(%)
0.5	2.8475	±0.2010
3.0	2.1197	±0.2336
4.5	1.6901	±0.2656
6.0	1.0071	±0.1876
7.5	0.2452	±0.1782
12	0.1063	±0.2591
20	0.7949	±0.2990
30	1.8924	±0.2554

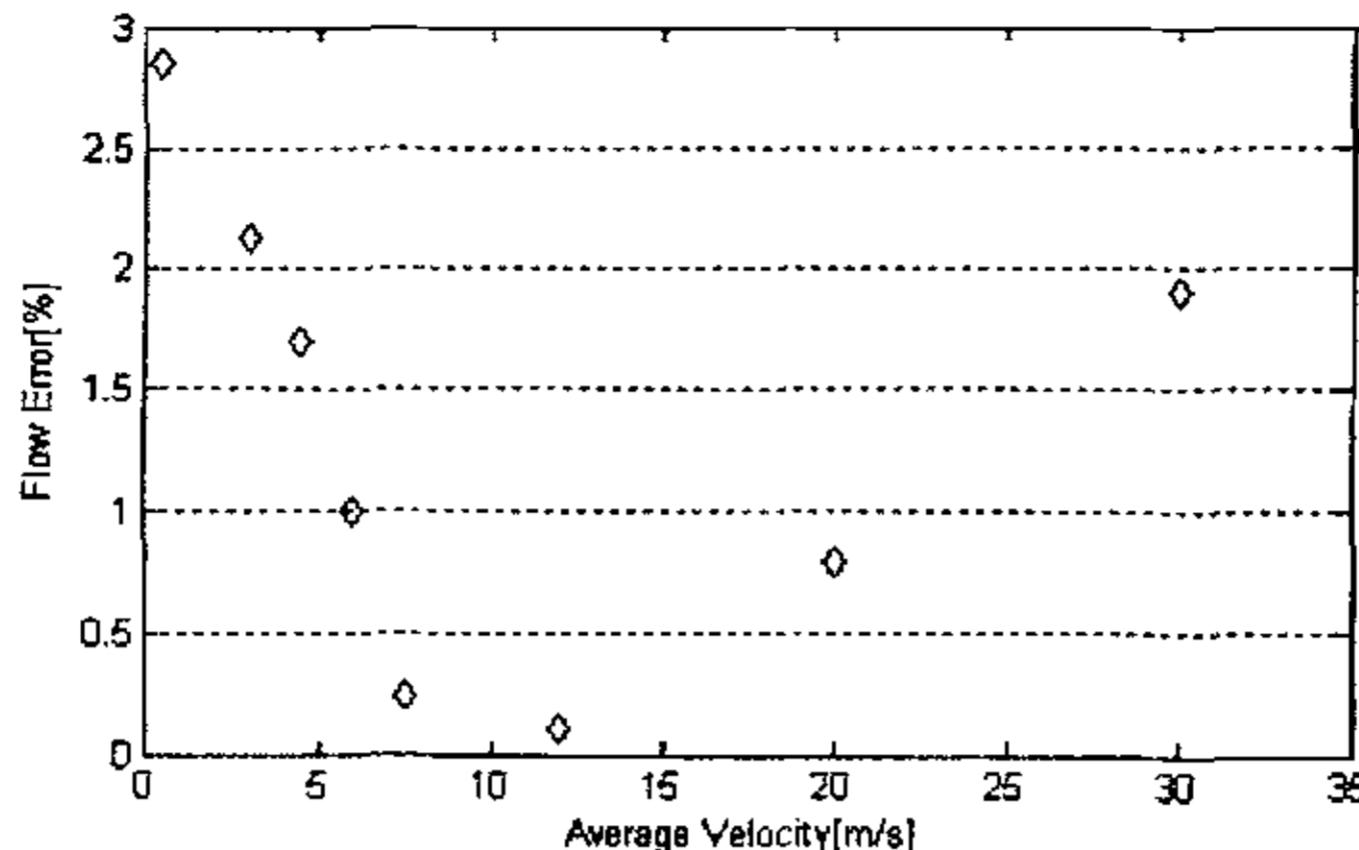


图 6.7 速度—误差平均分布

### 6.2.6 基于 FWME 的标定结果修正

在流量计的实流标定后，通过校准系数可以进一步消除流量计示值输出的偏差，从而达到通过实流校验提高流量计性能的目的。主要的系数修正方法包括以下两种：

#### 1、流量加权平均误差修正法

这种方法利用一个单校准系数——流量加权平均误差系数 (FWME) 来对校准系数进行修正。如果超声波流量计的流量输出在流量计的工作流量范围内是线性的，FWME 修正方法能有效地减小流量计的测量不确定度。对于非线性的情况，通过 FWME 也能够降低在测量段内的整体性误差偏移。

#### 2、非线性误差校正法

如果流量计的流量测量输出在工作流量范围是呈非线形，就必须采用更复杂的误差修正方法，如采用两阶或者三阶多项式等多次曲线拟和算法来描述流量计的输出特性。

如果流量计是专门设计用于双向流动测量，那么就需要对两个方向的流动分别采用不同的校验系数。另外，对于零流量校验获得的偏移系数，还可以根据实流校验的结果对其进行修正，获得流量计的整体精度的最优化。

FWME 校正的修正值计算公式如下：

$$FWME = \frac{\sum_i [(q_i / q_{\max}) \times E_i]}{\sum_i (q_i / q_{\max})} \quad (6.2)$$

在式中， $q_i / q_{\max}$  相当于每个测量点的权重系数  $wf_i$ ，而  $E_i$  是测试流量  $q_i$  下的示值误差。为了避免最高流量点附近权重过大的情况，也可以当  $q_i \geq 0.95q_{\max}$  时，

统一取权重系数为 0.4<sup>[24]</sup>。

表 6.2 100 口径超声波流量计 FWME 计算表

标准表流量 (m <sup>3</sup> /s)	$wf_i = q_i / q_{\max}$	$E_i$	$wf_i \times E_i$
0.0039	0.0167	2.8475	0.0475
0.0236	0.1000	2.1197	0.2120
0.0353	0.1500	1.6901	0.2535
0.0471	0.2000	1.0071	0.2014
0.0589	0.2500	0.2452	0.0613
0.0942	0.4000	0.1063	0.0425
0.1571	0.6667	0.7949	0.5299
0.2356	0.4000*	1.8924	0.7570
$\sum = 2.1833$		$\sum = 2.1050$	

注：权重经过调整

由表 6.1 中的测试数据，可得：

$$FWME = \frac{\sum (wf_i \times E_i)}{\sum (wf_i)} = 0.9641 \quad (6.3)$$

由 FWME 的原理，使用一个单校准系数去修正流量计的输出，该校准系数按以下式计算：

$$F = 100 / (100 + FWME) = 0.9905 \quad (6.4)$$

流量计的输出采用  $F$  进行校正（即相乘）之后再计算 FWME，结果应该为零（没有权重调整的情况下）。经过校正之后各个测试点的误差也进行了偏移，偏移之后的结果可按式 6.5 计算

$$E_{if} = (E_i + 100) \times F - 100 \quad (6.5)$$

修正的结果如图 6.8 所示。由图中可以看出，通过 FWME 校正之后，气体超声波流量计的计量误差在  $\pm 1\%$  以内，可以达到 A.G.A.9 号报告的要求。

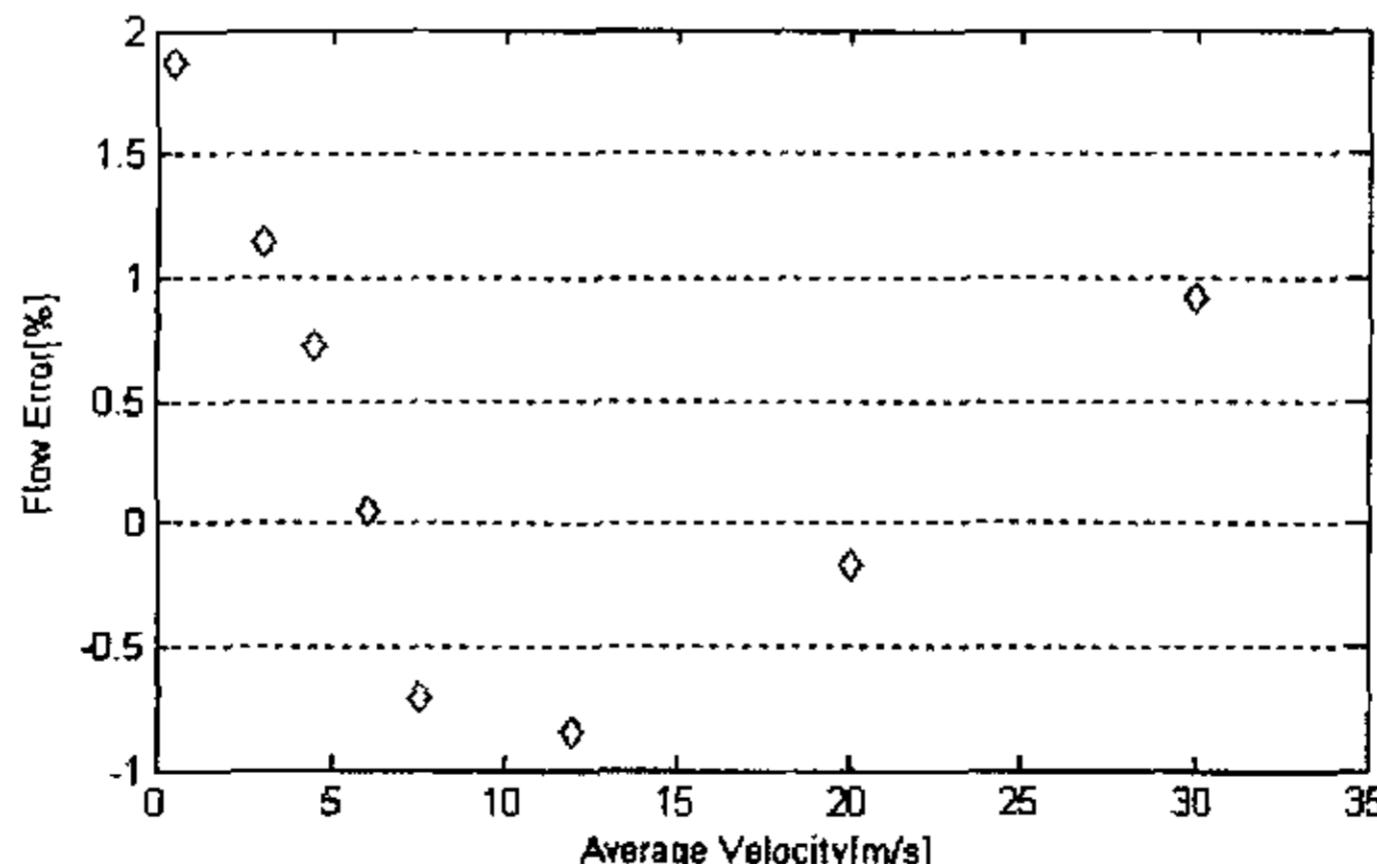


图 6.8 经过 FWME 修正之后的实流标定结果

### 6.3 小结

本章主要的内容为仪表的标定研究：

- 1、说明了气体超声波流量计相关的标定方法，以及气体超声波流量计的主要技术指标与标定内容。
- 2、进行了零流量校验测试，得到样机的最大零流量示值为 0.009m/s，最小示值为-0.001m/s，48 小时数据的平均为 0.003m/s。
- 3、进行了实流标定；并针对由于制造等因素造成的标定结果存在零点偏差等情况，对最终的标定结果进行了 FWME 校正。通过 FWME 校正之后，气体超声波流量计的计量误差在±1%左右，可以达到 A.G.A. 9 号报告中对 305mm (12") 以下口径气体超声波流量计的计量精度要求。

## 第七章 总结与展望

### 7.1 研究总结

气体超声波流量计在应用上的主要问题在于气体输送过程中存在很多对提高信噪比不利的因素。首先就是气体输送过程中使用的各种调压装置会带入严重的声学干扰，而且这些干扰的频谱特征与正常的脉冲信号近似，无法通过简单的滤波进行排除。在统计意义上，不同测量位置上的气载噪声存在相关关系，而超声波的工作脉冲只有在特定的位置上可以检测到。采用提高换能器工作频率的方法可以避开气载噪声的频率范围，但是高频超声在气体中的衰减也会增加，这同样对信号处理不利。其次，由于流体流动对超声波传播方向的影响，因此在高流速下会出现超声波脉冲斜射入接收换能器或者偏移导致接收到的超声波能量减少，这在信号波形上表现为幅值降低，因此流速越高信噪比越低，这对气体超声波流量计的计量上限提高带来问题。流场因素是所有超声波流量计都存在的共性问题。由于安装场合的差异，当流量计的工作场合有很大的差异。如果流场和设计时的流场因素吻合较好或者有合适的安装角度，超声波流量计可以获得良好的表现。

针对气体超声波流量计的特点，本课题在以下几个方面进行了大量的工作并取得了一定成果：

- 1) 对超声波流量计的工作原理以及测量误差的产生进行了分析，从而为提高超声波流量计的计量精度提出了几个值得研究的方向。
- 2) 应用理论分析和数值模拟的方法对超声波流量计的在不同安装条件下的误差情况进行了系统研究。引入 FLUENT CFD 软件对弯管流动进行了仿真分析，并利用计算获得的数据对在特定流场下如何调整流量计安装角度提高流场适应能力进行了分析，对不同的声道布置在该流场分布下的误差进行了计算。对管道粗糙度引起的测量误差也进行了研究。
- 3) 研究了超声波流量计最关键的声时测量问题。由于流动的时间信息全部都需要从脉冲信号获得，因此论文对气体测量中可能面临的信号干扰因素进行了详细的分析，对影响最严重的气载噪声提出采用自适应消噪的方法，获得了良好的试验效果，其输出的波形基本满足了后继过零检测的要求。
- 4) 通过使用高时标频率结合样条插值拟合波形查找过零点等方法，提高了过零位置的定位精度，这种方法较单纯提高时标频率更具有可操作性。由于处理都是通过数字量计算进行，在实现上有良好的柔性和可调整性。

- 5) 根据理论研究的成果,设计制造了 100 口径的三声道气体超声波流量计样机并进行了试验研究。从样机的标定结果看,可以达到 A.G.A. 9 号报告中对 305mm (12") 以下口径气体超声波流量计的计量精度要求。

创新点:

- 1) 揭示了流场对超声波流量测量的两点影响因素: 二次流和非对称流动。分析了二次流和非对称流动共同作用下的测量误差情况, 在流场非理想分布和计量系统不确定度之间建立了定量关系。
- 2) 将无法量化描述的流场适应性问题转换为流量修正系数的影响研究, 从而为超声波流量计流场适应性的准确衡量提出了可操作的方法。
- 3) 针对气体输送的声学干扰问题、以及超声波的窄带信号特征, 结合数值滤波的处理理论和思想, 提出建立在 Laguerre 滤波算法基础上的 RLS 快速处理算法, 克服了气体管道中严重的气载噪声对信号造成的失真问题, 保证了滤波效果和实时性的权衡。

## 7.2 相关工作展望

气体超声波流量计是随着天然气能源的推广而兴起的一种新型流量计量仪表, 由于相比传统的孔板、涡轮流量计, 在结构、计量精度上以及其他指标上都具有一定的优势。气体超声波流量计需要面对气体输送过程中的各种干扰, 特别是因为压力调节装置带来的气载噪声影响, 而且还要克服因为超声波在气体中的快速衰减等不利因素, 故是一个具有挑战性的研究领域。本课题虽然取得了一些研究成果, 但是还有许多未解决的问题:

管道输送中的流场分布问题由于面对的情况具有多样性, 在设计过程中是很难全部对其进行 CFD 计算、试验获得其流动分布参数。但是通过声道的特殊布置, 测量其中的二次流以及涡流还是有一定的可行性的。因此这里提出: 是否能通过设计复杂的矩阵布置声道, 获得一些典型测量线上的速度矢量分布情况, 由于截面上速度包络面的过渡具有平滑连续的特点, 如果获得了足够的离散位置的流动信息, 就有可能实现重构速度场。如果能实地测量速度场, 就避免了实现穷举各种流动状况并进行匹配的难题, 而且超声波流量计可以获得更好的流场适应性。目前由 NIST (National Institute of Standards and Technology) 提出的 11 声道 Advanced ultrasonic flowmeter(AUFM)其基本出发点也是为了最大限度获取流动信息。

对于超声气体流量测量中的信号干扰因素, 在本课题中主要是考虑了气载噪声的影响。在现场因素中, 这还是属于比较理想的状况。在实验室良好的测量环境中, 几乎所有的超声波流量计都具有良好的表现, 但是目前能进入现场应用的气体超声波流量计在国内几乎都处于实验室研究阶段, 其原因还是在于无法适应现场的各种苛刻使用环境。超声波流量计获得的流场基本信息都来自于信号, 当

信号的信噪比达不到要求时, RLS 的收敛速度并不优于 LMS, 如果无法快速达到收敛状态, 进入后处理过零检测的信号质量根本无法达到要求。设计适合气体超声波流量计应用的信号快速处理算法, 在高信噪比的情况下获得良好的处理效果, 在信号上解决仪表的稳定性、可靠性的问题应该也是未来的研究重点。

对于采用信号数字处理超声信号波形的系统, 如何准确的获得原始信号波形, 减少因为 ADC 带来的波形失真是需要思考的问题。一般而言具有最小记录点和最佳计量波形细节的最有效的采样计算是采样率自适应的转换技术。从合理利用处理器资源与获得最佳的处理效果出发如何进行波形采样是一个值得研究的问题。

最后, 本课题设计的流量计目前只能计量实时流量而非标准流量, 尚不具备根据温度、压力对流量进行校正的能力。如果要从工程样机发展到一个完整的流量计产品, 还需要继续投入很多的工作。

---

## 参考文献

1. 彭杰纲. 旋涡型流体振动流量计流体振动特性仿真及试验研究:[博士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2003
2. 蔡武昌, 孙淮清, 纪纲. 流量测量方法和仪表的选用. 北京: 化学工业出版社, 2001
3. 蔡武昌, 流量仪表若干发展趋势和应用进展. 中国仪器仪表, 2001, (2):46~48
4. 蔡武昌, 流量测量仪表现状和发展动向(2). 自动化仪表, 1996, 17(3):7~10
5. 金国藩, 我国仪器仪表产业发展之路. Miconex2001 国际仪器仪表发展高峰论坛, 2001:1~6
6. 段慧明, 翟秀贞. 超声流量计的应用与展望. 计量技术, 1995 (6):23~26
7. 郑党儿. 计量保证方案在工业计量中的应用. 北京: 中国计量出版社, 2000
8. 刘欣荣. 流量计. 北京: 水利水电出版社, 1984
9. Wunderlich Th; Brunn P O. A wall layer correction for ultrasound measurement in tube flow: comparison between theory and experiment. Flow Measurement and Instrumentation, 2000, 11(2): 63~69
10. 范华秀, 雷艳. 梯形渠道多声路超声波测流的数学模型及计算方法. 水利电力科技, 1996, 23(2):15~22
11. Hideo Nakamur, Masaya Kondo, Yutaka Kukita. Simultaneous measurement of liquid velocity and interface profiles of horizontal duct wavy flow by ultrasonic velocity profile meter. Nuclear Engineering and Design, 1998, 184: 339~348
12. 蔡武昌. 流量测量仪表现状和发展动向(1). 自动化仪表, 1996, 17(2): 1~6
13. E von Lavante, S Perpeet, V Hans, G Poppen. Optimization of acoustic signals in a vortex-shedding flowmeter using numerical simulation. International Journal of Heat and Fluid Flow, 1999, 20(4): 402~404
14. 包家立, 华蕴博, 吴瑞英. 超声旋涡呼吸流量计的研制. 浙江医科大学学报, 1995 , 24(1): 36~40
15. Halit Eren, Alexander M Lowe, Burhan Basharan. Processing Ultrasonic Signals to Identify Fluid Contents in Transit-Time Flowmeters. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Anchorage, 2002, vol.2: 1491~1495
16. Jesse Yoder. Ultrasonic Meters: A Natural Choice to Measure Gas Flow. Pipeline & Gas Journal, 2000, 7
17. Lawrence C Lynnworth. 利用低强度超声进行测量、检测和过程控制. 超声检测译文集. 上海: 上海科学技术文献出版社, 1979, 1~31
18. V K Hamidullin. The status of ultrasonic flowmeters in Russia. Ultrasonics Symposium 1993, vol.1: 395~399

- 
19. 蔡武昌. 国外流量仪表的制造销售和装用近况. 自动化仪表, 1992, 13(8):1~7
  20. 蔡武昌, 拜国良. 超声波流量计的选用. 自动化仪表, 1996, 17(10):37~42
  21. 李传经. 国外采用超声气体流量计进行燃气流量测量的现状. 世界仪表与自动化, 2001, 5(3):47-49
  22. 孙淮清. 气体超声流量计和孔板流量计在天然气工业中应用比较. 石油工业技术监督, 1998 14(6):5~8
  23. 孙延祚. 气体流量测量领域的技术. 天然气工业, 1998, 18(3):72~74,
  24. American Gas Association. A.G.A. Report No.9: Measurement of Gas by Multipath Ultrasonic Meters. 1998
  25. ISO. ISO/TR12765: Measurement of Fluid Flow in Closed Conduits-Methods Using TransitTime Ultrasonic Flowmeters. 1998
  26. 国家质量监督检验检疫总局. 用气体超声流量计测量天然气流量 (GB/T 18604-2001). 北京: 中国标准出版社, 2001
  27. 孙延祚, Koos Van Helden. 国际气体流量测量技术的新进展. 天然气工业, 2001 21(1): 97~99
  28. Emerson Process Management. <http://www.emerson.com/index.asp>
  29. 蔡武昌. 超声流量计的现状和进展. 世界仪表与自动化, 1998 2(1): 46~48
  30. 钱梦碌, 梁军汀, 朱士明, 卢杰. 速差法超声波气体流量计的原理和标准. 应用声学, 1995, 14(6): 21~25
  31. 梁军汀, 卢杰, 王沧, 朱士明, 钱梦碌. 超声波气体流量计的标定. 应用声学, 2000, 19(5): 35~39
  32. Chen J; Shi Y; Shi S. Noise analysis of digital ultrasonic nondestructive evaluation system. The International Journal of Pressure Vessels and Piping, 1999, 76(9): 619~630
  33. Brassier P, Hosten B, Vulovic F. High-frequency transducers and correlation method to enhance ultrasonic gas flow metering. Flow Measurement and Instrumentation, 2001, 12(3): 201~211
  34. N Roosnek. Novel digital signal processing techniques for ultrasonic gas flow measurements. Flow Measurement and Instrumentation, 2000 11: 89~99
  35. Sabatini A M; Spinielli E. Correlation techniques for digital time-of-flight measurement by airborne ultrasonic rangefinders. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems: Advanced Robotic Systems and the Real World, IROS 94, 1994 vol.3: 2168~2175
  36. M Takamoto, H Ishikawa, K Shimizu, H Monji, G Matsui. New measurement method for very low liquid flow rates using ultrasound. Flow Measurement and Instrumentation, 2001, 12: 267~273
  37. 王智慧, 李忠慧, 王磊. 超声波互相关流量测量技术及应用综述. 测控技术, 2000, 19(3):11~13
  38. 曹茂永, 王霞, 郁道银. 高噪声背景下超声信号数字处理技术研究. 仪器仪表学报, 2002, 23(2):200~202

- 
- 39. 卢文祥, 杜润生. 机械工程测试—信息—信号分析. 武汉: 华中理工大学出版社. 1990
  - 40. Izquierdo M A G; Hernández M G; Graullera O; Ullate L G. Time - frequency Wiener filtering for structural noise reduction. *Ultrasonics*, 2002, 40(1): 259~261
  - 41. Castagnede B, Roux J, Hosten B. Correlation method for normal mode tracking in anisotropic media using an ultrasonic immersion system. *Ultrasonics*, 1989, 27(2): 280~287
  - 42. Sabatini A M; A digital-signal-processing technique for ultrasonic signal modeling and classification. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2001, 50(1):15~21
  - 43. Masnadi-Shirazi M A, Ghasemi M. Adaptive Laguerre network realization. *Signal Processing*, 2000 80(10): 2169~2186
  - 44. Merched R, Sayed A H. Extended fast fixed order RLS adaptive filters. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS*, 2001, 2: 665~668
  - 45. Windrow B, M E Hoff, Jr. Adaptive switching circuits, *IRE WESCON Convention Record*, 1960, 96~104
  - 46. 余厚全, 黄载禄, 屈万里. 基于 RLS 算法的超声换能器温度压力特性校正. *仪器仪表学报*, 1992, 13(8):378~383
  - 47. Kim J; Udpa L; Udpa S. Multi-stage adaptive noise cancellation for ultrasonic NDE. *NDT and E International Conf*, 2001, 34(5) 319~328
  - 48. Zhenqing Liu; Mingda Lu; Moan Wei. Structure noise reduction of ultrasonic signals using artificial neural network adaptive filtering. *Ultrasonics*, 1997, 35(4) 325~328
  - 49. Carullo A; Ferraris F; Graziani S; Grimaldi U; Parvis M. Ultrasonic distance sensor improvement using a two-level neural network. *NDT & E International*, 1997, 30(5): 326~330
  - 50. Andria G; Attivissimo F; Giaquinto N. Digital methods for very accurate ultrasonic sensor measurements. *Proceedings of the 16th IEEE: Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC/99*, 1999, vol.3: 1687~1692
  - 51. Lázaro J C; San Emeterio J L; Ramos A; Fernández-Marrón J L. Influence of thresholding procedures in ultrasonic grain noise reduction using wavelets. *Ultrasonics*, 2002, 40(1): 263~267
  - 52. 张广明, 管鸣宇, 王裕文, 谭玉山. 基于小波脊的超声信号处理. *西安交通大学学报*, 1999, 33(7):94~98
  - 53. Chapa Joseph O, Rao Rahuveer M. Algorithms for designing wavelets to match a specified signal. *IEEE trans on signal processing*, 2000, 48(12):3395~3406
  - 54. 张旸, 兰从庆. 匹配小波滤波在超声信号处理中的应用. *无损检测*, 2002 24(12): 507~511
  - 55. Cudel C; Grevillot M; Meyer J J; Jacquey S. Combining phase and energy detection with mathematical morphology in dual time - frequency representation leads to improved SSP

- noise robustness. *Ultrasonics*, 2001, 39(4): 291~296
56. Parrilla M; Anaya J J; Fritsch C. Digital signal processing techniques for high accuracy ultrasonic range measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1991, 40(4): 759~763
  57. Nawab S H; Winograd J M. Approximate signal processing using incremental refinement and deadline-based algorithms. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-95*, 1995, vol.5:2857~2860
  58. Iizuka Y; Komiya Y; Nakazawa S; Nagamune A. Real time digital signal processing of on-line ultrasonic flaw detection. *IEEE IECON 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1995, vol2: 867~871
  59. Carlander Carl, Delsing Jerker. Installation effects on an ultrasonic flow meter with implications for self diagnostics. *Flow Measurement and Instrumentation*, 2000 11(2):109~122
  60. Holm Martin, Stang Jacob, Delsing Jerker. Simulation of flow meter calibration factors for various installation effects. *Measurement*, 1995 15(4):235~244
  61. M M Enayet, M M Gibson, A M K P Taylor, M Yianneskis. Laser-Doppler measurements of Laminar and turbulent flow in a pipe bend. *Int. J. Heat & Fluid Flow*, 1982, 3(4): 213~219
  62. T T Yeh, P I Espina. Special Ultrasonic Flowmeters For In-Situ Diagnosis of Swirl And Cross Flow. *Proceedings of ASME FEDSM 2001*, New Orleans, Louisiana.
  63. 王林祥, 陈鹰, 路甬祥. 二次流实现流体混沌混合的数值研究, *化工学报*, 1999, 50(4):449~455
  64. Ki Won Lim, Myung Kyoon Chung. Numerical investigation on the installation effects of electromagnetic flowmeter downstream of a 90° elbow - laminar flow case. *Flow Measurement and Instrumentation*, 1999, 10:167~174
  65. Terrence A Grimley. Ultrasonic Meter Testing For Storage Applications. *Southwest Research Institute*, 1998
  66. 刘镇清. 超声检测研究的若干进展. *实用检测技术*, 1996 5: 1~4
  67. 陈书洗, 倪礼宾, 朱翠华. 气体超声波流量计流速修正系数的确定及其计算机在线处理. *计量学报*, 1991 12(1):72~76
  68. E Luntta, J Halttunen. Neural network approach to ultrasonic flow measurements. *Flow Measurement and Instrumentation*, 1999, 10:35~43
  69. T T Yeh, P I Espina, Stephen A Osella. An intelligent ultrasonic flowmeter for improved flow measurement and flow calibration facility. *IEEE: Instrumentation and Measurement Technology Conference (Budapest, Hungary)*. 2001, 5.
  70. Calogirou J Boekhoven, A W M Henkes. Effect of wall roughness changes on ultrasonic gas flowmeters, *Flow Measurement and Instrumentation*, 2001, 12:219~229
  71. 孙淮清. "测量测量方法和仪表选用"讲座:—第 24 讲 流量仪表的校验(二). *自动化仪表*, 1999 20(2):43~45

- 
- 72. M Willatzen. Ultrasonic flowmeters: temperature gradients and transducer geometry effects. *Ultrasonics*, 2003, 41:105~114
  - 73. John D Wright. The Performance of Transit Time Flowmeters in Heated Gas Mixtures. *Proceedings of FEDSM' 98*. 1998 ASME Fluids Engineering Division Summer Meeting. 1998 Washington DC
  - 74. 李广峰, 刘昉, 高勇. 时差法超声波流量计的研究. *电测与仪表*, 2000, 37(9): 13~19
  - 75. Guilbert A R, Sanderson M L. The development of curved reflective surfaces for ultrasonic beam redirection in high speed gas flow measurement. *Ultrasonics*, 1996, 34(2): 441~445
  - 76. 应崇福. 超声学. 北京: 科学出版社, 1990
  - 77. Merched R, Sayed A H. RLS-Laguerre lattice adaptive filtering: error-feedback, normalized, and array-based algorithms. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2001, 49(11):2565~2576
  - 78. Martin Bragg, Rory McMahon, Per Fredrickson, Larry Lynnworth. Ultrasonic Flow Measurement at High, Cryo or Ordinary Temperatures. *Panametrics Co. Ltd.Doc.*
  - 79. Larry Lynnworth. High-Temperature Flow Measurement Using Wetted and Clamp-On Ultrasonic Sensors. *Sensors*, 1999 16(10):36~52
  - 80. 郑丰隆, 赵洪亮, 黄鹤松. 提高超声测距分辨力的分析与设计. *应用声学*, 1998, 17(1):34~37
  - 81. 富强, 梁青阳, 桂德东, 王社伟. 提高小管径频差法超声波流量计测量准确度的数理分析. *仪器仪表学报*, 1999, 20(5):464~466
  - 82. T T Yeh, G E Mattingly. Computer Simulations of Ultrasonic Flow Meter Performance in Ideal and Non-Ideal Pipeflows. 1997 ASME Fluids Engineering Division Summer Meeting(FEDSM' 97), 1997
  - 83. Terrance A Grimley, Edgar B Bowles. Industry researchers evaluate ultrasonic meter performance. *Measure Report*, 1998, 81(12), 35~42
  - 84. Temperley Neil C; Behnia, Masud; Collings, Anthony F. Flow patterns in an ultrasonic liquid flow meter. *Flow Measurement and Instrumentation* 2000, 11(1):11~18
  - 85. V Hamidullin. Dynamics of ultrasonic flowmeters. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 1995, Vol2:1109~1113
  - 86. Drenthen Jan G; de Boer Geeuwke. The manufacturing of ultrasonic gas flow meters. *Flow Measurement and Instrumentation*, 2001, 12(2):89~99
  - 87. 林建忠. 管流力学. 杭州: 浙江大学出版社, 2000
  - 88. 鲍敏, 傅新, 陈鹰. 弯管扭转切换区流场分析. *化工学报*, 2003, 54(7):891~895
  - 89. Kevin L Warner. 超声波流量计的结构是影响其性能的关键要素. *国外油田工程*, 1999, 6:36~39
  - 90. Dell'Isola Marco, Cannizzo Mauro, Diritto Matteo. Measurement of high-press natural gas flow using ultrasonic flowmeters. *Measurement*, 1997 20(2):75~89
  - 91. 章宏甲, 黄谊. 液压传动. 北京: 机械工业出版社, 1992

- 
92. Iooss B, Lhuillier C, Jeanneau H. Numerical simulation of transit-time ultrasonic flowmeters: uncertainties due to flow profile and fluid turbulence. *Ultrasonics*, 2002, 40(9):1009~1015
93. National Engineering Lab (NEL). Flow Measurement Guidance Note No.22 Ultrasonic Meters in Non-standard Flows. <http://www.nelflow.co.uk>
94. den Brinker A C. Laguerre-domain adaptive filters. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1994, 42(4):953~956
95. 薛雷, 章本照. 圆截面曲线弯管内二次流动的 Galerkin 解. *空气动力学学报*, 1998, 16(3):318~324
96. Hilgenstock A, Ernst R. Analysis of installation effects by means of computational fluid dynamics--CFD vs experiments. *Flow Measurement and Instrumentation*. 1996 7(3):161~171
97. 苏铭德, 黄素逸. 计算流体力学基础. 北京: 清华大学出版社. 1997
98. 童秉纲, 尹协远, 朱克勤. 涡运动理论. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1994
99. 任安禄. 计算流体力学. 浙江大学力学系讲稿, 1995
100. Fluent V5.0. Fluent Incorporated, Centerra Resource Park, 10 Canvendish Court, Lebanon, NH 03766 USA
101. 王少平, 曾扬兵, 沈孟育. 用 RGN  $k-\epsilon$  模式数值模拟  $180^\circ$  弯道内的湍流分离流动. *力学学报*, 1996 28(3): 257~263
102. Douglas J F, Gasiorek J M, Swaffield J A. 流体力学, 北京: 高等教育出版社. 1992
103. Zagalora M V, Smits A J. Mean-flow scaling of turbulent pipe flow, *J. Fluid Mech.* 1998, 373:33~79
104. Geropp D, Odenthal H J. Flow rate measurements in turbulent pipe flows with minimal loss of pressure using a defect-flow. *Flow Measurement and Instrumentation*, 2001, 12: 1~7
105. 归行茂, 李重华, 柴常智. 数学手册, 上海: 上海科学普及出版社. 1993
106. Texas Instruments Inc., TMS320C3X Users' Guide, 1997
107. Texas Instruments Inc., Dsp selection guide 4Q 2003 (Rev. M), 2003
108. Texas Instruments Inc., SPRU538 54 programmer guides, 2002
109. 鞠德航, 林可祥, 陈捷. 信号检测理论导论. 北京: 科学出版社, 1977
110. 程佩青. 数字滤波与快速傅里叶变换. 北京: 清华大学出版社, 1988
111. Masnadi-Shirazi M A, Aleshams M. Laguerre discrete-time filter design. *Computers and Electrical Engineering*. 2003, 29(1):173~192
112. Simon Haykin. *Adaptive Filter Theory* 4th Edition. Pearson Hall.
113. Abeysekera S; Xue Yao. Design of narrow-band Laguerre filters using a min-max criterion. *Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP*. 2000:137~140
114. 维纳 K 恩格尔, 约翰 G 普洛克斯. 数字信号处理. 西安: 西安交通大学出版社. 2002
115. Zhuquan Zang; Nordholm S; Nordebo S; Cantoni A. Design of digital filters with amplitude and group delay specifications. *Proceedings of the 11th IEEE Signal*

- 
- Processing Workshop on Statistical Signal Processing, 2001, 357~360
116. David B H, Saman S A. Design of variable laguerre filters. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2002. vol4: 417~420
117. 陈尚勤, 李晓峰. 快速自适应信息处理. 北京: 人民邮电出版社. 1993
118. 沈兰荪, 智能仪表与信号处理技术. 北京: 科学出版社. 1990
119. Mathworks Inc. Matlab DSP Blockset Manual - RLS Filter.
120. John Lansing. Benefits of Flow Calibrating Ultrasonic Meters. AGA Operations Conference, 2002, Chicago
121. Terrence A Grimley. 对超声波流量计进行准确度和重复性的试验. 国外油田工程, 1997, 10:38~42
122. 朱德祥主编, 流量仪表的原理和应用, 上海: 华东化工学院出版社, 1992
123. ABB, TotalSonic Product Manual.
124. Instrumet, QSonic 3 Path Ultrasonic Gas Meter Manual
125. 关立勋, 雷纪胜著. 超声诊断仪原理和维护. 北京: 人民卫生出版社, 1983
126. 帕坦卡 S V [著], 郭宽良[译]. 传热和流体流动的数值方法. 合肥: 安徽科学技术出版社, 1984
127. 赵学端, 廖其奠. 粘性流体力学, 第二版. 北京: 机械工业出版社, 1993
128. 王念旭. DSP 基础与应用系统设计. 北京: 航空航天大学出版社, 2001
129. 杨玉致. 机械噪音测量和控制原理. 北京: 轻工业出版社, 1984
130. 刘智敏. 不确定度及其实践. 北京: 中国标准出版社, 2000
131. John G Ackenhusen, 实时信号处理—信号处理系统的设计与实现. 北京: 电子工业出版社, 2002
132. 沈民奋, 孙丽莎. 现代随机信号与系统分析. 北京: 科学出版社, 1998
133. 何振亚. 数字信号处理的理论与应用. 北京: 人民邮电出版社, 1983
134. Texas Instruments Inc. TPS767D3xx-Q1: Dual-Output Low-Dropout Voltage Regulators
135. 王宁宁. 提高频率分辨率的一种快速方法. 信息工程学院学报, 1997, 16(1):43~46
136. 代俊光, 陈光禹. 一种周期信号测量中的自适应抽样算法. 电子学报, 1998, 26(8): 11~13, 42
137. 胡广书. 正弦信号抽样中若干基本问题的讨论. 清华大学学报: 自科版. 1997, 37(1):74~77
138. 曹士珂. 周期平稳信号的抽样. 南京邮电学院学报. 1998, 18(5):29~32
139. 刘旭, 夏金东. 超声检测缺陷分类的降噪及特征提取问题研究. 中国矿业大学学报. 2001, 30(3):248~251
140. 马志敏. 超声回波信号的识别及干扰的抑制. 武汉水利电力学院学报. 1992, 25(5):531~537
141. 刚铁, 吴林. 超声回波的特征值提取与统计分析. 无损检测, 1995, 17(9): 248~251
142. 彭应秋, 刘朝军. 超声数学频谱分析系统的设计与应用. 无损探伤, 2001, 25(2):5~8
143. 王春麟. 提高超声回波检测测距精度的方法. 电测与仪表, 1995, 32(12): 22~24, 5
144. 刘镇清, 黄瑞菊. 小波变换及其应用. 无损检测, 2001, 23(4):174~177

- 
145. 刘照升, 宋作忠. 小波分析在超声测试信号分析中的应用. 哈尔滨师范大学自然科学学报, 2000, 16(4):10~12
146. 刘仲一, 韩其玉. 信号特征分析的一种新方法. 石油大学学报, 1994, 18(2):14~18
147. Henning Bernd, Prange Stefan, Dierks Karsten, Daur Peter-Christoph. Ultrasonic sensor properties characterized by a PC-controlled scanning measuring system. *Ultrasonics*, 2000, 38(1):852~856
148. Hofmann B, Rockstroh M. Study on acoustic waveguides and reflectors for use in ultrasonic two-phase flow measurement. *Ultrasonics*, 1996, 34(2):431~434
149. Guilbert A R, Sanderson M L. The development of curved reflective surfaces for ultrasonic beam redirection in high speed gas flow measurement. *Ultrasonics*, 1996, 34(2):441~445
150. O'Sullivan I J, Wright W M D. Ultrasonic measurement of gas flow using electrostatic transducers. *Ultrasonics*, 2002, 40(1):407~411
151. Dane H J. Ultrasonic measurement of unsteady gas flow. *Flow. Measurement and Instrumentation*, 1998, 8(3):183~190
152. Zhu C, Liu G L, Cheung C S, Leung C W, Zhu Z C. Ultrasonic stimulation on enhancement of air gap membrane distillation. *Journal of Membrane Science*, 1999, 161(1):85~93
153. 李树涛, 王耀南. 基于模糊神经元网络的改进型中值滤波器. *电子测量与仪器学报*, 2002, 16(3):52~55
154. 赵毅. 数字滤波的程序判断法和中值滤波法. *仪表技术*, 2001, 4:34~34
155. 刘财, 杨宝俊. 中值滤波器对信号相位和形状影响的研究. *石油物探*, 2002, 41(1): 37~41,35
156. Sabatini A M. Correlation receivers using Laguerre filter banks for modelling narrowband ultrasonic echoes and estimating their time-of-flights. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 1997, 44(6):1253~1263
157. Merched R, Sayed A H. Order-recursive RLS Laguerre adaptive filtering. *Signal Processing. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2000, 48(11):3000~3010
158. 刘镇清, 项延训. 自适应滤波在超声无损检测中的应用. *无损检测*, 2001, 23(9):399~401,410
159. Dam H H, Nordebo S, Cantoni A, Teo K L. Frequency domain design for digital Laguerre networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2000, 47(4): 578~581
160. Masnadi-Shirazi M A, Ghasemi M. Laguerre digital filter design. *Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-95*, 1995, 2(9):1284~1287
161. Tanguy N, Morvan R, Vilbe P, Calvez L C. Online optimization of the time scale in adaptive Laguerre-based filters. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 2000, 48(4):1184~1187

- 
162. 张小飞, 周有鹏. 超声检测中的噪声处理. 无损检测, 2002, 24(5):200~202,229
163. 童峰, 许肖梅. 基于遗传算法的超声信号 LMS 自适应时延估计. 应用声学, 2000, 19(4):26~30
164. Fejzo Z, Lev-Ari H. Adaptive Laguerre Filters with Lattice Orthogonalization. IEEE Seventh SP Workshop on Statistical Signal and Array Processing, 1994:285~288
165. Fejzo Z, Lev-Ari H. Adaptive Laguerre-lattice filters. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997, 45(12):3006~3016
166. 孙万川, 张蕴玉. 抗窄带干扰的扩频系统的滤波器性能分析. 通信技术, 2003, 3:22~24
167. Fejzo Z, Lev-Ari H. Adaptive nonlinear Wiener-Laguerre-lattice models. International Conf on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-95., 1995, 2:977~980
168. MAOJie, LIMingxuan. Application of subband adaptive filtering techniques to ultrasonic detection in multilayers. 声学学报(英文版), 2003, 22(1):41~49
169. Salama I, Cousseau J E. Comparison of orthonormal adaptive FIR and IIR filter realizations. IEEE Symposium on Advances in Digital Filtering and Signal Processing, 1998, 77~81
170. Abeysekera S S, Yao Xue, Charoensak C. Design of optimal and narrow-band Laguerre filters for sigma-delta demodulators. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 50(7):368~375
171. Tay D B H, Abeysekera S S. Design of variable Laguerre filters. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2002, 4:417~420
172. Gupta A, Penafiel M. Digital whitening of band-limited white noise in the presence of colored noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1986, 34(3):621~623
173. Merched R, Sayed A H. Exact RLS Laguerre-lattice adaptive filtering. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP '00, 2000 1:456~459
174. Mandyam G. Implementation of raised cosine filters using orthonormal expansions. Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1997. 2:716~719
175. 陈韶华, 相敬林. 基于 Laguerre 变换的线性调频信号检测. 西北工业大学学报, 2003, 21(5): 616~620

---

## 致 谢

首先我要衷心的感谢我的导师陈鹰教授、傅新教授，本文是在两位导师的悉心指导下才得以完成。同时是两位导师把我带到了这个研究方向，在学习和研究过程中，无论是学术上还是研究条件上都提供了相当大的帮助，没有他们，就没有我现在的研究成果。在此表示衷心感谢和深厚的敬意

同时也要感谢上海天信仪表有限公司及其工作人员，为我在样机制造以及试验上提供了相当便利的条件和帮助。上海天信仪表技术部的陈爱民经理安排协调了试验装置和人员配置，并在电路设计上给出了具体的指导和意见；方嘉濂工程师帮助调试试验装置并查明了出现问题的原因；时勇工程师和生产部华怀奇师傅对我提出的样机图纸进行了重新设计并进行工艺改进，华师傅还直接负责了样机的制造以及其后的多次改进，并提出装配指导；生产部邱亿忠经理也提供了具体的设计建议。在此特向他们表示诚挚的谢意。

还要感谢机电所的各位老师和同学。在机电所学习的日子里，开阔了我的视野，同时也带给我很多的乐趣，这将是一段难忘的日子。

---

## 攻读博士学位期间发表的论文

- 1、鲍敏,傅新,陈鹰. 扭转弯管中的粘性流体流动研究,第一届全国流体动力及控制工程学术会议, 2000 3. 燕山
- 2、Bao Min, Fu Xin, Chen Ying, Scholl Frank. COMPUTATIONAL FLUID DYNAMICS APPROACH TO PRESSURE LOSS ANALYSIS OF HYDRAULIC SPOOL VALVE. Proceedings of the Fifth International Conference on Fluid Power Transmission and Control, (ICFP) , 2001:467~471
- 3、鲍敏,傅新, 陈鹰. 利用CFD获取超声流量计截面速度分布. 工程设计. 2002 9(2):101~104
- 4、鲍敏,傅新, 陈鹰. 扭转弯管衔接区域流动发展分析. 第5届海内外青年设计与制造科学会议. 2002.大连
- 5、鲍敏,傅新,陈鹰. 弯管扭转切换区流场分析. 化工学报. 2003 54(7):891~895
- 6、桂永芳, 傅新, 鲍敏. 基于互相关理论的超声波气体流量测量电路系统. 工业仪表与自动化装置. 2004(2):15-17,14