

# 华中科技大学硕士学位论文

---

## 摘 要

科里奥利质量流量计（Coriolis Mass Flowmeter，以下简称 CMF）是一种直接式质量流量测量仪表，由于其优良的性能，已广泛应用于工业生产的各个领域，并且市场需求仍在不断增长，其不仅在质量流量测量领域占据主导地位，而且还会取代许多其它种类的流量仪表，越来越被广泛应用。

CMF 是一种新型的质量流量计，技术在不断发展与成熟。但是，CMF 仍有一些不足，如对中低压气体的质量流量测量而言，其灵敏度太低；零点误差问题一直未能良好解决。因此研究和开发更先进，适用范围更广的 CMF 具有很大的学术价值和现实意义。

论文首先介绍了 CMF 的优点和应用情况，概括了 CMF 在国内外的发展和现状，然后分析了 CMF 存在的一些问题，明确了本论文研究工作的目标。

其次，文章对 CMF 传感器部分进行了论述，给出了传感器系统的工作原理，介绍了相位差信息检测的方法和原理，这也是以后工作的理论基础。

然后，介绍了整个系统的组成结构及有关设计，并重点论述现有的 CMF 传感检测管部分所存在的灵敏度不高的问题。在对传感检测管部分进行分析的基础上，提出了提高 CMF 测量灵敏度的实现方法，即用弹性检测管取代长久沿用的刚性测量管，以探索利用这种新的 CMF 检测方法解决低压气体质量流量测量的难题。论文讨论了这种新技术思路的 CMF 实验系统的设计与研制。根据 CMF 振动信号检测与处理的要求，给出了几种检测方法。重点讨论了信号处理电路，对电路设计进行了仿真并给出了仿真结果。

本论文研究工作完成了基本的机械振动检测管及信号检测电路之后，进行了实际的低压气体质量流量测量的初步试验，论文分析与讨论了试验现象与结果，完成了实验系统低压气体质量流量检测下限这一重要参数的求解与估算。检测下限良好的结果，验证了本论文工作所提出的高灵敏度弹性管检测方法的技术思路是正确、可行的，为下一步这种新型的 CMF 技术的研究与开发提供了极有价值的参考。

论文最后，提出了下一步研究开发 CMF 的一些建议。

关键词：科里奥利；气体质量流量测量；波纹管

## ABSTRACT

Coriolis Mass Flowmeter(CMF) is a kind of direct measurement flowmeter for massflow.It has found wide applications in various industrial fields because of its excellent features , and market demand for it is increasing accordingly. It tends not only to be dominant in the massflow measurement field, but also to be substitutes of many other kinds of traditional flowmeters in practical engineering fields.

CMF is a new type of mass flowmeter which has been under development and has obtained maturity in technology and applications. Still CMF has certain shortcomings , such as that the sensitivity is too low for Mid/low-pressure gas massflow, and that null-error and its drift problem has not been satisfactorily solved .Therefore, it of great importance develop CMF of better performance and higher applicabilities.

This thesis introduces merit and applications of CMF with summary of domestic and overseas CMF development tendency, analyzes some problems to be solved in CMF technology. The objectives for the thesis work have been determined.

The thesis then discusses the sensing unit, describing its operation principle, method for phase-shift, which has layed the theoretic foundation for research work later on.

The thesis describes structure and design of whole system, with focus on the low-sensitivity problem in the current CMF. Based on the analygation of the sensing vibration tubes, the thesis presents a novel technology to improve the sensitivity by applying an elastic tube connections in replacement of the traditional stiff tube connections. This idea tends explore feasibility of the method for low-pressure gas massflow measurement.

The thesis describes the design and development of the CMF based on the novel technique .Some signal detection methods are giving according to requirement of vibration signal detection and processing .The thesis the focuses on signal processing circuits and make some simulations and the results of simulation have been obtained.

# 华中科技大学硕士学位论文

---

While the work of mechanic vibration sensing tubes and signal detection circuit were finished , we conducted an initial experiment for a practical low-pressure gas massflow measurement. The thesis analyzes and discusses the experiment and its result , obtained solution and estimation for minimum value of low-pressure gas massflow detectable in the experimental system. The good result certifies that the technique of high-sensitivity elastic sensing tubes is feasible, which offers a very valuable reference for the future research and development wok on such a novel CMF technique.

**Keywords:** Coriolis Mass Flowmeter; Gas Mass Flow Measurement; Bellows

## 1 概述

### 1.1 引言<sup>[7]</sup>

现代工业生产中，流量的测量常常是生产过程控制和管理的关键。虽然现在有种类繁多的流量计广泛应用于工业，商贸，航空，能源生产等领域，为人们提供着物料的流量和总量，但在许多情况下，为了核算成本，调节物料配比，维护双方买卖的利益，通常要使流量或总量换算或显示成质量流量。在燃烧控制，配料控制，基重控制，能源计量和物料管理，流体商品交换中，人们更关心的是流体的质量流量，因此质量流量测量方法的研究和实用仪表的开发特别引人关注。

测量流体的质量流量可以用间接测量的方法，也可以用直接的方法。直接式质量流量计中，有量热式质量流量计，双涡轮质量流量计，动量矩式和惯性力式质量流量计等，在动量矩式和惯性力式质量流量计中，发展最快的是科里奥利质量流量计（Coriolis Mass Flowmeter，以下简称 CMF）。

从目前状况看来，科氏流量测量仪表市场需求极为量大面广，除在市场十分巨大的流程工业领域有着广阔的应用前景外，还可为解决在我国一些新的经济和技术领域所存在的质量流量测量难题提供技术手段，如可为“西气东输”工程中各支线及终端用户的流量计量，为环境保护与治理中的污水监测提供技术装备。又由于科氏流量测量仪表技术涉及新材料，精密制造，光纤传感检测及智能信息处理技术等各个领域，有着相当的技术广度与深度。总之，科氏流量测量仪表的开发研究具有重要的经济价值和学术意义。

### 1.2 CMF 的优点及其广泛的应用<sup>[7][18]</sup>

#### 1.2.1 CMF 的优点

科氏力流量测量方法具有很多其它流量测量方法所无法比拟的优点，例如：

(1) 直接得到质量流量，且不受被测介质的物理参数影响。现在 CMF 的测量精度已经能够达到 $\pm 0.2\%$ ，如果将流量限定在一个比较狭窄的范围之内，测量精度可更高。如此高的测量精度只需要一台流量计便可获得，而若要体积式流量计和密度

计组合（间接式质量流量方法）来获得，则需要相当复杂的系统。

(2) 不受管内流态的影响。在管内流动的液体无论是紊流还是层流状态都不影响测量精度，即使是粘度很高也仍然具有很高的测量精度。同时无论紊流还是层流状态的上流侧流速分布不会影响测量，从而在流量计的前后不必要设置直管段，这一点比其他许多流量计在安装上提供了更多的方便。

(3) 可以测量范围广泛的各种介质，如石油，化工介质，造纸黑液，浆体等。

(4) 测量范围大。通过改变满刻度值，用同一口径的流量计可以覆盖 100:1 的测量范围。

(5) 管路内无障碍物，含固体颗粒的稀浆可以流通，而无须在流量计上流侧安装过滤器。

(6) 多参数测量。由于测量管的固有频率随流体的密度变化，因此由检测管的振动频率便可获得密度信号。而且，利用密度信号可以构成按流体密度差来切换流路的系统。

(7) 可跟踪脉动流。活塞泵和膜片泵会产生脉动流，对于许多流量计来说，跟踪脉动流的动态能力较差，产生较大的动态误差，而 CMF 可以跟踪这些脉动流，使流量计测量精度几乎不受影响。

(8) 无可动部件。虽然检测管具有振动，但振幅很小，可近似认为是一种无可动部件的仪表。只要没有化学药物引起的腐蚀和泥沙引起的磨损，就没有必要为了更换部件而定期检修。

## 1.2.2 CMF 的应用举例

正是因为 CMF 有如上所述的诸多优点，其在工业生产各领域获得了广泛的应用。

### 1. 在聚丙烯生产中的应用

在聚丙烯生产过程中，由于使用了固体催化剂，涡轮式和容积式的流量计易受损坏；又因为溶剂的不导电性，电磁流量计也不适用；加热至 100~150℃ 的添加剂也会由于温度的转变而在差压式传感器上形成涂层，影响测量精度，而添加剂的流量又会直接影响产品质量。而采用 CMF 不会受上述各种因素的限制，而实现精确的测量。

### 2. 在造纸行业中的应用

在造纸生产过程中制造高级纸张时，由于调整纸张不透明度和亮度的  $\text{TiO}_2$  是一种很贵的物料，它是以水中悬浮状的浆料加入，并且通常采用电磁流量计来测量其流量，由于很多因素会造成  $\text{TiO}_2$  粉末在管道中的含量发生变化，操作者必须加入过量的  $\text{TiO}_2$  以求达到纸张达到最低亮度和不透明度的要求。采用 CMF 可以使  $\text{TiO}_2$  的分量控制问题得到解决，既能保证产品质量，又能不浪费很贵的物料，有明显的经济效益。

### 3. 在制酒工业中的应用

在啤酒生产过程中，需将糖和水混合起来，采用 CMF，密度输出可以告诉操作者糖的溶解程度，一旦密度输出稳定，证明已经溶解均匀，批量和质量均可得到有效控制。

在威士忌等酒类生产过程中 CMF 可用于淀粉百分比的控制，以节省蒸馏时间，增加产量，提高整个过程的效率。

### 4. 在巧克力生产过程中的应用

液体巧克力必须和添加剂例如可可粉，调味品等搅拌均匀，为了保证质量和配料剂量，采用 CMF 可严格控制配料的数量。巧克力在  $30^\circ\text{C}$  以下开始固化，为使巧克力保持在液体状态，应采用保温型的 CMF。

### 5. 用于沥青测量

在条件恶劣，振动较大的沥青堆料车上，安装保温型 CMF，按一定程度可控制路面上沥青铺层的厚度。

### 6. 化学工业中两组分配料的质量流量系统

在化学工业中，很多过程需要对两种以固定比率调和的组分做连续控制，例如树脂和硬化剂的混合。控制系统中选用两台 CMF，再由两台转换器分别控制两组分的调速泵，转换器中有 PID 调节器，整个系统实施对双组分的比率控制。

### 7. 油水混合物的测量

用 CMF 可以测得纯油质量流量以及含水率，但由于油水分布状态的复杂性，油水密度设定的准确性，以及密度测量精度所限等因素的影响，在油水混合物测量方面的应用尚不太成熟，有待进一步摸索和实践。

### 8. 气体测量

由于气体密度小，质量轻，测量有一定的困难，目前许多 CMF 产品主要用于液体计量，有的厂家表示其产品可用于气体计量，但气体介质必须达到相当高的压力以提高其密度值，产品说明书一般给出最小气体密度的界限。

正是由于气体测量的 CMF 技术的空白，使得气体 CMF 的研发工作特别有意义，为 CMF 更新的发展既提出了挑战又提供了发展机遇和空间。

## 9. 具体测试介质举例

(1) 石油和天然气工业，如纯石油产品，焦油，油 / 水乳化剂，液化石油气天然气液体等。

(2) 石油加工工业，如炼焦炉进料，高温分解沥青，催化器供料，柴油燃油，润滑油混合物等。

(3) 化学工业，如催化剂浆液，热熔添加剂，冷冻剂，聚合物，胶乳，乙烯，乙烯氧化物，丙烯，丙烯氧化物，多元醇，腐蚀剂，酸等。

(4) 制药工业，如维生素，药丸涂层，IV 填充料，发酵浆液，离心机进料控制，酒精，去离子水等。

(5) 食品和饮料工业，如油耗控制，桔子汁，麦芽汁，乳酪，啤酒，牛奶，花生酱，酵母，面包生面浆等。

(6) 纸浆和造纸，如二氧化钛，黑，绿，白色液体，过氧化氢，纸浆，涂层等。

## 1.3 国内外 CMF 技术发展现状<sup>[5][39][40]</sup>

### 1.3.1 概况

利用科里奥利原理设计质量流量计开始于本世纪中期，但发明家们始终没有解决以简便方法使流体在直线运动的同时处于同一旋转体系中的难题。直到美国的 James Smith 于 1977 年发明了基于振动方法的，结构简单的，将两种运动巧妙结合起来的振动管式质量流量计，才使 CMF 的设计走出困境，得以能够设计出应用于实际工业领域的产品，并在最近 20 多年获得了长足的发展。尽管科氏流量仪表是八十年代初期才进入市场，但近二十年来，已逐渐成为流量仪表的主导产品，技术性能指标和智能化水平也不断提高。权威专家评论，科氏流量仪表将会取代现有的其它类型的质量流量仪表和某些容积式流量仪表而成为流量测量的主流技术，市场销售的

事实也证明了这一点，许多传统的流量仪表的市场占有份额在大幅度下降，而唯有科氏流量仪表却以年平均增长率 16% 的速度在增长。近 5 年来，世界范围内的各种流量仪表年销售额平均为 22 亿美元，其中科氏流量仪表份额为 4.2 亿美元，占 19%，而其它种类的流量仪表仅不到 8%。可见，虽然到今天为止，科氏质量流量测量技术还在发展成熟之中，但其强大的生命力已经为世人所公认。

### 1.3.2 国外的 CMF 发展现状

正是由于 CMF 有很多优点，其在全世界的工业界以及其他领域获得了广泛的应用，有着广阔的发展前景和极大的市场利润，因此有许多厂家，特别是欧美的厂家纷纷研制出基于科氏力的流量测量仪表。1977 年，美国的 Micro-Motion 公司首先推出了 U 型振动管科氏力质量流量计，此种流量计一问世，便显示出强大的生命力。自从第一台 CMF 问世以后，世界各国的流量计制造厂家纷纷仿制和研究开发，出现各式各样检测管的科氏质量流量计。现在 CMF 仍是国外个大流量计厂家大力研究的题目。国外技术发展很快，仅就测量管而言，在原来 U 形管的基础上，已相继开发出直管，环形管等多种形式并形成产品，仪表的整机性能指标和智能化程度已达到相当高的水平。目前美，英，德，丹麦，日本等国已有 10 余家公司提供产品，其精确度已可达 0.2%。到 1988 年已有 13 家企业推出自己开发的产品。虽然产品的检测管的形式有 U 形管，直管，复合管等多种，但原理都是相同的。美国的 Micro-Motion 公司生产的 CMF 是 U 形管型的代表，由于该公司最早推出了科氏质量流量计，其产品在市场上占主要地位，1983 年其销售额就流量计而言在美国居第三位。实际装机量达到 12000—14000 台<sup>[5]</sup>。其产品的特点是规格齐全，工艺精湛，有良好的声誉。现该公司已并入自动化设备的著名公司 Rosemount-Fisher。直管型的代表是德国 E+H 公司和丹麦的 DANFOSS 公司的产品。下表列出现今世界上有代表性的几种产品和比较详细的参数比较。表 1—1 世界各国主要的 CMF 生产厂商及产品，性能目前在 CMF 市场占有率上，美国 Micro-Motion 公司占 65%，E+H 和 DANFOSS 合计占 25%，其它各国的几十家公司合占 10% 左右。

自从 Micro-Motion 公司 1977 推出第一台 CMF 以来，其他各国的许多公司纷纷推出各自的产品。许多新型的质量流量计仍不断的在市场出现，主要表现在以下几个方面。



# 华中科技大学硕士学位论文

表 1-1

| 制造公司                              | 型号               | 公称通径<br>(mm) | 流量范围<br>(kg/min) | 精确度<br>(%)  | 温度范围<br>(°C)  | 输出信号   | 适用的流体<br>种类         |
|-----------------------------------|------------------|--------------|------------------|---|---|--------|---------------------|
| Micro-Motion<br>(美国)              | DS006            | 1.5          | 0—0.91           | ±0.2R   | -240—+240   | 模拟量    | G, H, L,<br>S, T    |
|                                   | DS012            | 3            | 0—5              |   | 同上  | 0—5V   |                     |
|                                   | DS025            | 6            | 0—18             |   | -240—+177   | 1—5V   |                     |
|                                   | DS040            | 10           | 0—55             |   | -240—+204   | 0—20mA |                     |
|                                   | DS100            | 25           | 0—455            |   | 同上  | 4—20mA |                     |
|                                   | DS150            | 40           | 0—1270           |   | 同上  | 频率量    |                     |
|                                   | DS300            | 80           | 0—3180           |   | 同上  | 1—10K  |                     |
|                                   | DS600            | 150          | 0—9090           |   | 同上  | 可调     |                     |
| Endress+Hause<br>(德国)             | M-Point<br>DQ600 | 8            | 0—33             | 流量的<br>20%—<br>100%时<br>±0.25R                              | -50—+150  | 模拟量    | G, H, L,<br>S, T, C |
|                                   |                  | 15           | 0—108            |   |   | 0—20mA |                     |
|                                   |                  | 25           | 0—300            |   |   | 4—20mA |                     |
|                                   |                  | 32/40        | 0—500            |   |   | 频率量    |                     |
|                                   |                  | 50           | 0—1167           |   |   | 1—10K  |                     |
| 80                                | 0—2000           | 可调           |                  |   |   |        |                     |
| Bopp&Reuther<br>(德国)              | RHM007           | 15           | 0.004—0.08       | ±0.2R   | 标准型<br>-20—+120<br>特殊型<br>-200—+50<br>0—210<br>0—350        | 模拟量    | S                   |
|                                   | RHM01            | 15           | 0.0015—0.3       |   |   | 0—10V  |                     |
|                                   | RHM03            | 15           | 0.1—2            |   |   | 2—10V  |                     |
|                                   | RHM04            | 15           | 0.2—4            |   |   | 0—20mA |                     |
|                                   | RHM06            | 25           | 0.5—10           |   |   | 4—20mA |                     |
|                                   | RHM08            | 25           | 1—20             |   |   | 频率量    |                     |
|                                   | RHM12            | 25           | 2—40             |   |   | 1—10K  |                     |
|                                   | RHM15            | 25           | 4—80             |   |   | 可调     |                     |
|                                   | RHM20            | 50           | 6—120            |   |   |        |                     |
|                                   | RHM30            | 50           | 10—200           |   |   |        |                     |
| RHM60                             | 80               | 40—800       |                  |   |   |        |                     |
| Krohne<br>(德国)                    | MFS200-12S       | 10           | 1.2-12           | ±0.2R   | -50—+200  | 模拟量    | G, T, L, S          |
|                                   | MFS200-40S       | 10           | 4-40             |   |   | 0—20mA |                     |
|                                   | MFS200-80S       | 15           | 8-80             |   |   | 4—20mA |                     |
|                                   | MFS200-250S      | 25           | 25-250           |   |   | 频率量    |                     |
|                                   | MFS200-600S      | 40           | 60-600           |   |   | 1—10K  |                     |
|                                   |                  |              |                  |   | 可调  |        |                     |
| Fisher<br>Control<br>EXAC<br>(美国) | 8300EX12         | 10           | 0.545-8.18       | ±0.15%R<br>±零点不稳<br>定性                                      | -75—+148  | 模拟量    | G, T, L, S          |
|                                   | 8300EX120        | 15           | 0.545-81.8       |   |   | 0—20mA |                     |
|                                   | 8300EX1200       | 25           | 10.91-818        |   |   | 4—20mA |                     |
|                                   | 8300EX3000       | 80           | 61.18-2045       |   |   | 频率量    |                     |
|                                   | 8300EX9000       | 100          | 245.5-6136       |   |   | 1—10K  |                     |
|                                   |                  |              |                  |   | 可调  |        |                     |
| Foxboro<br>(美国)                   | CFS10-03         | 6            | 0.09-9           | 量程比为<br>10:1 时为<br>±0.2%<br>50:1 时<br>±1%<br>100:1 时<br>2%R | -135—+195<br>-200—+195<br>-200—+195<br>-50—+195<br>-50—+170 | 模拟量    | G, T, L, S          |
|                                   | CFS10-05         | 15           | 0.4-40           |   |   | 0—20mA |                     |
|                                   | CFS10-08         | 20           | 0.9-90           |   |   | 4—20mA |                     |
|                                   | CFS10-10         | 25           | 1.8-180          |   |   | 频率量    |                     |
|                                   | CFS10-20         | 30           | 7-700            |   |   | 1—10K  |                     |
|                                   |                  |              |                  |   | 可调  |        |                     |

| 制造公司              | 型号   | 公称通径 (mm)                                | 流量范围 (kg/min)                                      | 精确度 (%)                                     | 温度范围 (°C) | 输出信号                                    | 适用的流体种类 |
|-------------------|--|--|--|---|-----------|---|---------|
| Smith Meter (美国)  | S25A<br>S50<br>S100<br>S200<br>S250  | 6<br>12.7-25<br>25-50<br>50-80<br>80-100 | 0.5-9<br>2.2-66<br>12.5-375<br>34-375<br>54-1633   | 量程比为 5:1<br>时为 $\pm 0.21\%$<br>$\pm$ 零点不稳定性 | -75-+200  | 模拟量<br>0—20mA<br>4—20mA<br>频率量<br>1—500 | G, L    |
| Schlim-Bergr (美国) | M012<br>M020, m025<br>M050, m075<br>M095<br>M100, m150<br>M195<br>M200, m250<br>M195 | 9.5<br>9.5-12.7<br>25-50<br>50-100       | 0.09-9<br>0.36-36<br>6.8-136<br>5-500<br>14.5-1450 | $\pm 0.15\%R$<br>$\pm$ 零点不稳定性               | -40-+204  | 模拟量<br>0—20mA<br>数字脉冲                   | H, S, L |

(1) 仪表测量管结构形式的变化。自美国首先推出 U 型管的科里奥利质量流量计之后，各国各厂家接踵而至。各生产单位为了躲避相关专利保护，先后推出了  $\Omega$  形管， $\beta$  形管，S 形管，直管型等原理相同结构形式不同的产品。为了提高仪表的灵敏度，精度和稳定性，扩大仪表的量程，结构也不断的改进。如德国的 E+H 公司，过去生产的是直管式的 CMF，近两年又推出了微弯曲双驱动器式的新产品，不仅可以提高灵敏度，精度，而且有望发展大口径的产品（原来该公司产品最大口径是 80CM）。

(2) 新系列（大管径）质量流量计的开发。为了扩大仪表的应用领域，各家均在原中小口径产品的基础上，开发大口径，甚至超大口径的产品，以适应不同用户的需要。Rosemount 公司生产的 CMF 的最大口径已达 150CM，现正开发 200CM 甚至更大口径的产品。

(3) 各种行业专用，不同材质的质量流量计的发展。质量流量计测量管材质对其应用的推广有极大的影响，尤其是 CMF 的材料，既是结构材料，又是功能材料。不同的使用环境对其有不同的要求。现在该测量管的材料不仅采用 SUS316L，进而采用哈式合金，钴，钛等稀有金属的产品也相继问世，适用于各种腐蚀严重，卫生条件要求严格的场所。

(4) 开发一表多用途。CMF 主要用于测量液体的质量流量，但根据其原理，

也可测量液体的密度。但由于该表价格很高，人们正在开发其深层功能。现在一台科氏质量流量计，也可测量两种混合液体的质量流量。在高压下流动的气体，因其密度增高，也可用此表测量气体的质量流量。因此，有些厂家在仪表出厂时，规定最低的被测介质密度。如厂家规定的最低测量密度为 50 公斤/立方米，则必须在 3.9M 帕的压力下，才能测量流动的空气质量流量。据称 Heincris 公司的 TM 系列仪表，可测  $2\text{kg/m}^3$  密度的气体。

(5) 力求降低仪表的价格。CMF 是一种优秀的流量计量仪表，但价格昂贵。国外一台价格在 5000—12000 美元之间，150CM 口径的则高达 30000 美元。现在有 20 多家厂家生产 CMF，为了提高产品的竞争力，从长远来看，必须力求降低价格。据 Exac 公司声称，其新开发的 S 系列，价格是以前产品价格的一半。

### 1.3.3 CMF 在我国的发展和应用

由于科氏质量流量计的显著的优点，在我国也应用广泛，但目前国内需求不要依赖进口。

CMF 作为一种新出现的流量测量仪表，技术尚不是很成熟。而在我国，由于技术难度大，效益周期长，因而研究和开发的进展比较缓慢。尽管有许多科研单位和高等院校曾经进行或正在进行该项目产品的研制，但生产厂家极为有限，且产量极小。因此国内应用的厂家只能主要依赖进口，但需求量却在逐年增加。这些仪表广泛应用在石化，化工，建材玻璃及工业窑炉的测量和控制中。

科氏质量流量计在我国有极其广泛的应用前景，仅以工业窑炉锅炉而言，有几十万台以重油为燃料，需要大量的质量流量计进行测量和计量，而科氏质量流量计是最好的选择，因为它能测量高黏度的液体，因此迅速发展我国自己的 CMF 工业生产，是当务之急。

由于我国处在经济告诉增长期，加之拥有大量流程生产企业，因而对科氏流量仪表的需求十分迫切和巨大，但我国目前尚无具有自主知识产权的生产能力，仅在上海有合资企业为国外厂家提供辅助加工。国内众多的仪表厂家也只有两家能仿造国外产品，但产品品种有限，技术成熟性和产品质量等方面仍有不少问题，远不能满足国内广大用户的需求，更谈不上抵制国外产品的一统天下和自主知识产权产品的出口创汇。

上述局面为我国流量领域专家和广大企业用户所痛惜，大家一致认为，立即启动科氏流量仪表的研发项目，大力且快速发展我国自己的科氏流量仪表技术是当务之急。国家科技部，税务总局和海关总署联合颁发的《中国高新技术产品目录》中已把质量流量计（仪表）列为重点发展和优先支持的产品（编号为 04020107，级别为最高\*\*\*）。

近年来，我国在 CMF 方面的研制工作还是取得了一定的进展，甚至某些产品已经能达到国外厂家生产同类产品的水平，但是作为批量产品的综合性能，与国外尚有相当的差距，主要原因在于：

（1）原材料性能不一致。目前我国生产的 CMF 品种有限，主要原材料（测量管）是 316L 不锈钢。生产厂不同时间，甚至同一时间生产的不同炉次炼出来的不锈钢的性能（如杨氏模量，剪切模量）不同，对要求严格的 CMF 而言，很难达到产品性能的一致性。

（2）目前，国内生产自动化水不高，测量管基本上是手工或者半机械化加工（而国外大多采用机器人进行测量管的加工），因此很难保证产品的一致性。

（3）大口径（150mm 以上）测量管的加工技术尚未成熟。

科氏质量流量计的出现，可以说是流量仪表的一次革命，我们必须大力投入这一方面的研究，推进我国仪表工业的发展。

## 1.4 CMF 的一些问题<sup>[7][41]</sup>

科氏质量流量测量技术是一种比较新的技术，由于出现的时间还不长，还存在着一些问题和不足，现归纳如下，供研究和应用参考。

### 1. CMF 的零位漂移问题

CMF 系统的零点漂移根据其产生原因可分为两种：

#### （1）机械部分引起的零漂

在数学上，一般以薄壳振动方程（弹性理论）及 Naive-Stokes 方程（流体力学）的联立解来描述 CMF 振动管特性，此即 CMF 的一阶近似模型。根据此模型分析，CMF 的特性似乎并不受流体特性和安装方式的影响，但实际应用中观察到的现象正好相反，这主要是由于在一阶近似模型中有两个近似，即微小振幅近似和无衰减近

似。但是，根据具有合适边界条件的二次近似模型的更为实际的分析，仪表零漂来源于两个因素，及机械振动的非对称性和衰减。事实上，边界条件的非对称性是客观存在的。详尽的数学分析表明，影响机械振动对称性的因素有管端固定方式（焊接或螺钉连接的），振动管的刚度，双管谐振频率不一致，材料的内衰减等。流体的粘度和密度的变化也影响仪表的零位，这是由于结构的不平衡导致的。由于粘度引起的振动衰减与频率有关，这意味着，即使在空管时候将双管的谐振频率调整到一致，在有流体流动时仍可发生零漂。

## 2. 电子部分产生的零漂

从实际研究中发现，目前所有的 CMF，由于两检测管通道的电路特性不可能做的完全一致，总存在着微小的偏差，这个偏差直接影响着最后整台流量计的检测精度。尤其是两通道相位差产生部分元器件的特性参数的不一致对测量结果的精度有重要影响。

在温度发生变化的情况下，做机械振动的检测管由于弹性模量的变化会使经拾振器获得的信号发生变化，同时，两检测管通道的电路因温度变化而引起的变化也可能不一致，这些因素的存在都使得 CMF 的测量精度受到很大的限制。由于温度变化引起的零点的漂移称为温漂，温漂是零漂的一个重要组成部分。

综上所述，CMF 的零漂是难以避免的，问题在于影响有多大。设计合理。制造精密的 CMF 可以最大限度的减小零漂。由于零漂基本上是一个固定值，在流量下限，零漂是不可忽视的。以 MicroMotion 公司的 DS100 为例，其零漂为  $0.05\text{kg}/\text{min}$ ，其最小量程下限为  $23\text{kg}/\text{m}^3$ ，此时零漂的引入误差为  $0.22\%$ ，按范围比等于 10 计算，在下限流量时将引入  $2.2\%$  的误差。而设计不良的 CMF 的零漂将更为不可忍受。

## 1.4.2 CMF 的压力损失问题

任何流量计都存在压力损失，与某些流量计相比，CMF 的压力损失并不特别严重。决定压力损失的主要原因有管形，流路全长及管内流速等。为了减小高粘度流体或者仅靠落差输送时的压力损失，有时必须在低流量情况下使用。而作为流量计，流量越大，则精度越高压力损失越大，因此在选用科氏流量计时要综合考虑允许压力损失和流量精度，而且在测量非牛顿流体的时候，不能完全依靠厂家提供的压力损失特性曲线图。有的公司为了满足用户提出的严格的压力损失要求，在选择规格

时放大了口径，这是，压力损失虽显著减小，但仪表的精确度却降低了。

### 1.4.3 CMF 的密度影响

一般认为 CMF 不受介质密度的影响，但精确的实验及理论分析表明，事实上并非如此。图表示了仪表误差和密度的典型关系，

从图中可以看出。如用水标定 CMF 并用于测量水时，其密度影响可忽略不计（不考虑零漂影响），但用于测量其它介质或者介质温度变化时，密度影响是存在的（DANFOSS 公司的实验结果）。应当特别注意的是，以水标定的 CMF 用于测量气体质量流量时（尤其是压力不高时），所引入的误差是相当大的。

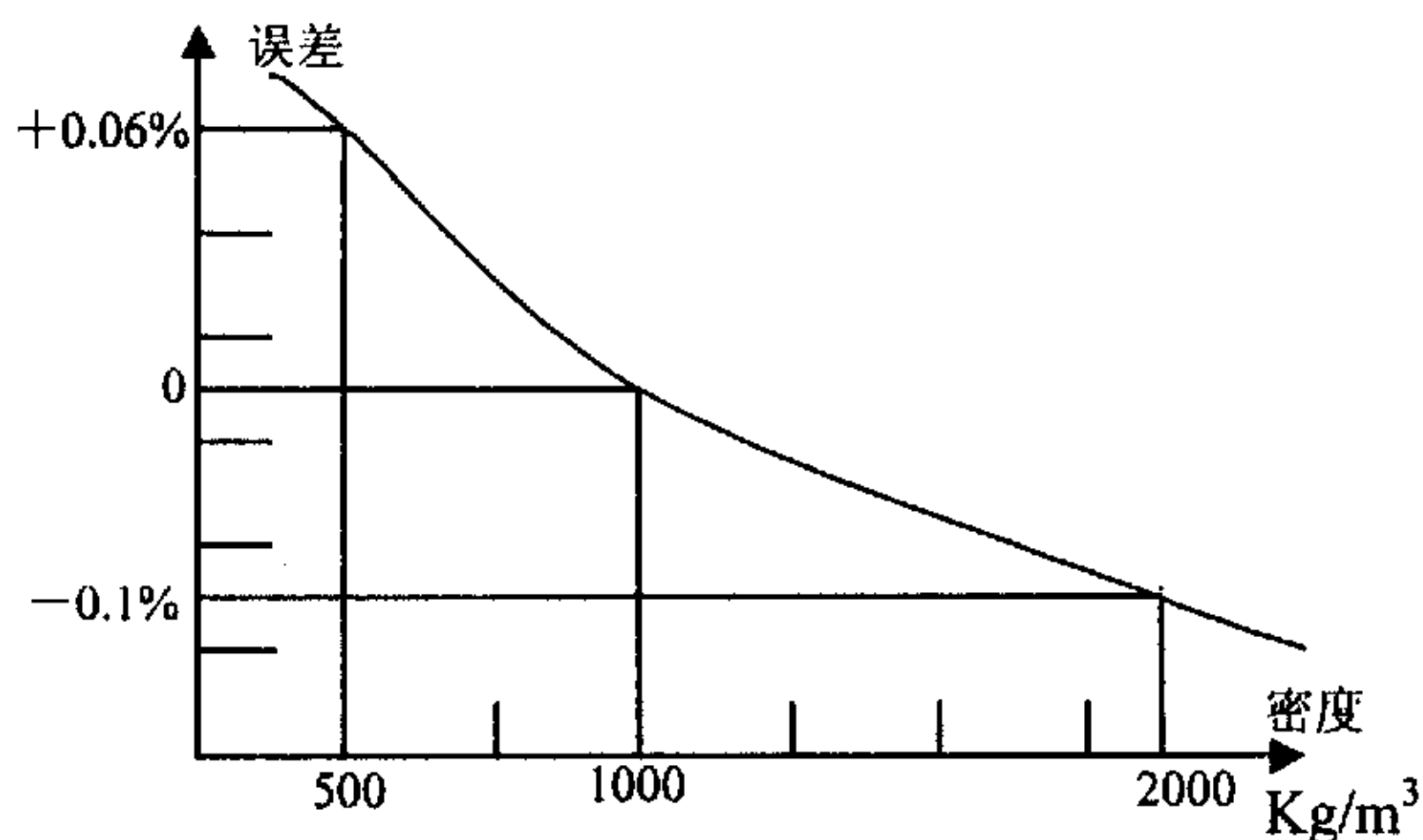


图 1-1

### 1.4.4 CMF 的温度影响

如前所述，CMF 振动管的杨氏模量的温度影响虽然可以修正，但这只在一定程度上消除振动管刚度变化的影响。温度变化还引起其余一些复杂的影响，如温度影响密度，密度影响振动衰减，振动衰减影响零漂等。而生产厂家给出的工作温度范围仅仅是根据材料，结构，制造工艺等因素确定的，却没有做有关温度影响下的性能测试。这意味着，仪表可在这范围内工作，但不意味着能保持常温下测试的性能。

### 1.4.5 CMF 测量气体质量流量的问题

国际标准化组织（ISO）经多次讨论已经发布了 CMF 的国际标准草案

ISO/DIS0790。在其中声称, CMF 可用于液体, 气体以及在一定限制条件下液气混合物或液固混合物的测量, 作为国际标准, 同时从发展的角度出发, 这样说是完全可以的, 但目前尚未以非液体介质对 CMF 进行详尽的实验。实际上, 目前以 CMF 测量气体质量流量的可能性是很小的。以 MicroMotion 公司的 DS100 为例来说明这个问题, 当测量气体时, 为了使空气的密度达到  $100\text{kg/m}^3$ , 此时绝对压力达到  $84.08 \times 10^5$  Pa; 当流量达到  $455\text{kg/min}$  时 (即精确度保持  $\pm 0.2\%$  零点稳定度), 其流速将高达  $154.5\text{m/s}$ 。而此时的密度只有水的  $1/10$ , 这样的话, 其密度影响误差将相当的大。另外, 由于液体和气体的物理性质完全不同, 能否保持以水标定的仪表的性能将成为问题。

## 1.4.6 CMF 测量液固两相流的问题

可以认为, 用 CMF 测量含有少量杂质的液体流量时, 其可信赖度较高。除了引起管壁磨损, 从理论上分析, 不应有什么问题。当然密度的影响是存在的, 这仅是问题的另一个方面。

### 1. CMF 测量液体双组分流问题

众所周知, 双组分 (two-component) 与双相 (two-phase) 有很大的区别。MicroMotion 公司已相当成功的将 CMF 用于测量水-油双组分流体。其原理为:

$$\rho = \rho_1 x_1 + \rho_2 x_2 \quad (1-1)$$

$$x_1 = 1 - x_2 \quad (1-2)$$

将(1-2)代入(1-1)得

$$x_2 = (\rho_1 - \rho) / (\rho_1 - \rho_2) \quad (1-3)$$

将(1-3)代入(1-2)得

$$x_1 = 1 - (\rho_1 - \rho) / (\rho_1 - \rho_2) \quad (1-4)$$

$$Q_{m1} = Q_m x_1, \quad Q_{m2} = Q_m x_2 \quad (1-5)$$

式中

$\rho$  —— 双组分介质 (如水, 油) 的混合密度

$\rho_1$  —— 水的密度, 可设定

$\rho_2$  —— 油的密度, 可设定

$x_1$  —— 水在双组分介质中的的体积分量, 比值

$x_2$ ——油在双组分介质中的的体积分量，比值

$Q_m$ ——总质量流量

$Q_{m1}$ ——水的质量流量

$Q_{m2}$ ——油的质量流量

$\rho$ ， $Q_m$ 可由 CMF 获得， $\rho_1$ 和 $\rho_2$ 可设定，故可计算出 $Q_{m1}$ 和 $Q_{m2}$ 。具体实施时可在存储器存入温度与特定介质密度的关系式。测量时就无须设定 $\rho_1$ 和 $\rho_2$ 这种应用基于某种假设，即认为两种不同液体的密度，粘度较为接近，组分间的滑移可以忽略。事实上，作为粗略的测量，其测量精度常常是可以接受的。

## 2. CMF 测量气液双相流问题

制造商经常声称他们的 CMF 可以测量少量含气的气液双相流，但实测表明不应全信。下图给出了含气液体测量误差曲线，

从图中可以看出，当液体中含 3%（体积比）以下的游离气体时，仪表的精确度尚可保持；当含气量上升到 5%时，仪表误差达 10%，已经使测量意义不大。因此，可以这样认为，CMF 基本不适合于测量含气液体的流量。

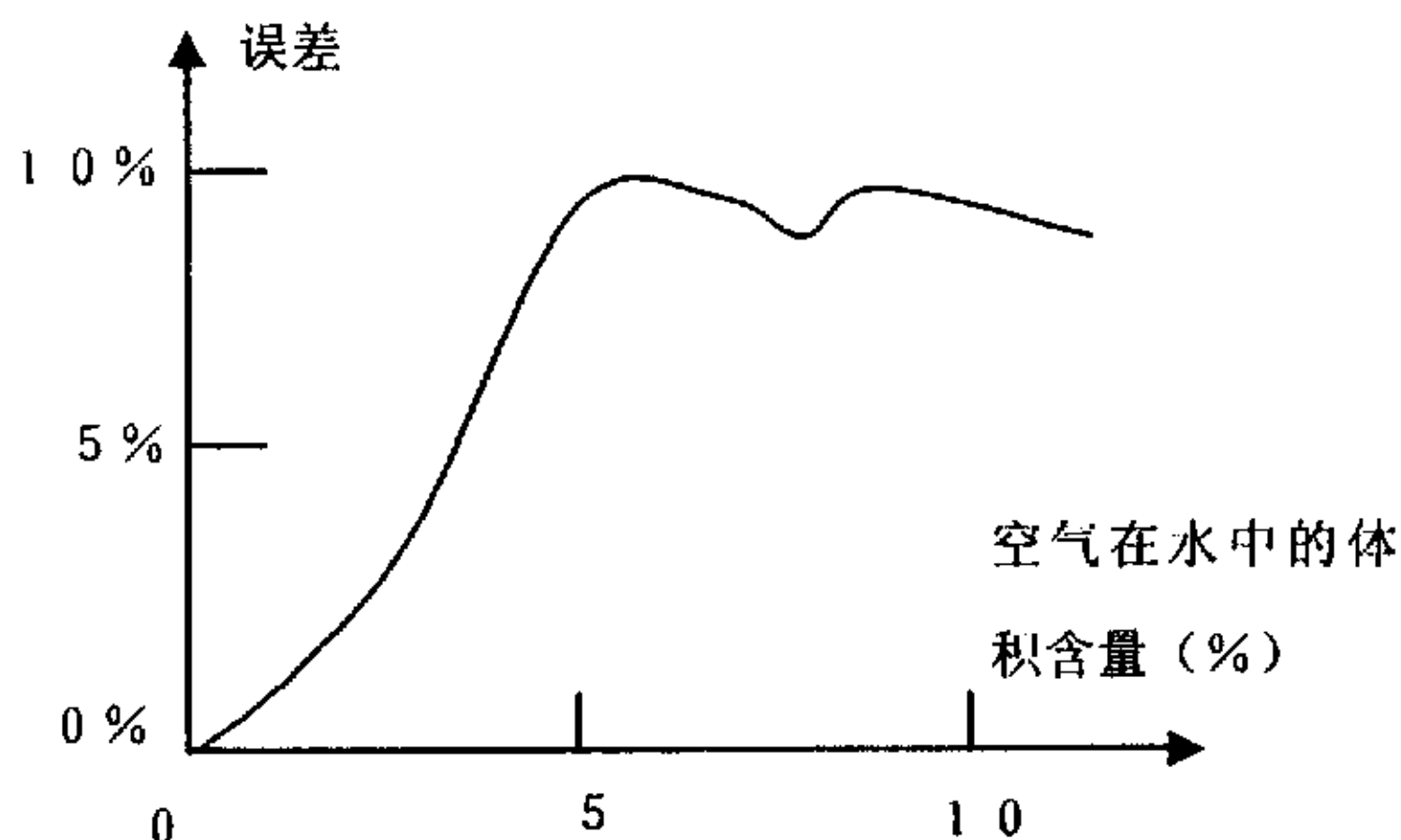


图 2-2

## 1.4.7 空化效应 (Cavitation) 和喷泻 (Flashing)

不适当的安装会引起管道中的空化效应。如管道中存在引起旋涡流的阻力件时，导致局部压力降至液体的真空压力以下，此时将出现空穴，空化现象将严重影响仪



表的测量精确度，甚至导致仪表损坏。

当管道内出现空穴时，此时将出现喷泻现象，即局部异常高的流速。其后果是严重影响仪表的测量精确度和仪表损坏。空化和喷泻常常相伴发生，只有适当安装，仔细选择阻力件，才能避免。

#### 1.4.8 CMF 的“对话” (Cross Talk)

由于 CMF 是振动式仪表，当两台仪表串联并靠近安装时，其振动常互相影响，严重时使仪表不能运行。安装时应适当加大距离，并加装牢固的支撑物。

### 1.5 本课题的研究任务

现有的 CMF 存在着几个问题：

(1) 工业上大量存在着低压气体的质量流量测量问题没有得到很好的解决，而现有的 CMF 无法从根本上解决这一需求。尽管某些测量液体流量的 CMF 可以用来测量气体流量，但是需要较高的气体压力，而且测量精度大大下降。

(2) 零点漂移在 CMF 中显的如此的严重，归根结底，是 CMF 信号强度太小，因此很小的零点漂移相对很小的信号幅度就很大。

(3) CMF 仍受温度的影响，到目前为止，仍未得到良好的解决，与此相关的研究进展也鲜有报道。

根据以上问题，提出本课题的研究任务：

1. 研究新的科氏流量计检测方法，即以波纹管代替长久沿用的刚性测量管的技术思路，并实现这一设计，完成相关的整个实验系统设计与研制；
2. 设计基本的信号检测单元，并对电路各部分进行仿真；
3. 为探索全光纤式系统激励与信号检测的技术思路，设计并实现光纤式信号检测系统；
4. 探索研究高阶激振以及相对相位差检测方法。

### 1.6 CMF 系统整机结构

CMF 系统整机结构如图 1-3 所示。系统分为传感器部分 (partI) 和变送器部分 (partII)。传感器部分以传感振动管为主题组成，其上的左，右拾振器向模拟单元输

送振动信号，同时管壁上的安置的温度传感器检测出管道和流体的温度，做温度补偿和温度显示之用。系统构成振幅稳定性正反馈，驱动激励线圈以产生工作原理所要求的测量管一阶固有频率下的自激振动。

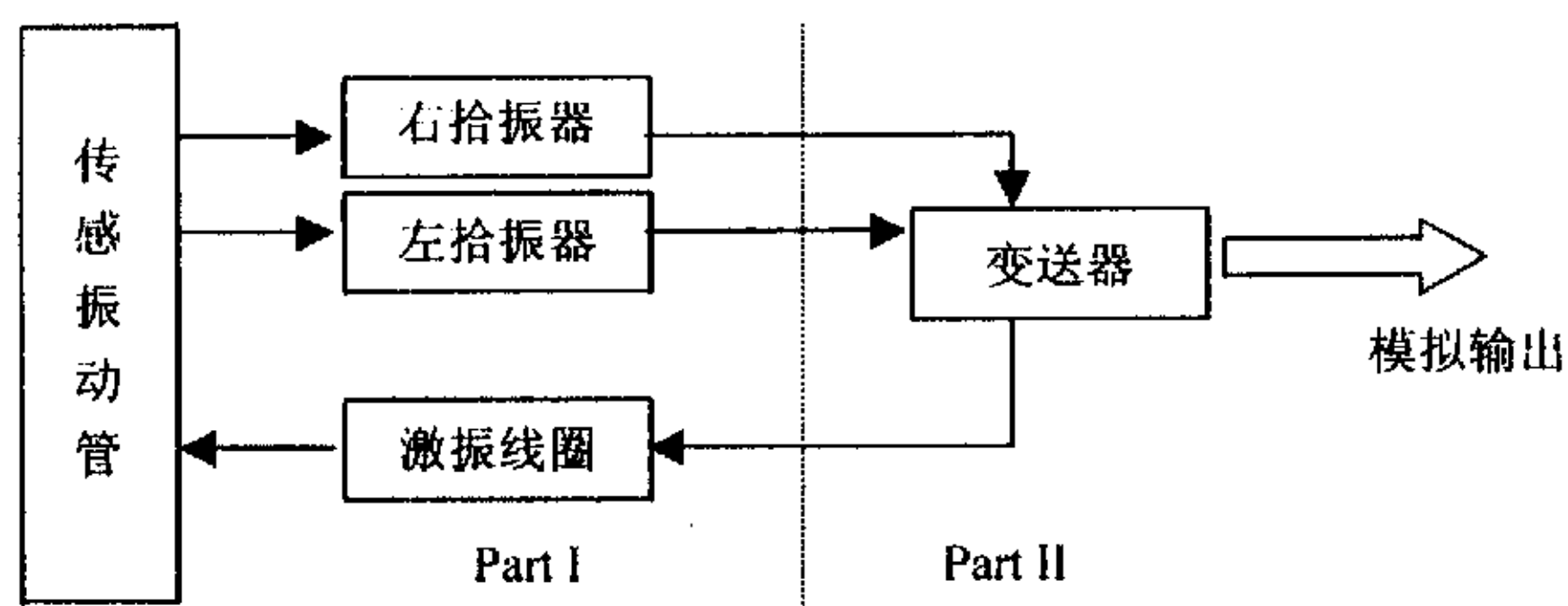


图 1-3 CMF 系统整体结构略图

变送器部分 (partII)，其电路主要功能是对传感器部分的相差信号进行检测和处理，以得到所需要的最后结果—质量流量。

## 2 CMF 传感器系统基本理论

由前一章可知，CMF 同其它仪表一样，同样由传感器部分和变送器部分组成，而 CMF 的核心部分是机械振动传感系统，在本章比较详细的给出了 CMF 传感器的理论模型。

### 2.1 科氏力流量测量技术的基本原理<sup>[4][7]</sup>

当一个位于一旋转体内的质点做朝向或远离旋转中心的运动时，将产生一个惯性力。如下图所示，当质量为  $\delta m$  的质点以匀速  $V$  在一个对于固定点  $P$  以角速度  $\omega$  旋转的管道内移动，这时，质点将获得两个加速度分量：

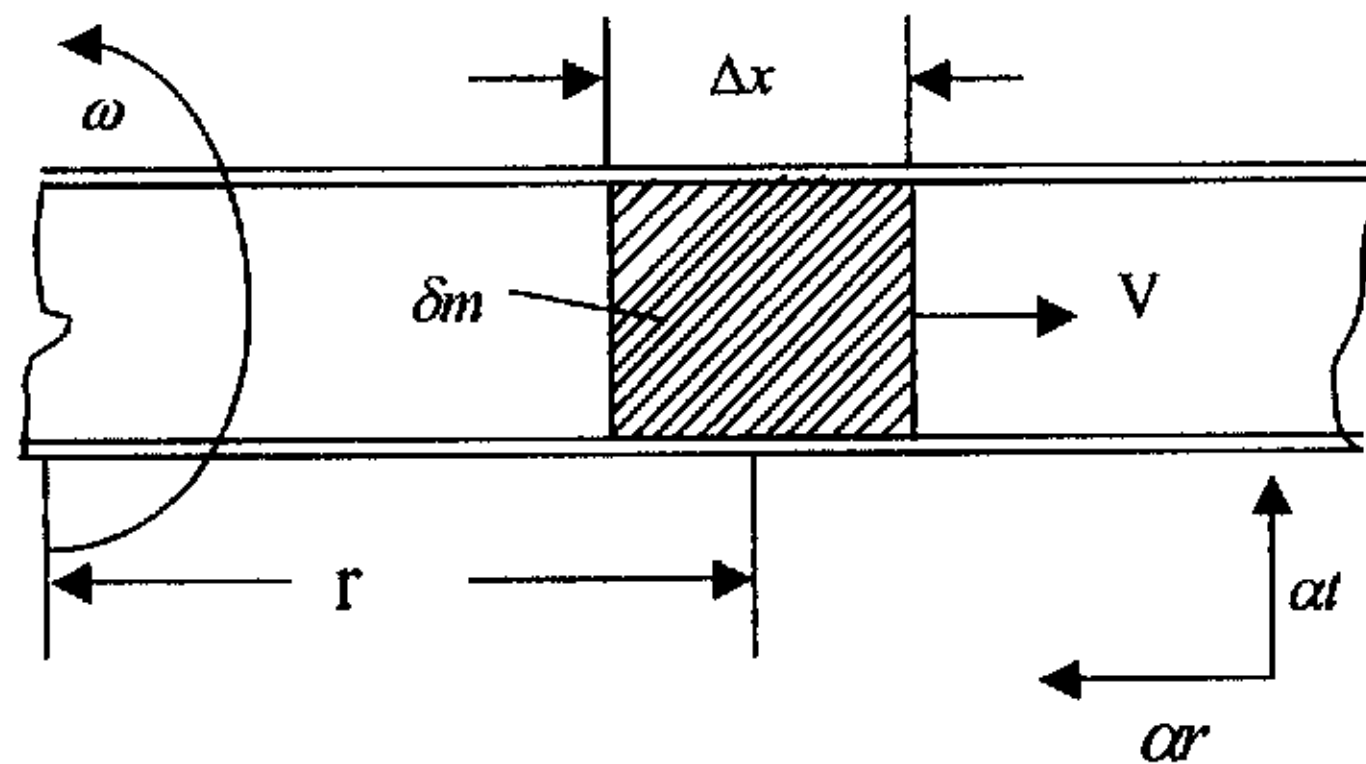


图 2-1

1. 法向加速度  $a_r$  (向心加速度)，其量值为  $\omega^2 r$ ，方向朝向  $P$ ；
2. 切向加速度  $a_t$  (科里奥利加速度)，其量值等于  $2\omega V$ ，方向与  $a_r$  垂直。为了使质点具有科里奥利加速度，需要在  $a_t$  方向施加一个大小等于  $2\omega V \delta m$  的力，这个力来自管道，反作用于管道上的力就是科里奥利力  $F_C$ 。

$$\text{即 } F_C = 2\omega V \delta m$$

从图中可以看出，当密度为  $\rho$  的流体以恒定速度  $V$  沿所示的旋转管道流动时，任何一段长度为  $\Delta X$  的管道将受到一个大小为  $\Delta F_C$  切向科里奥利力。

$$\Delta F_C = 2\omega V \rho A \Delta X \quad (2-1)$$

其中  $A$  是管道的截面积。由于质量流量即  $\delta m$ ，而  $\delta m = V \rho A$ ，

$$\text{故 } \Delta F_c = 2 \omega \delta_m \Delta X \quad (2-2)$$

因此，直接或间接的测量出在管道中流动的流体所施加的科里奥利力就可以得到被测流体的质量流量。这就是科氏力流量计的基本原理。

在商品化的 CMF 设计中，通过旋转运动产生惯性力是不切实际的，而代之以管道振动产生所需要的力。当充满液体的管道以等于或接近于自然频率振动时，维持管道恒定运动所需要的驱动力是最小的。在多数流量计中，流体管道的两端被固定，并在两个固定点的中间位置上振动，这将使管道的两个半段以相反的方向震动旋转。当管道中无流体流动时，在检测点处相对位移的相位是相同的；但当有流体流动时，科里奥利力使之产生附加的扭曲振动，使得在检测点处的相对运动有一个很小的相差，这个相差正好与质量和流速成正比。测量这个相位差，就可以获得质量流量。通常这个相位差大小是微秒或毫秒级，因具体的振动管的结构而异。又因为介质密度不同，管道的振动频率会有所改变，密度与频率有一个非固定的非线性关系，因此，CMF 也可以测量密度。由于管道的杨氏模量随温度变化，如对于不锈钢，每 1 摄氏度其杨氏模量变化为 0.045% 因此必须在管道上设置测温元件（通常是热电阻），其作用之一是测量流体温度，提供温度信号，二是送到变送器单元，作为温度补偿之用。

## 2.2 CMF 的分类<sup>[18][7]</sup>

自从 1978 年问世以来，CMF 以其不可比拟的优越性能，逐步在世界工业界赢得了信誉。多年来，世界各国 20 多家公司相继推出了原理相同，但结构各异，具有各自特点的产品。所谓结构各异，主要是指传感器测量管的结构和形式不同。种类繁多的结构形式，可归纳为弯管式和直管式。目前大多数的产品为弯管式，其形状有 U 形“运动跑道形”，S 形，Ω 形，双梯形，螺旋形，Δ 形等。不管是弯管式还是直管式，也不管什么形状，又都有单管，双管，多管之分，其中绝大多数采用两根平行的测量管，而多管用于测量的部分也是两根管。从具体结构看，双管结构大都采用并联式，在入口处有分流器，出口处有汇流器，这样的结构要求分流器完全对称，出厂前要严格调试好动平衡。另一种是采用单管串联双环的形式，用于测量的看起来仍然是两根，由于用一根管子串联而成，入口和出口没有分流器和汇流器，因分

流造成的不对称的缺点得到了克服。对于单直管的结构，应该说是最理想的结构，也是最佳的发展方向，但从目前看来，要形成这样完整的实际系列产品，还要从技术上，工艺上做很多努力。下面给出几种结构类型的优点，缺点以及发展方向。

## 1. 弯管型

其振动系统的刚度较低，谐振频率也较低，反映质量流量的相位差为毫秒级，电子信号较容易处理，由于其刚度较小，可以选用较厚的管壁，因此比较耐磨损和腐蚀。比如 EXAC 公司的产品 DN40 口径的管壁超过 2mm，材料为较常见的耐热不锈钢 316L。但弯管型的产品一旦安装不符合规定就容易积存残渣或气体，引起附加误差。而且整机尺寸较大。

## 2. 直管型

与弯管相反，由于刚度高，谐振频率高达 1KHz 左右，相位差为微秒级，电信号处理较困难，为了不使谐振频率过高，其管壁较薄，约为弯管的 1/4—1/2。其耐磨性及抗腐蚀能力较差。同时有的振动管是以螺钉安装在本体上的，其中以 Viton 作为密封垫圈，因此不是全焊接结构，容易引起零点漂移。有的振动管材为钛，不如 316L 普及。但是直管型产品克服了外型尺寸大以及易积存残渣和气体的缺点。

## 3. 双管式

CMF 刚诞生时是单管式，但遇到了对外来振动十分敏感的问题，后来才发展出双管式。但从理论上讲，管端分配器不能保证两管中的流量是绝对相等的，也无法保证两管中的沉积物及磨蚀是完全一致的，这个不一致将引起附加误差。同时清洗时也难以保证两管同时得到清洗。但双管式对克服外来振动的影响及提高系统 Q 值是有好处的。目前绝大多数产品是双管式，说明这种形式比较容易实现相差的测量，与目前的技术以及工艺水平相适应。

## 4. 单管式

随着技术水平的发展，单管式结构遇到的困难也许在若干年内可以完美解决，那时单管式的优点将充分发挥。最有希望的途径是高级信号处理方法的应用，其中参数频率估计方法是十分有前途的，但这种方法的成熟化受制于电子器件的发展。作为一种过渡方法，MicroMotion 公司和 Foxbro 推出了连续管结构，即以环绕两圈的单管结构集单管式和双管式的优点于一身，是一种比较巧妙的设计。

管型问题是一个多因素，而又互相牵制的复杂问题，无疑，单管式直贯形产品对于缩小尺寸，简化结构是有益的，但又受制于目前电子技术发展水平的限制。可以设想随着电子技术发展水平的进步，振动信号的处理将从目前常规的处理方法发展为快速的，实时的，采用复杂处理方法的数字处理算法。

## 2.3 U型检测管 CMF 的传感器<sup>[41][16][23]</sup>

由于振动管形状的不同，当振动管满足科氏力产生的条件时，其所受到的科氏力也不尽相同，这里仅仅给出双管式 U 型振动管的具体数学模型。

### 2.3.1 U 型检测管 CMF 的结构和工作原理

U 型检测管 CMF 的机械结构如图 2-2 所示，两根几何形状完全相同的 U 形检测管平行的，牢固的焊接在支撑管上，构成一个音叉，以消除外界振动的影响。两根检测管在电磁激励器的作用下，以其固有频率振动，两根检测管的振动相位相反。由于检测管的振动效应，在管内流动的每一个流体微团得到一个科氏加速度，U 形管便受到一个与此加速度相反的科氏力。由于 U 形管进出侧所受的科氏力方向相反，而使 U 形管发生扭转，其扭转程度与 U 形管的扭转刚度成反比，而与管内瞬时质量流量成正比。位于检测管的进流侧和出流侧的两个电磁检测器，在音叉每振动一周的过程中，检测出两路振动信号，两路信号的相位差与检测管的扭摆度，即与瞬时质量流量成正比。

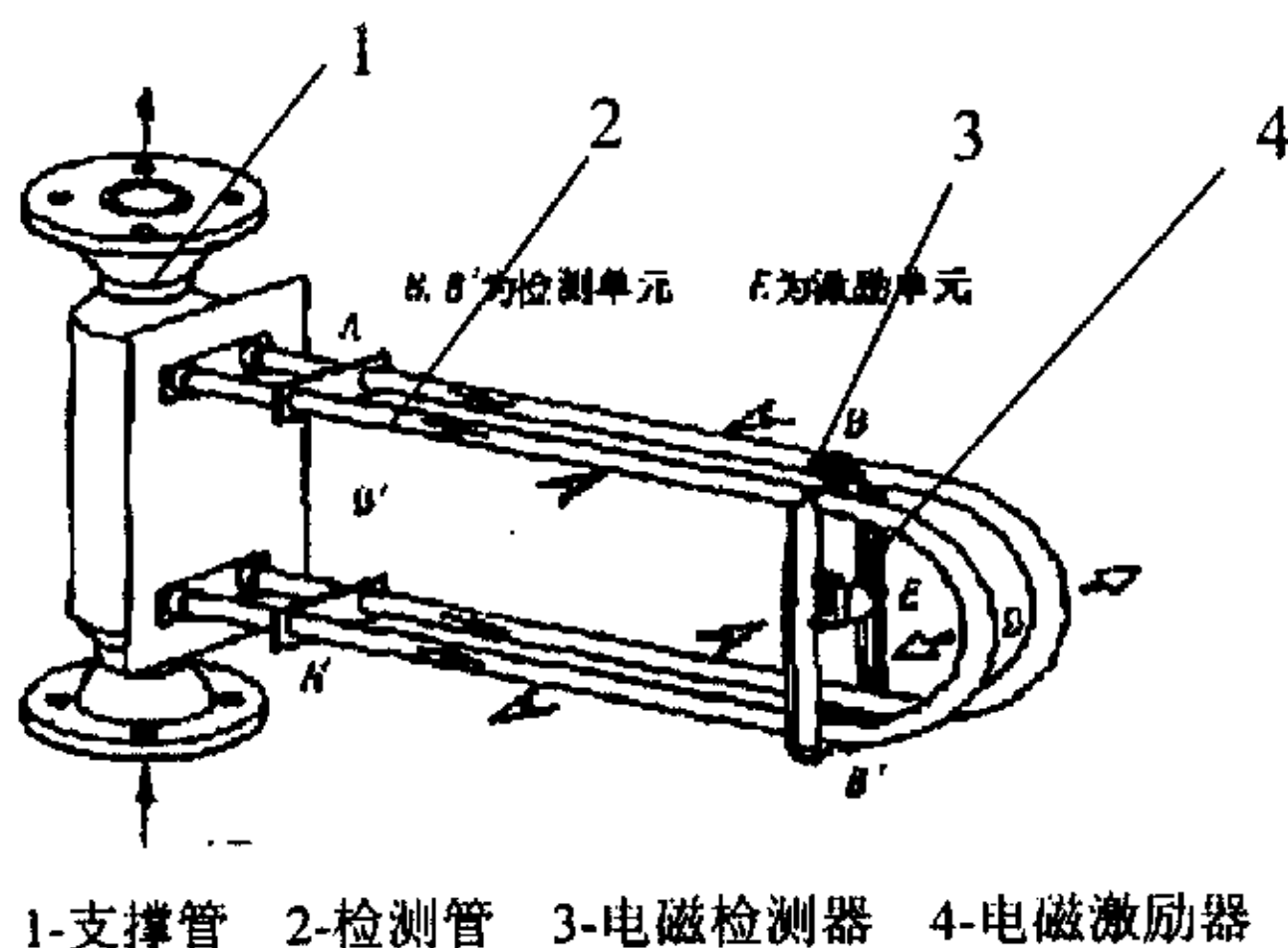


图 2-2 U 形检测管 CMF 结构图

传感器与变送器之间用屏蔽电缆相连，整个传感器放入不锈钢外壳中，外壳用良好的焊接予以密封，其内充以氮气，目的一则保护内部单元器件，二则防止外部气体进入而在检测管外壁凝结结霜，使计量精度降低。

### 2.3.2 工作原理与数学推导

如图 2-3 所示，检测管在电磁激励器的激励下，绕 A—A 轴以其系统的固有频率做简谐振动—摆振。取检测管位于振动中心 B—B 时为初始位置，则振动方程为：

$$\theta = \theta_m \sin \omega^l t \quad (2-3)$$

式中， $\theta$  - 检测管偏转角；

$\theta_m$  - 检测管角振幅；

$\omega^l$  - 检测管的角频率。

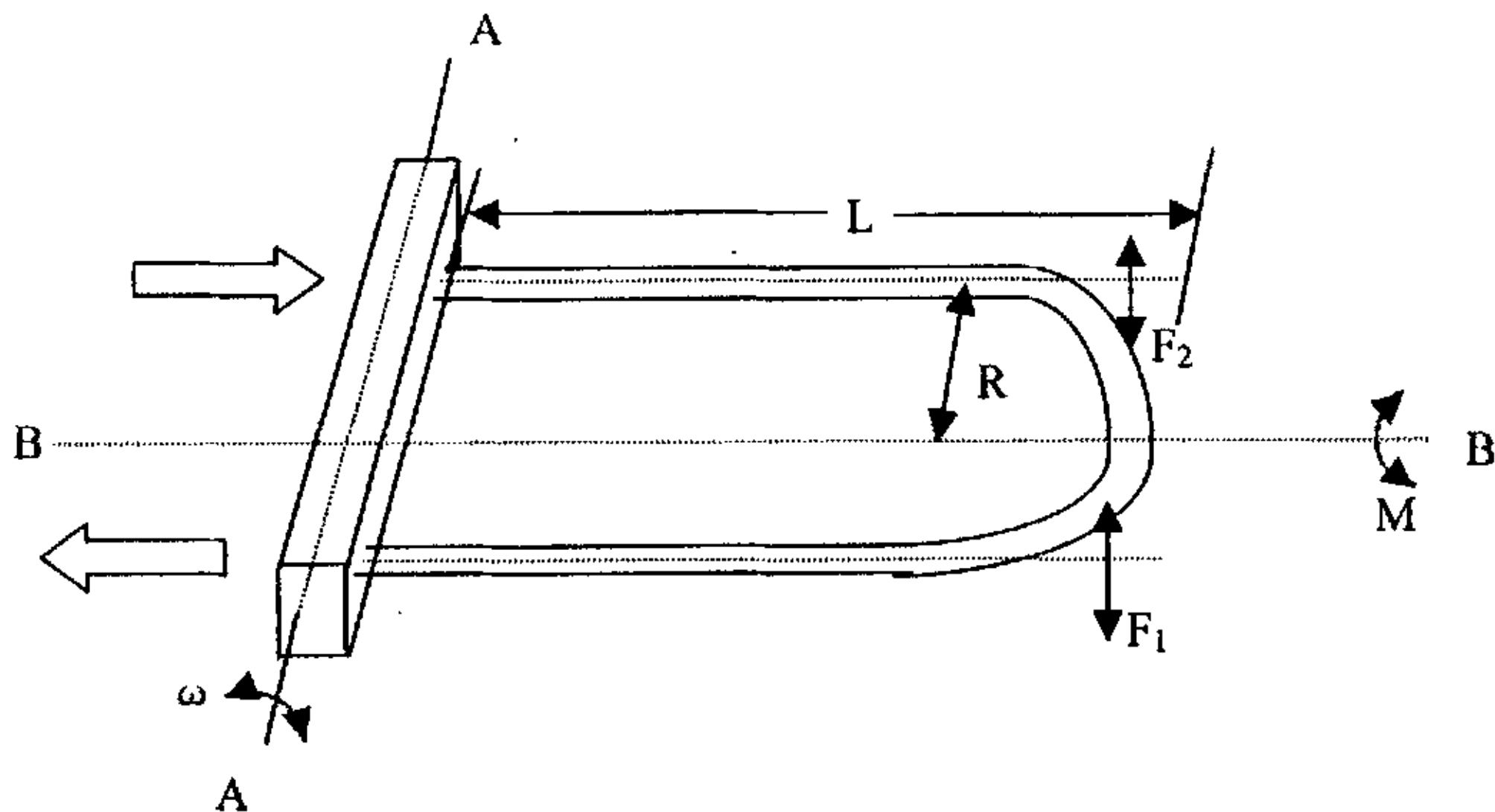


图 2-3 检测管受力及运动图

设检测管摆振的角速度为  $\omega$ ，角加速度为  $\alpha^l$ ，则有：

$$\omega = d\theta/dt = \theta_m \omega^l \sin(\omega^l t + \pi/2) \quad (2-4)$$

$$\alpha^l = d\omega/dt = \theta_m (\omega^l)^2 \sin(\omega^l t - \pi) \quad (2-4^1)$$

可见，检测管绕 A—A 轴转动的角速度  $\omega$  和角加速度  $\alpha^l$  的大小和方向都随时间做正旋变化。

根据 2.1 的科里奥利力的产生条件，当管道中有流体微团以速度  $v$  在振动的检测

管内流动时，检测管可以认为是一绕 A—A 轴转动的管子，而流体微团可以认为是沿管子运动的动点，从而动点具有一科氏加速度  $a_k$ ：

$$a_k = 2\omega \times v \quad (2-5)$$

$a_k$  的方向垂直于  $\omega$  和  $v$  构成的平面。由于流体沿管子流动，因此，在检测管内各流体微团所具有的科氏加速度大小同检测管的形状有关。而且因为  $\omega$  是时变的，因此科氏加速度的大小和方向也随时间交替的变化。

流体微团受到的检测管的作用力为：

$$F_k = d_m a_k = 2d_m \omega \times v \quad (2-6)$$

其中， $d_m$  是流体微团质量。

同样可知，流体微团对检测管的反作用力为：

$$F_k = -d_m a_k = -2d_m \omega \times v \quad (2-7)$$

因此。检测管所受到的科氏力，垂直于检测管，且在进流侧与振动方向相反，出流侧与振动方向相同。因而检测管受到一个方向和大小都随时间变化的扭矩，使检测管产生一个绕 B—B 轴的扭振，其扭振周期与摆振周期相同。

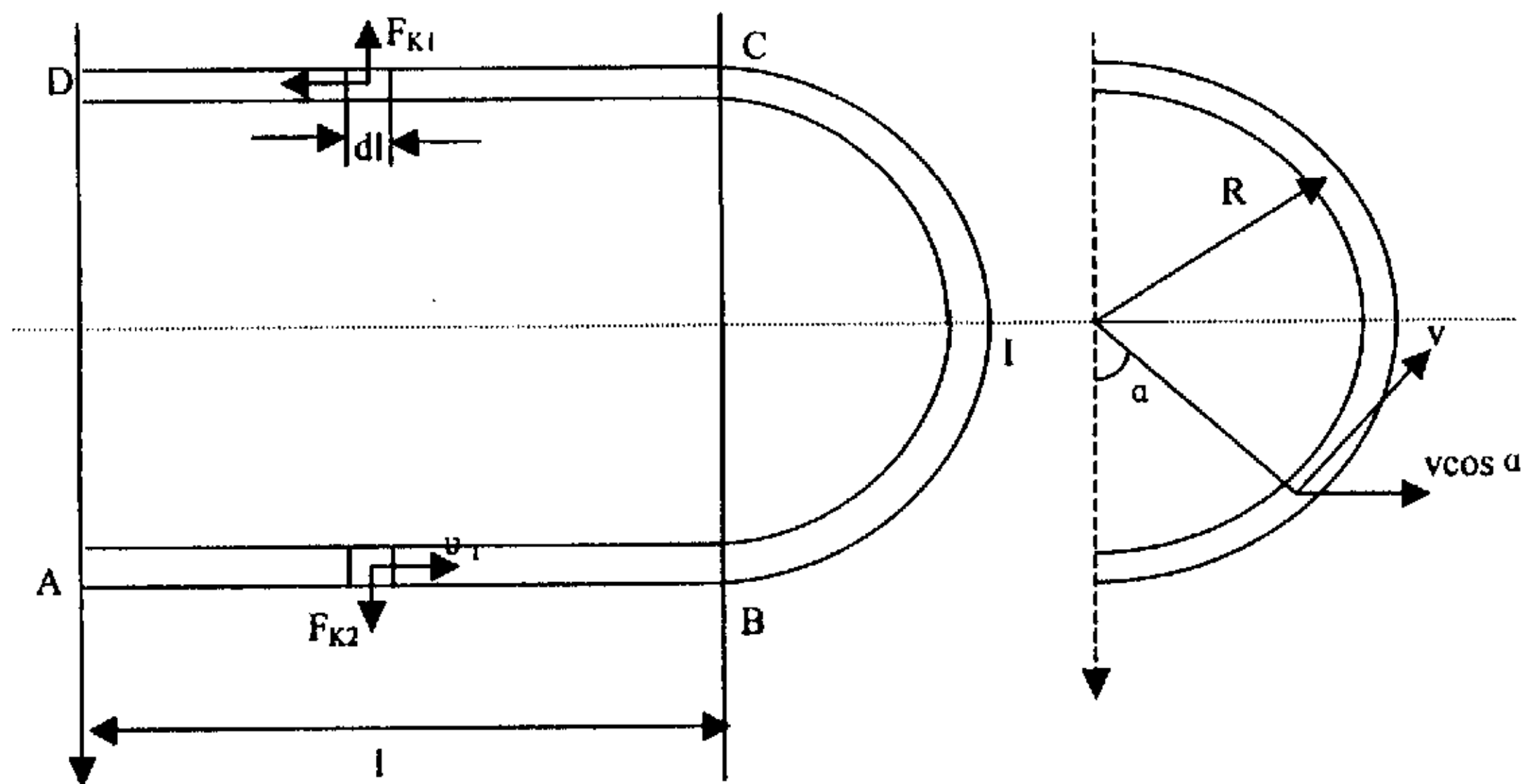


图 2-4 检测管受力示意图

现做具体分析：假设检测管横截面积处处相等，流体为不可压缩液体，即检测管被流速分布均匀。因为 U 形管直管段和弯管段的受力情况有所不同，我们分别予



以分析：

设在直管段内有一流体微团  $G$ ，它以速度  $v$  在管内流动，该流团的质量为  $d_m$ ，密度为  $\rho$ ，检测管截面积为  $A$ ，流团长度为  $dl$ ，则有  $d_m = \rho A dl$ ，则管壁所受此流体微团施加的科氏力为：

$$dF_k^1 = -2d_m \cdot v \cdot \omega$$

则在 AB 段管道所受总科氏力为：

$$F_{k1} = -2 \int \rho A v \omega dl = -2 \rho A v l \omega \quad (2-8)$$

同样，CD 段受到的科氏力  $F_{k2} = 2 \rho A v l \omega$ ，可见  $F_{k1}$  和  $F_{k2}$  大小相等，方向相反，对检测管的扭矩为：

$$T_1 = R F_{k1} + R F_{k2} = 4R \omega \rho A v l \quad (2-9)$$

在圆弧段：

设流体微团 H 的质量为  $d_m = \rho AR d\alpha$

式中， $R$ -圆弧半径；

$d\alpha$ -微团 H 所占夹角。

类似于直管段的方法，得到 BI 段所受的科氏力为：

$$F_{k3} = -\int 2 \omega v R \rho A \cos \alpha d\alpha = -2 \omega v \rho AR \quad (2-10)$$

同样可求得 IC 段所受科氏力为  $F_{k4} = 2 \omega v \rho AR$ 。其中正号表示科氏力与振动方向相同，负号表示与振动方向相反。

根据积分法，圆弧管段 BI 所受到的扭矩为：

$$T_{BI} = \int dT = \int 2 \omega v R^2 \rho A \cos^2 \alpha d\alpha = 2 R^2 \omega \rho A v \pi / 4 \quad (2-11)$$

同样可得到 IC 段的扭矩。

因此圆弧段 BC 所受到的科氏力矩为：

$$T_R = T_{BC} = T_{BI} + T_{IC} = \pi R^2 \omega \rho A v \quad (2-12)$$

因此 U 形管受到的总科氏力矩为：

$$T = T_L + T_R = R \omega \rho A v (4l + \pi R) \quad (2-13)$$

设流过管道的质量流量为： $q_m = \rho A v$ ，则有：

$$T = q_m R \omega (4l + \pi R) \quad (2-14)$$

当 U 形管尺寸确定以后， $l$  和  $R$  便是常数，另  $K = R \omega (4l + \pi R)$ ，则有

$$T = Kq_m \omega \quad (2-15)$$

由式 2-15 可以看出，扭矩  $T$  与质量流量和回转角加速度  $\omega$  成正比。通常将电磁检测器安装在  $\omega$  具有最大值的振动中心处，所关注的也正是此时的扭矩。

由式 2-4' 知， $\omega_{\max} = \theta_m \omega'$ ，因此检测管所受到的扭矩与检测管的振幅和摆振角频率成正比，因而在设计中应尽量使  $\omega_{\max}$  为常数。一般在电路中使  $\theta_m$  维持常数。

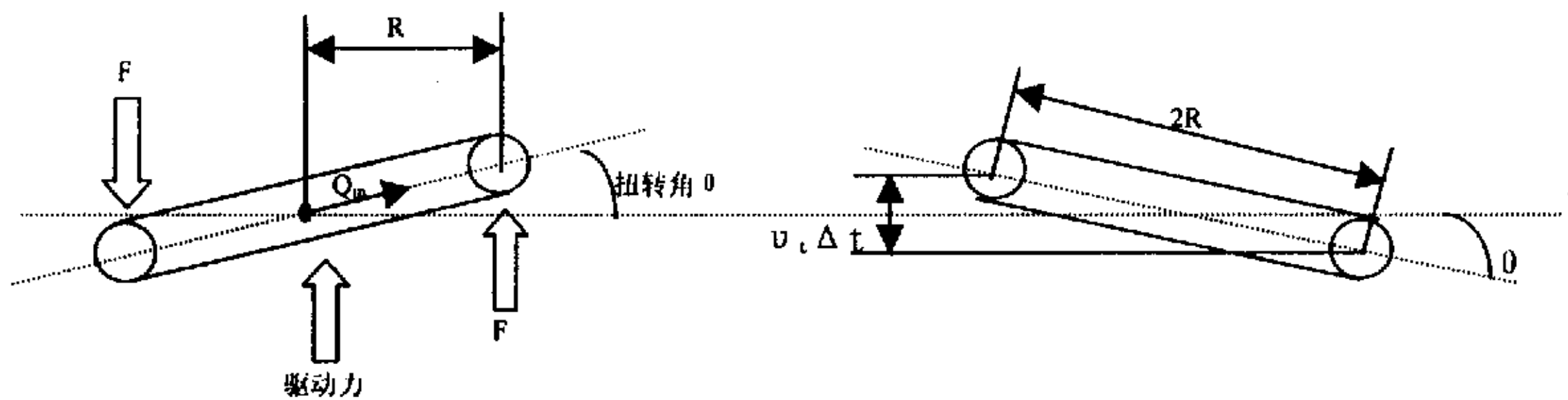


图 2-5 U 形管受力及扭转图

此外，从固体力学的角度来考虑，由扭矩造成的检测偏角  $\theta$ ，决定于 U 形管振动系统的角弹性系数  $K_S$ ，则有：

$$T = K_S \theta \quad (2-16)$$

代入式 2-15 有：

$$q_m = K_S \theta / K \omega \quad (2-17)$$

U 形管受力和扭转情况如图 2-5 所示。式 2-15 中， $\omega$  为时间的正弦函数，关系复杂，在实际应用中，电磁检测器安装在振动中心，只要检测出 U 形管在振动过程中，它的两侧向上或向下，通过这个中心线的时间差  $\Delta t$ ，而没有必要分别测出  $\omega$  和  $\theta$  来求  $q_m$ 。

考虑到 U 形管通过振动中心时，其速度最大，加速度为 0，同时扭转角最小，此时可视  $\omega$  为常数，设此时通过电磁检测头的速度为  $v_t$ ，则有：

$$v_t = \omega l = \text{常数},$$

$$\sin \theta = v_t \Delta t / 2R = \omega l \Delta t / 2R$$

一般  $\theta$  很小，可以认为  $\sin \theta = \theta$ ，所以有

$$\theta = (\omega l / 2R) \Delta t \quad (2-18)$$

将 2-18 代入 2-17 有：

$$q_m = K_S \theta / K \omega = K_S \omega l \Delta t / 2R K \omega = (K_S l / 2R K) \Delta t \quad (2-19)$$

由此可见，质量流量计在其 U 形管的几何尺寸，材质确定后，其质量流量仅与两电磁检测器输出的正弦信号的时间间隔  $\Delta t$  成正比，而与 U 形管的振动频率无关。

### 2.3.3 振动信号的检测<sup>[42][2][22][15]</sup>

如上所述，为了获得振动信号，在 U 形管振动中心位置的两侧安装了两个电磁速度检测器，每当管子经过振动中心时，电磁检测器便测出随位置而变化的正弦信号。现对电磁检测器做简要的描述。

如图 2-6 所示，电磁检测器由检测线圈和磁钢组成，当磁钢相对于线圈振动时，在线圈中便产生交变的电流，这个过程可描述如下：

$$e = kBNL v \quad (2-20)$$

式中，B-磁感应强度；

N-线圈匝数；

L-每匝线圈长度；

v-相对运动速度。

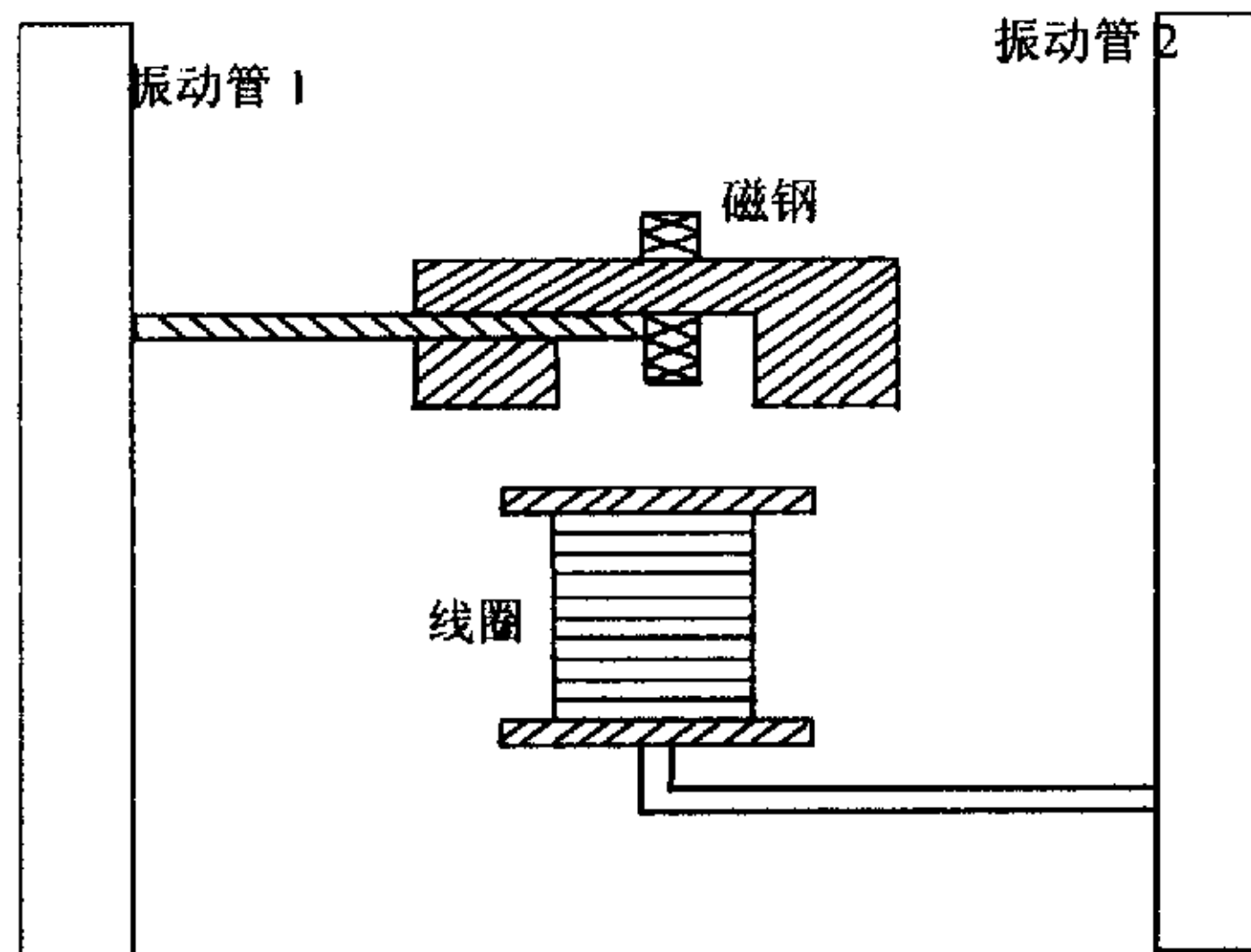


图 2-6 拾振器结构图

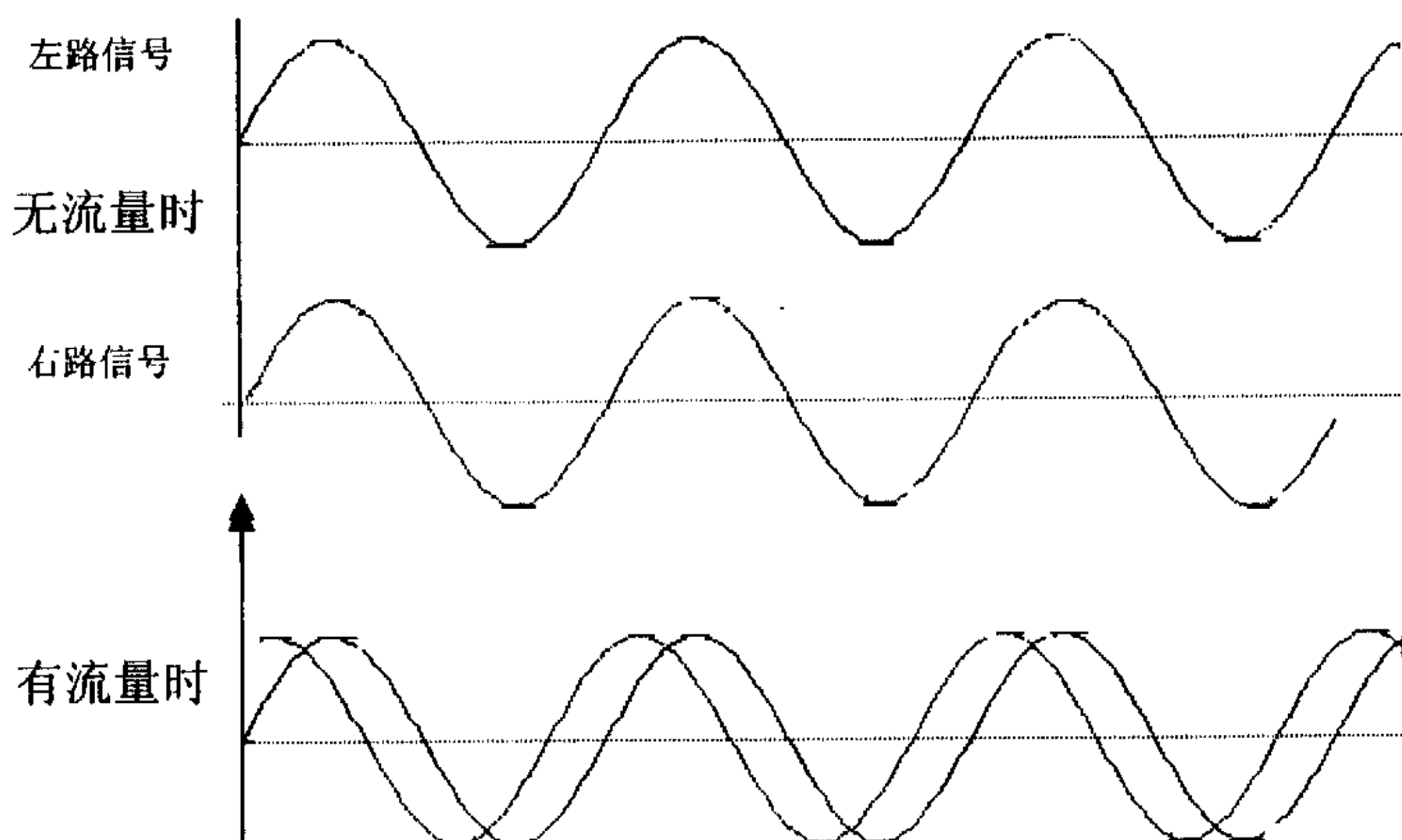


图 2-7 检测器输出信号

由电磁速度检测器输出的是正弦信号，其信号幅度也很重要，如果信号过小，将不易检测和处理，信号过大，又可能含有很多干扰信号。当管道中没有流量时，U形检测管在电磁激励的作用下，只做一种运动-摆振，电磁检测器输出两路同相的信号。当管道中有流体流动时，根据U形管扭振情况，可以得到检测器的输出信号，如图2-7所示。

### 2.3.4 自激振荡原理<sup>[28][42]</sup>

如2.3.2所述，振动管有两种振动，而摆振是科氏力产生的条件，为了维持检测管的振动，需要加一个驱动力。CMF中一般用正反馈的方法，以振动管的自然频率振动，这样振动的频率稳定性最佳且需要的驱动力最小。由图2-2，激振线圈用于外接正反馈回的激励信号。激振系统框图如图2-8所示。

图2-8中构成振幅稳定性正反馈，驱动激励线圈以产生工作原理所需要的测量管一阶固有频率下的自激振动。图中的正反馈网络满足自激振荡的振幅条件和相位条件。将起振过程描述如下：系统接通电源时，放大电路依靠开启电源时产生的瞬间冲击起振。瞬间冲击的幅值很小，但频带很宽，其中含有同检测管固有频率相同的频率成分，这个频率成分经过机械系统的选频作用被分离出来，经过放大电路和反

馈网络的不断放大，很快得到放大，使振荡建立起来。放大到一定程度后，利用另外一路的负反馈作用，稳定振幅，使得振动管维持等幅振动。

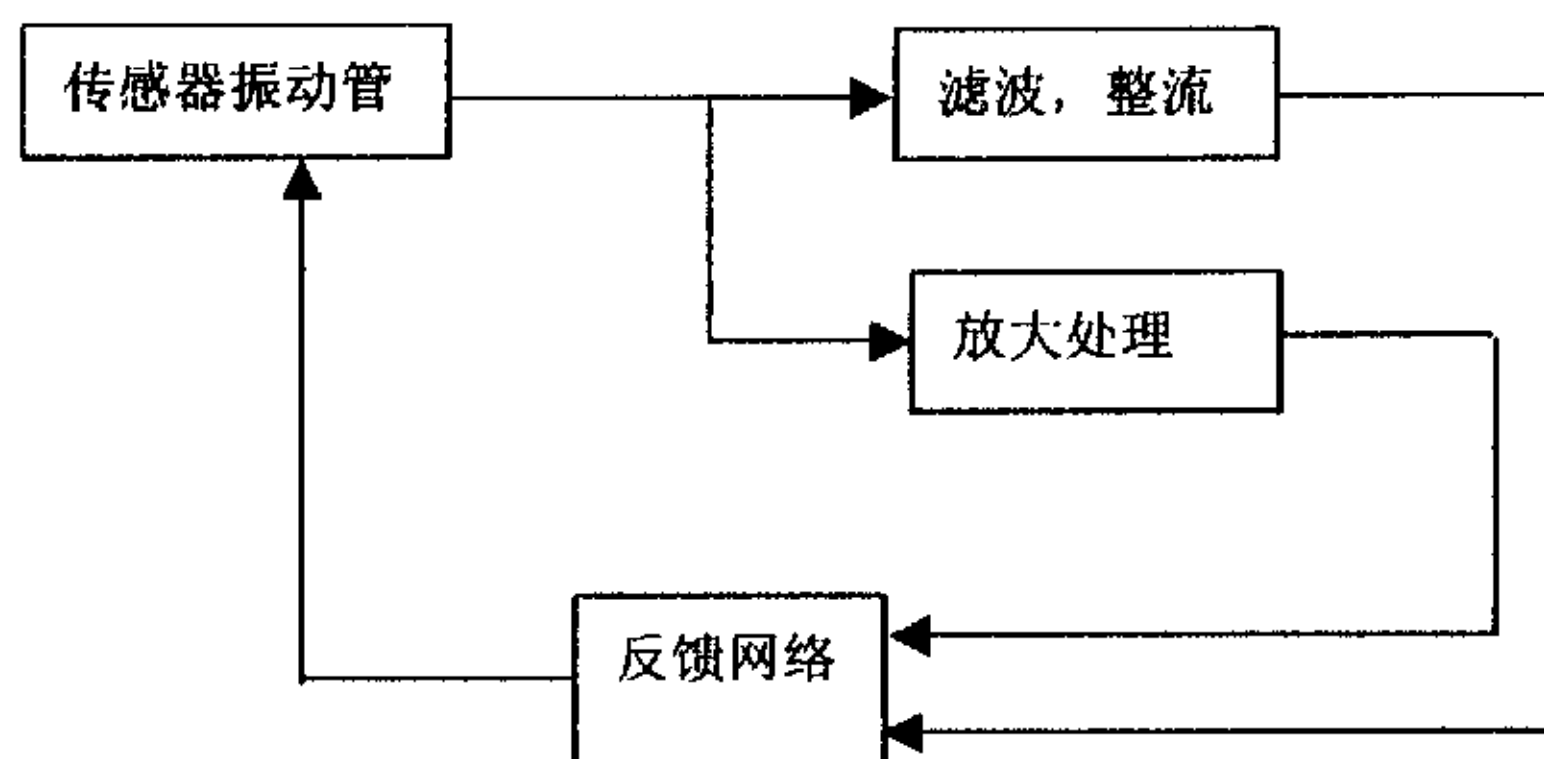


图 2-8 自激振荡原理框图

## 3 相位差测量的原理和方法

商品化的 CMF 大多都采用 U 型管形状，本试验中也采用这样的结构设计。

U 形管上的左、右电磁传感器输出的是两路正弦信号。当检测管中无流量时，两者之间没有相位差；而当有流量时，因为科氏力矩的作用，产生了相位差，这个相位差一般很小。为了精确地测量出这个相位差，可以有许多方法。下面从一般相位差测量仪表出发，讨论了相位差测量的基本理论和主要的测量方法。

### 3.1 相差测量方法<sup>[14]</sup>

测量相差的方法很多，下面给出主要的几种方法：

#### 1. 矢量法

设两个同频等幅的正弦信号相加，其和为：

$$\vec{V} = \vec{E}_r + \vec{E}_s = Ee^{j0} + Ee^{-j\varphi} = E(1 + \cos\varphi - j\sin\varphi)$$

矢量和的模：

$$|\vec{V}|_+ = E\sqrt{(1 + \cos\varphi)^2 + \sin^2\varphi} = E\sqrt{2 + 2\cos\varphi} = 2E\cos\frac{\varphi}{2} \quad (3-3)$$

矢量差的模，整理可得：
$$|\vec{V}|_- = 2E\sin\frac{\varphi}{2} \quad (3-4)$$

将矢量差的模经过滤波，其值与  $\sin\frac{\varphi}{2}$  成正比。不难看出在  $180^\circ$  附近灵敏度最低。

这种方法适合于测量小相角。其原理框图如图 3-2 所示

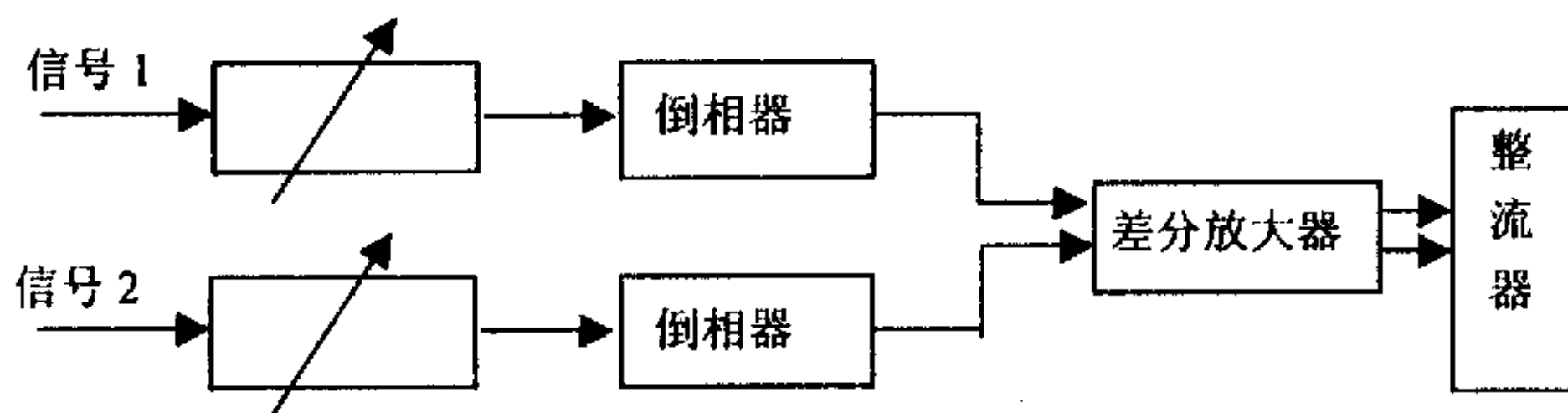


图 3-2 矢量测相差原理框图

#### 2. 相乘法

这种方法是把两个输入信号相乘，测其相位差。

一个周期傅立叶展开为:

$$e(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (3-5)$$

其中:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) dt$$
$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \cos n\omega t dt$$
$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \sin n\omega t dt$$

对于正弦信号  $e(t) = \sin(\omega t + \varphi)$ , 则有

$$a_0 = 0$$
$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \cos n\omega t dt = \sin \varphi \quad (3-6)$$
$$b_n = \cos \varphi$$

由 (3-6) 可知, 只要求得  $a_n$  或  $b_n$ , 就可以知道两信号的相位差。

两同频正弦信号通过模拟乘法器后, 经过积分滤波电路得到一个直流电压:

$$V = K \cos \varphi \quad (3-7)$$

其中  $K$  是传输系数。本方法的优点是可以滤出信号波形中的高次谐波, 抑制了谐波对测量精度的影响。

### 3. 过零鉴相法

这种方法的基本要点是: 将两个同频正弦信号经过放大整形成为方波信号, 其前后沿对应于正弦信号的正过零点和负过零点。将两个方波信号分别送入 RS 触发器的置位端和复位端。一路方波信号的前沿 (或后沿) 将触发器置位, 一路方波信号的前沿 (或后沿) 将触发器复位, RS 触发器的输出脉冲宽度, 即是两个信号过零点的时间差。这种方法是应用最为广泛的。

另外还有可变延迟线法, 二极管鉴相器法, 取样混频技术等方法, 这里不做具体论述。这些各有各的特点, 应用的频率范围有所不同下面将详细解释过零鉴相技术。这也是研究本课题时采取的鉴相方法。

## 3.2 过零鉴相技术<sup>[14]</sup>

### 3.2.1 过零鉴相技术的基本原理

设一路信号为： $u_1(t) = E \sin(\omega t)$

另外一路信号为： $u_2(t) = E \sin(\omega t - \psi)$

设  $u_1(t) = 0$ ， $u_2(t) = 0$ ，可得：

$$\omega t_1 = \omega t_2 - \psi = n\pi,$$

所以相差为

$$\varphi = \psi = \omega(t_1 - t_2) = \frac{2\pi t_u}{T} \quad (3-8)$$

式中， $t_u = t_1 - t_2$ ， $T$  为周期，或者： $\varphi = \frac{t_u}{T} 360^\circ$  (3-9)

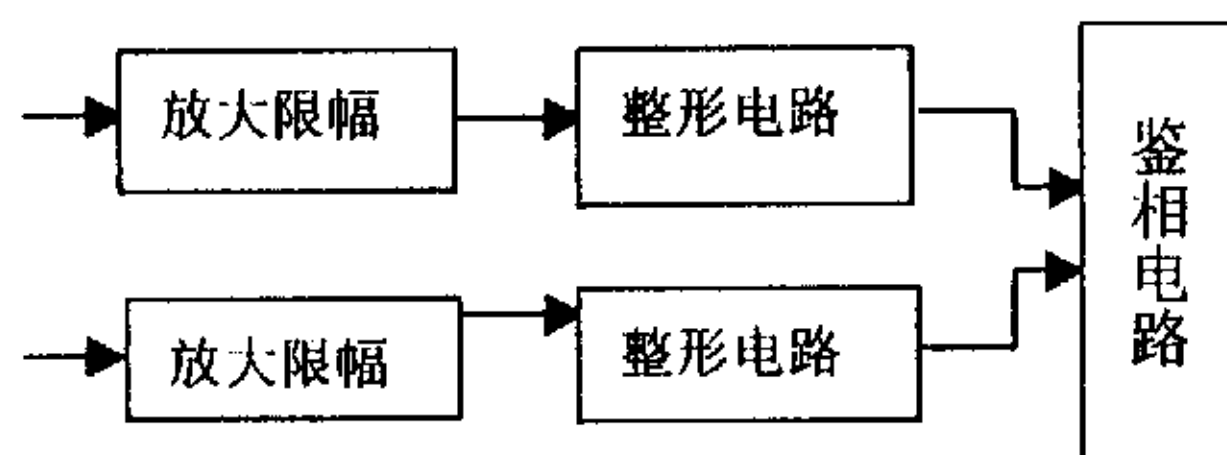


图 3-3 过零鉴相原理框图

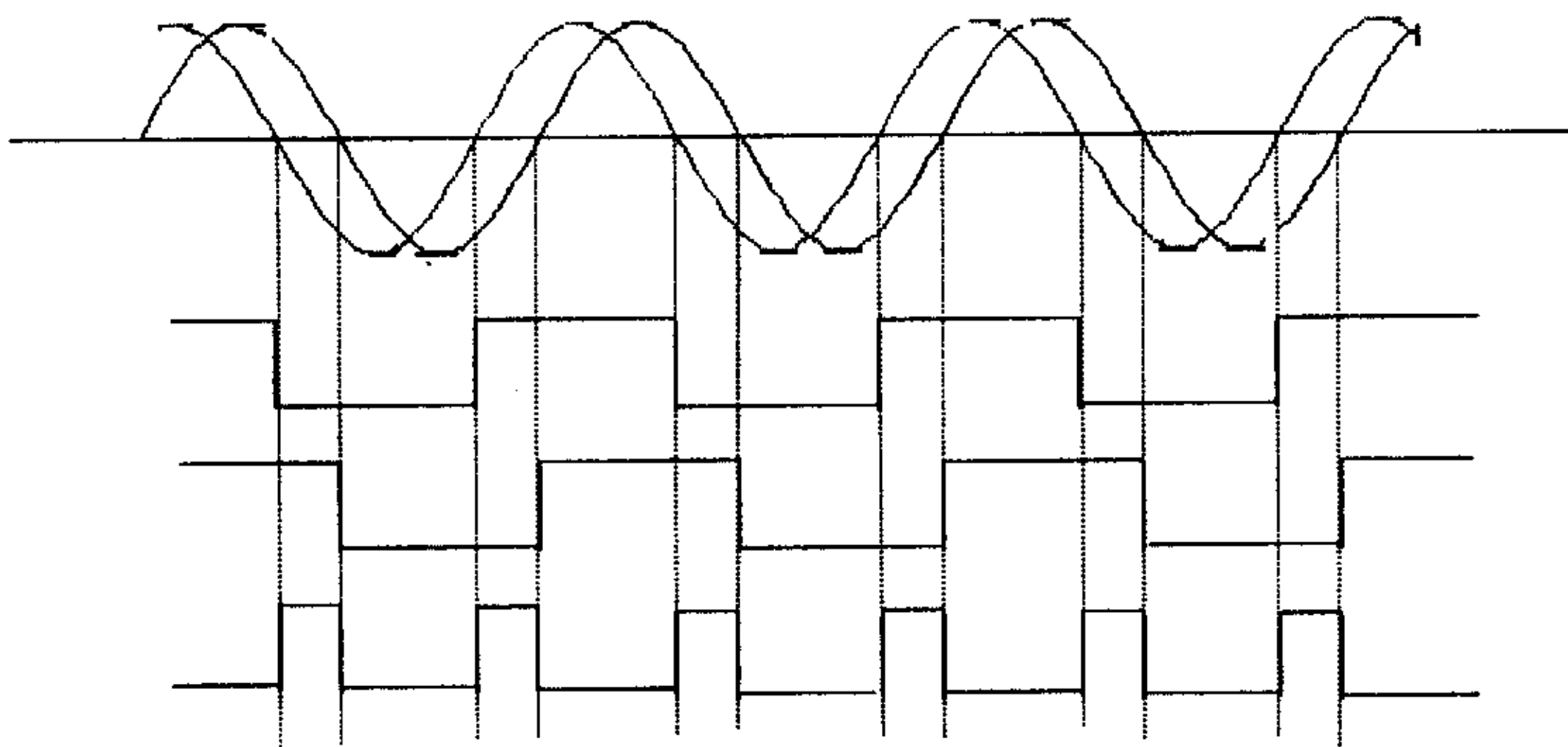


图 3-4 过零鉴相波形关系图

式 (3-5) 表明两个同频率正弦信号的相位差与相应的两个正弦信号的过零的时间差成正比。即两个同频率正弦信号的相位差可以用他们相应的过零点时间差来



表示。实现过零鉴相电路框图如图 3-3 所示，过零鉴相的波形关系如图 3-4 所示。图 3-2 中鉴相电路输出的电压差信号可以采用填充计数的方法去测量，也可以用平滑滤波转化成相应的直流电压，再做 A/D 采样等。

这种方法的优点是测量精度高、分辨率高、线性度好、易数值化和极适合于低频精密相位测量。缺点是对谐波的影响很敏感。下面再做具体分析。

## 3.2.2 单向过零鉴相技术

单向过零鉴相是比较早的技术，由于采用晶体管电路，所以均是负向过零（后沿）鉴相，图 3-3 和 3-4 也就是单向过零的电路方框图和相应的波形图。设过零鉴相的输出信号的幅值为  $A$ 。两同频信号过零的时间差  $t_u$  可以用计数法来测量，按式（3-3）可以得到相位差值。

鉴相器输出的方波，表示了相位差信号，将其进行傅立叶展开，有：

$$\theta(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t$$

式中，
$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T dt = \frac{1}{T} \int_0^t A dt + \frac{1}{T} \int_t^T 0 dt = \frac{t_u}{T} A \quad (3-10)$$

即 
$$t_u = \frac{T}{A} E_\varphi \quad (3-11)$$

其中  $E_\varphi$  是相位差信号的直流分量。因此，由（3-11）知相位差值与鉴相器输出的方波信号的直流分量成正比。

这种单向过零鉴相方法简单易用，但有它的缺点。例如，当温度变化时，相位差信号差值随环境温度的变化而变化。假设温度变化使一被测信号通过零线上移，则被测信号的过零时刻提前，也即被测信号与另外一被测信号之间的相位差变小，也就是说，测出来的相位差值将比真值为小，反之测出的相位差值将比真值要大。

## 3.2.3 双向过零鉴相技术

为了克服单向过零的缺点，发展了双向过零鉴相技术。这种方法较好的解决了温度漂移对测量量的影响，大大提高了测量结果的稳定性和可靠性。

这是一种同时利用负向过零鉴相和正向过零鉴相的方法。由 3.2.2 可知，由于温度漂移，如果负向过零鉴相，基准信号（假设两路信号中有一路为基准信号）和被测信号过零的时间差变小，那么，对于正向过零鉴相，基准信号和被测信号的过零

时间差必然变大，但二者的平均值接近真值。还可以证明，双向过零鉴相技术，不仅很好的解决了温度漂移问题，而且可以大大减少偶次谐波对于测量误差的影响。

双向过零鉴相技术的电路原理框图和波形图可参考下一节的内容。

### 3.3 相位差信息处理技术<sup>[14]</sup>

两同频信号经过了通道整形和鉴相器以后，得到了反映两者相位差的方波脉冲串，如何将其变换成相位差值，有两种技术：一种是测量两信号过零点的时间间隔的方法。另一种是将鉴相器输出的反映相位差的方波信号进行平滑滤波，取出其直流分量（该量表征了相位差值），然后进行 A/D 转换的方法。下面作详细介绍。

#### 3.3.1 $\Phi-V$ 变换技术

如图 3-5 所示。基准信号  $u_1(t)$  和测量信号  $u_2(t)$  经过通道后，形成与过零点相对应的前后沿构成的方波，将  $u_2(t)$  反相后与基准信号一起送入鉴相器， $u_1(t)$  将鉴相器置位， $u_2(t)$  将鉴相器复位。鉴相器采用精密正负双电源，将鉴相器的输出波形  $\theta(t)$  进行傅立叶展开，经过平滑滤波后，滤掉交流分量，只保留直流分量，则有：

$$\begin{aligned}
 U &= \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^{T+t_u} E dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+t_u}^T -E dt \\
 &= \frac{E}{T} \left( \frac{T}{2} + t_u \right) - \frac{E}{T} \left( T - \frac{T}{2} - t_u \right) = \frac{2E \cdot t_u}{T}
 \end{aligned} \tag{3-12}$$

将  $t_u = \frac{\phi}{\omega}$  带入，整理得： $\phi = (U/E)\pi$  (3-13)

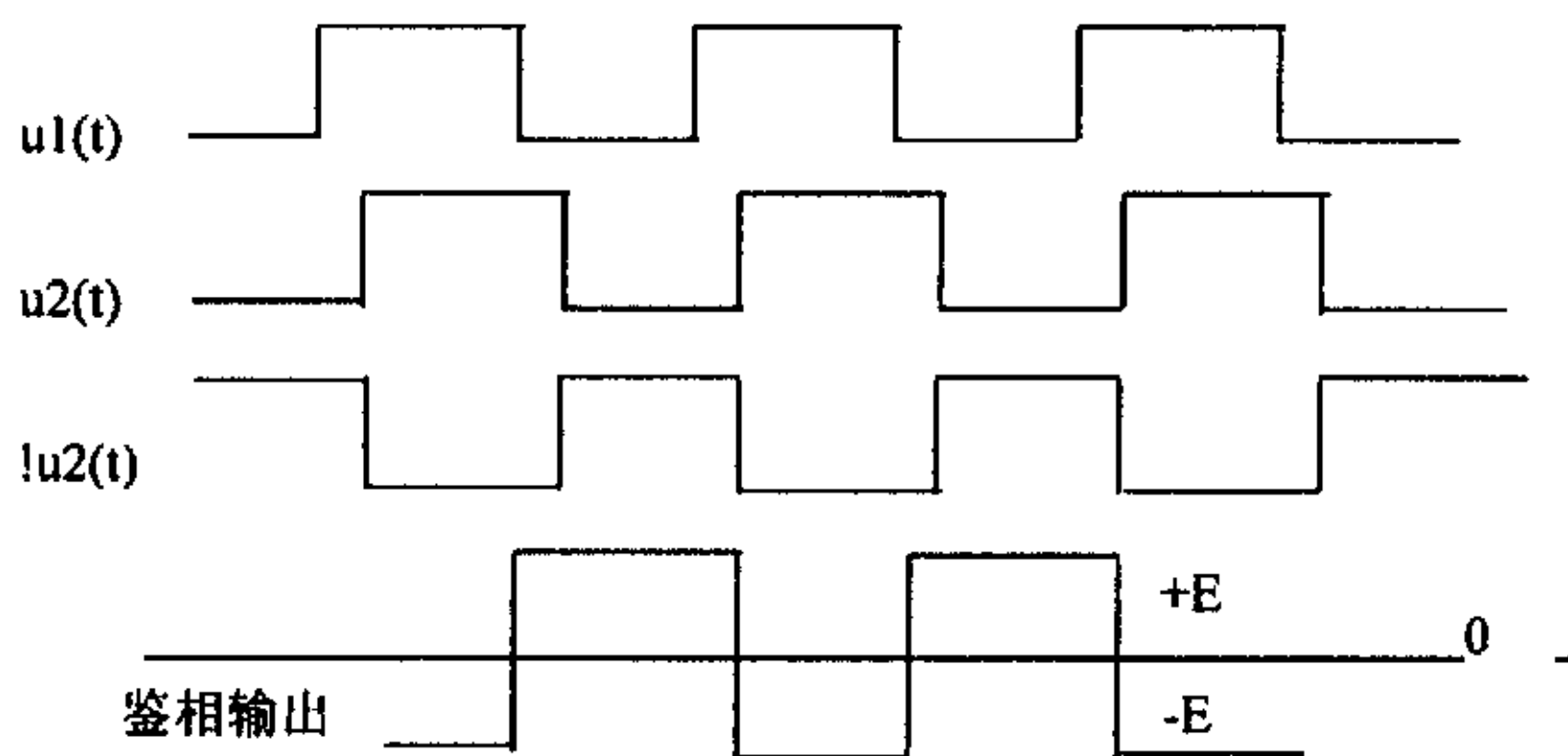


图 3-5  $\Phi-V$  变换鉴相器输出波形图

式中， $\phi$  是相位差值， $U$  表示鉴相器输出波形经过平滑滤波后的直流分量， $E$  表

示正负精密电源的幅值。

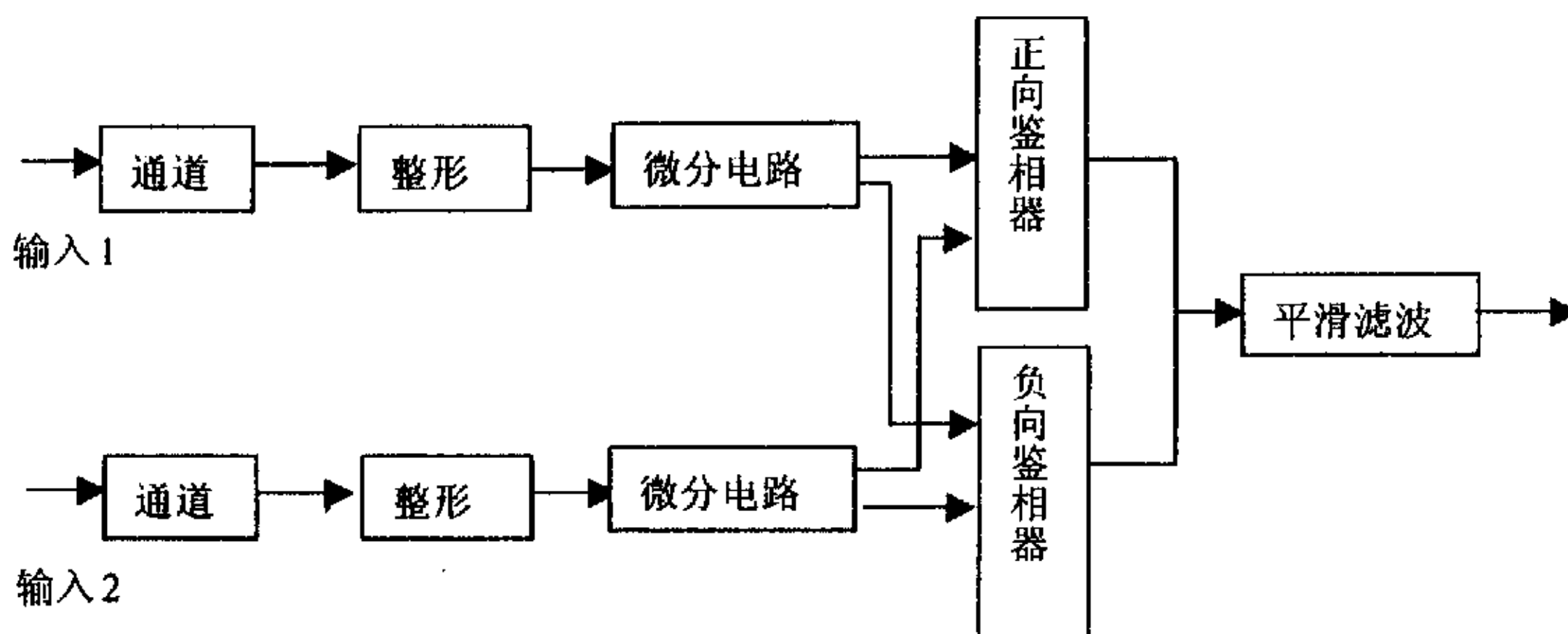


图 3-6 双向过零鉴相  $\Phi-V$  变换电路

当  $U = \pm E$  时，分别代入到 (3-13) 中，得到： $\phi_1 = 180.0^\circ$  对应于上满度； $\phi_1 = -180.0^\circ$  对应于下满度。当读数为正时，测量信号滞后于基准信号；读数为负时，测量信号超前与基准信号。

一般情况下，选择  $E = \pm 1.8V$ ，将测量信号反相，这样做可以很好的解决零相位差附近的死区。因为，最简单的鉴相器可以是一个 RS 触发器。

当基准信号与测量信号同相时，鉴相器输出状态不确定，称为“死区”。将测量信号反相时，鉴相器输出为对称方波，通过平滑滤波器后直流分量  $U=0$ ，正好对应基准信号与测量信号同相时的相位差 ( $\phi = 0$ )。而由式 (3-13) 可得  $\phi = (\pi/E)U$ ，直流分量  $U$  的数值即表示相位差值。图 3-5 给出了双向过零鉴相  $\Phi-V$  变换测量相位差的电路框图，图 3-7 给出了相应的波形图。从 3-7 中可以看出，在  $\pm 180^\circ$  范围内是将测量信号反相的，因此，当两信号的相位差接近  $\pm 180^\circ$  时，鉴相器输出状态是不稳定的，应选其它量程测量。

### 3.3.2 $\Phi-T$ 变换技术（填充计数法）

填充计数法就是将相位差转换成基准信号与测量信号过零时间差的测量，这种方法的波形图如图 3-8 所示。

设时钟脉冲的周期为  $T_0$ ，频率为  $f_0$ 。则  $n = t_u / T_0$  即为一个时间间隔  $t_u$  内所填脉冲个数。我们知道相位差： $\theta = (t_u / T) \times 360^\circ$

所以  $\theta = \frac{nT_0}{T} \cdot 360^\circ = \frac{nf}{f_0} \cdot 360^\circ$

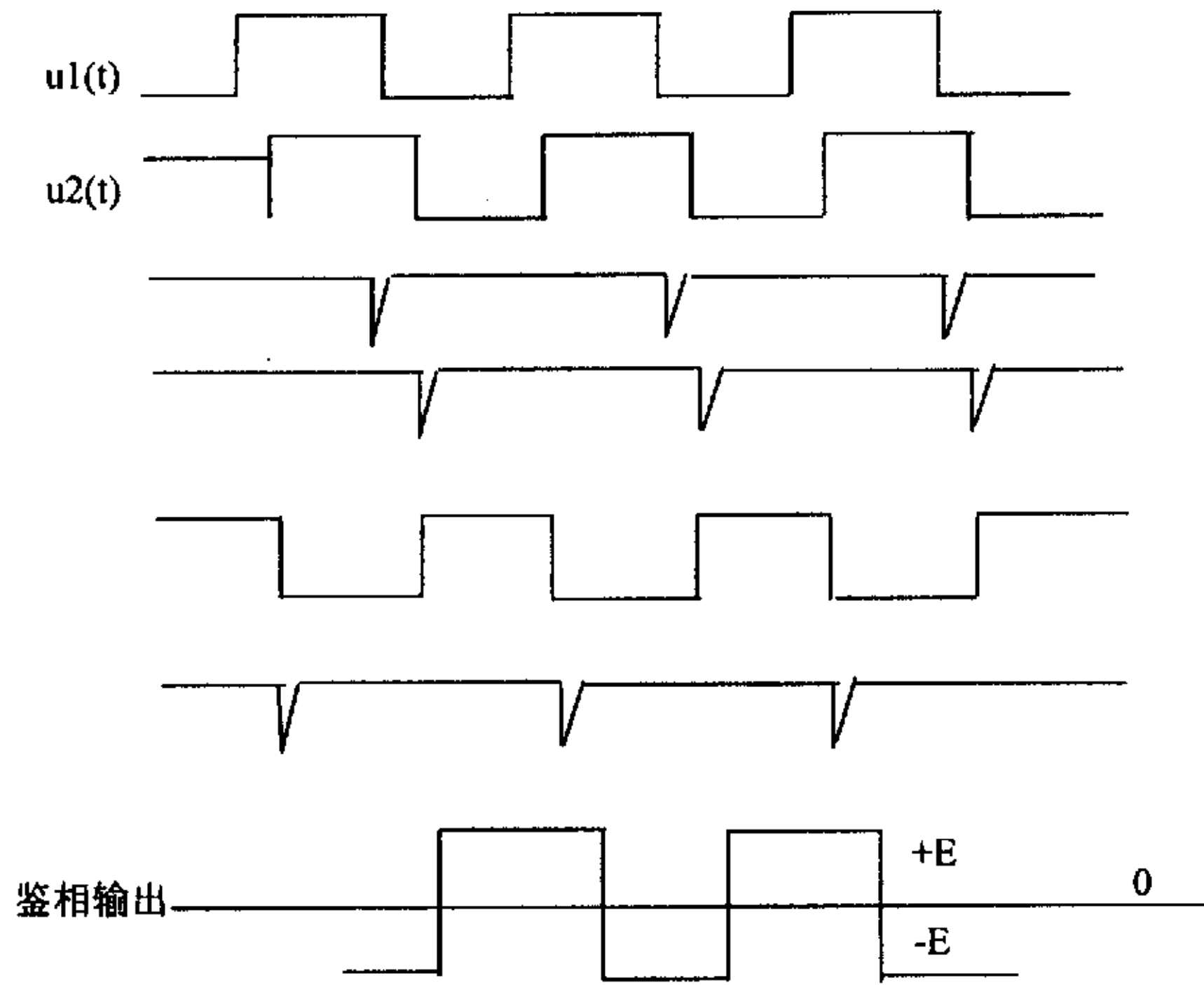


图 3-7  $\Phi - V$  变换出波形图

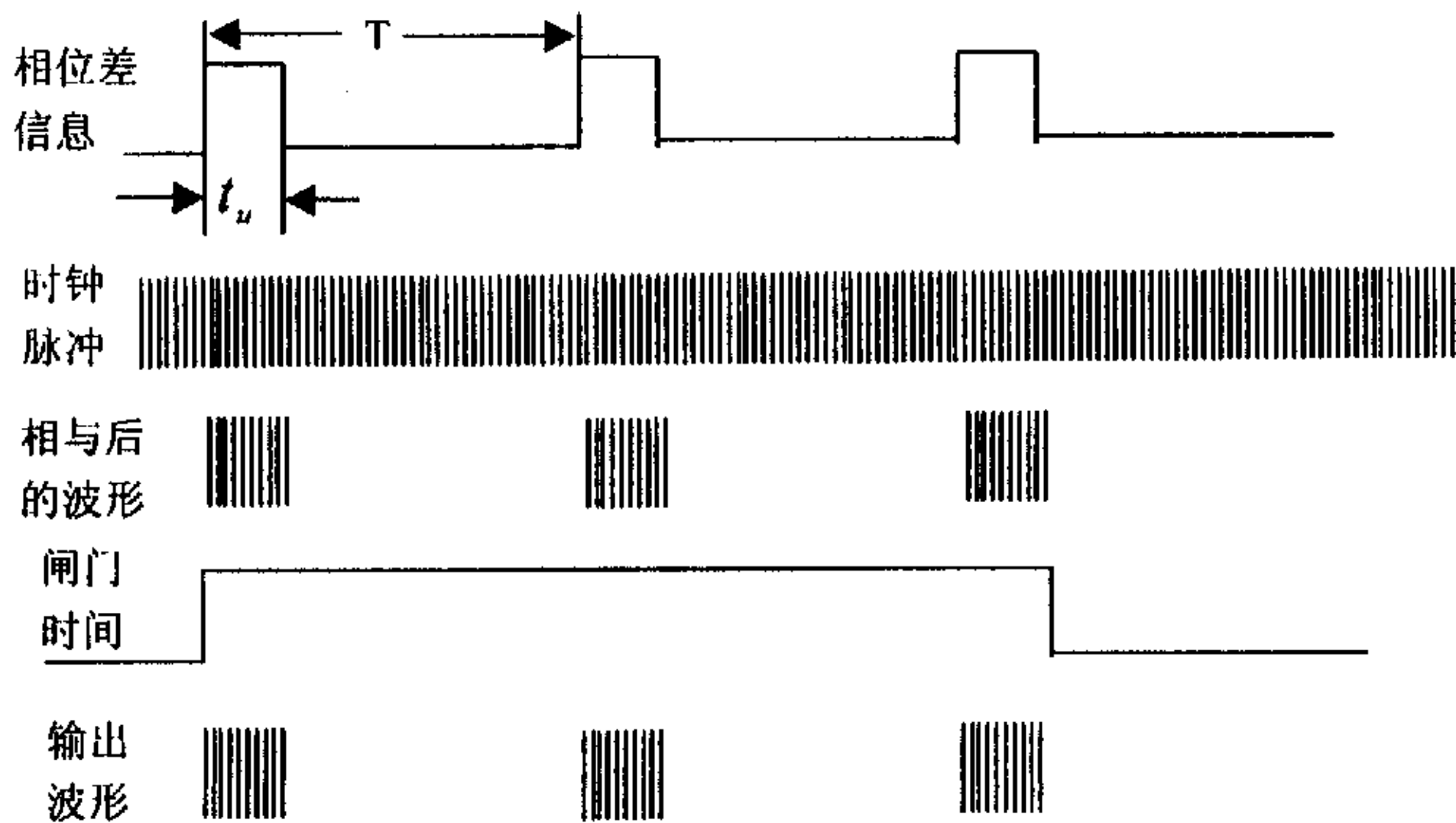


图 3-8 填充计数器的波形图

$$n = \frac{\theta f_0}{360^\circ \cdot f}$$

设闸门时间为 $T_\Sigma$ ，所以有：

$$N = n \frac{T_\Sigma}{T} = n T_\Sigma f = \frac{\theta \cdot f_0 \cdot T_\Sigma}{360^\circ} = \frac{f_0 \cdot T_\Sigma}{360^\circ} \cdot \theta \quad (3-14)$$

式中 $N$ 是 $T_\Sigma$ 时间内填充脉冲的总个数。

一般我们选取 $T_\Sigma f_0 = \frac{T_\Sigma}{T_0}$ 为360的整数倍，即 $T_\Sigma f_0 / 360^\circ = m$ ，因此有：

$$\theta = N / m \quad (3-15)$$

就是说，将在 $T_\Sigma$ 内填充时钟脉冲的总个数 $N$ 除以 $m$ ，就可以得到相位差。

在测量信号的频率较高时，闸门时间 $T_\Sigma \gg T$ ，即多周期平均鉴相。测量信号的频率较低时，也可采用单周期鉴相，这时， $T_\Sigma = T$ 。但一般说来，平均鉴相的结果精度要高。

本章给出了几种主要的鉴相方法和相位差信息处理方法，这里给出的只是粗略的方法，为了处理具体的实际情况，具体的实现方案可能有所不同。在以后的章节里将给出具体的实现方案及其误差分析，并给出为提高测量精度所采取的设计措施。

## 4 波纹管 CMF 的设计

CMF 由传感器以及后续处理电路及上位机软件两部分组成，在前几章给出了 CMF 传感器部分的基本理论和相位差测量的基本原理和方法。本章将给出我们研制的 CMF 的具体设计方案。

传感器部分由检测管，以及信号预处理电路，激振和稳幅电路组成，由于目前我们还处在实验室研究阶段，没有做成完整的产品，因此，整个系统是建立在实验基础上的，因此还设计了相应的实验台架。

如前面章节所述，目前各国生产 CMF 的厂家虽然声称他们提供的产品能够测量气体质量流量，但实际上，目前以 CMF 测量低压气体流量的可能性很小，因为要达到一定的精确度，需要气体具有相当高的压力和相当大的流速。对于大多数低压气体流量的测量，没有多大实际意义。

如果能大幅度提高信号检测的灵敏度，那么 CMF 将可用于低密度介质和小流量信号的质量流量测量，在第二章介绍 CMF 原理时说到，CMF 检测质量流量，是通过检测测量管两侧信号的相位差来实现的。而对于低密度介质和小流量信号的质量流量测量，由于传感器部分得到两路信号的相位差非常小，往往在后续的变送器部分检测不出来，而即使检测出来，也是精确度很低，使测量失去了实际意义。究其原因，是当 CMF 检测管中流过低密度介质和小流量流体时，科氏力很小，因此科氏力扭矩也很小，从而导致检测管的扭动幅度很小，也就造成了拾振器得到的两侧信号的相位差很小。

我们在检测管上提出了采用波纹管取代长久沿用的刚性连接管的测量新方法，将 U 形管的直管段截断，把波纹管焊接在中间，这样一来，检测管的刚度被大大降低，有利于检测管的激振，更关键的是，使小流量时，检测管仍然有较大幅度的扭振，从而使传感器能得到较明显的相位差信号，可大大提高检测的灵敏度，使科氏质量流量测量方法能用于气体（中压）及其它低密度流体介质的测量，同时也使超大口径科氏流量仪表的实现成为可能。

## 4.1 波纹管

波纹管是一种表面具有一定波纹形状的压力弹性元件，其形状是一个周向制成波纹褶皱的薄壁管，如图 4-1 所示。

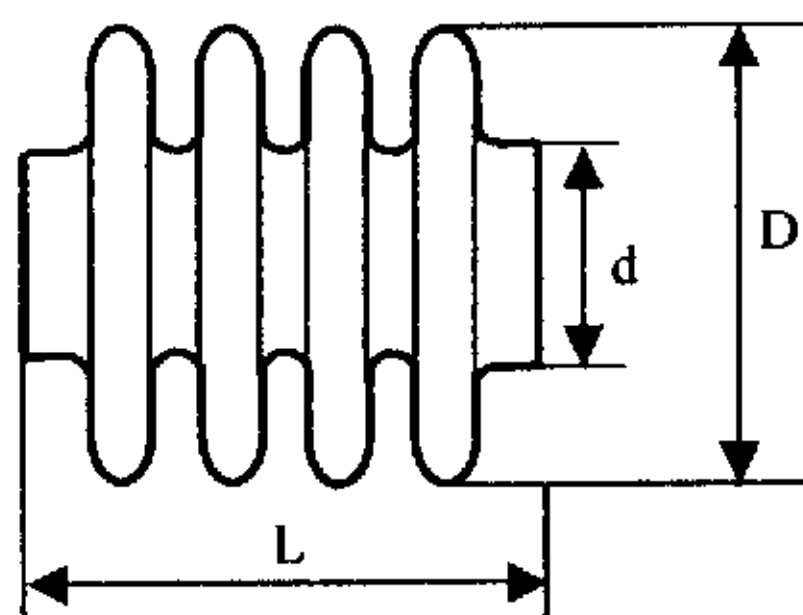


图 4-1 波纹管截面图

波纹管的特点是：在压力，轴向力，径向力（或弯矩）作用下均能产生相应的位移（这个位移的大小与波纹管本身的刚度和载荷有关），相比于刚性元件，波纹管在相同力下的位移要大很多，即敏感性强，这样，以波纹管焊接在 CMF 的刚性振动管中，将大大的提高相同科氏力下，振动管的扭动幅度，大幅提高左右拾振器输出信号的相位差，从而大大提高 CMF 的检测灵敏度，使 CMF 应用于气体测量成为可能。

波纹管基本上分为两大类：无缝波纹管 and 焊接波纹管。而其中任何一种又可分为单层或多层波纹管。

相比于焊接波纹管，因为无缝波纹管是直接压制而成，波纹之间不存在缝隙，因此气密性很好，而本课题的任务之一是做气体质量流量测量实验，因此在本课题实验中，选择了无缝波纹管。

多层波纹管与单层波纹管比较，当其厚度相同时，多层波纹管强度高，耐持久好，内应力较小，特别适宜于在大的交变载荷下工作。而在本项目的 CMF 实验系统中，波纹管是焊接在振动检测管上，在实验中要随振动管做振动，因此选择多层波纹管。

另外，考虑到波纹管是要和振动管焊接在一起，而振动管材质是不锈钢 316L，为了降低焊接的难度以及提高焊接的可靠性，波纹管的材质也选用了不锈钢 316L。

波纹管与振动管焊接在一起以后，如果两者内径不一致，当管道中通以气流时，会造成压力损失，这会降低整个测量系统的测量精度，因此最好使两者内径尽量接近。

波纹管长  $L$  也是一个重要参数，对本实验而言， $L$  过大，会造成整个检测管无法保持水平， $L$  过小，又会造成波纹管对整个检测管刚度影响太小，不足以大幅提高检测管扭动幅度。

根据厂家现有波纹管品种型号以及我们的经验，最后选择的波纹管尺寸参数为：内径  $d=10\text{mm}$ ，外径  $D=14\text{mm}$ ，长度  $L=30\text{mm}$ 。

## 4.2 测量管的设计

由于双 U 型检测管 CMF 是目前市场占有率很大而且相对较成熟的产品，而且本人前期研究都是围绕着双 U 型检测管 CMF 进行的，因此本课题仍然采用双 U 型检测管 CMF，选择的材料为 316L 不锈钢，

综合考虑安装，焊接等各方面因素，以及结合以前的经验，本课题所设计的检测管如图 4-2 所示：

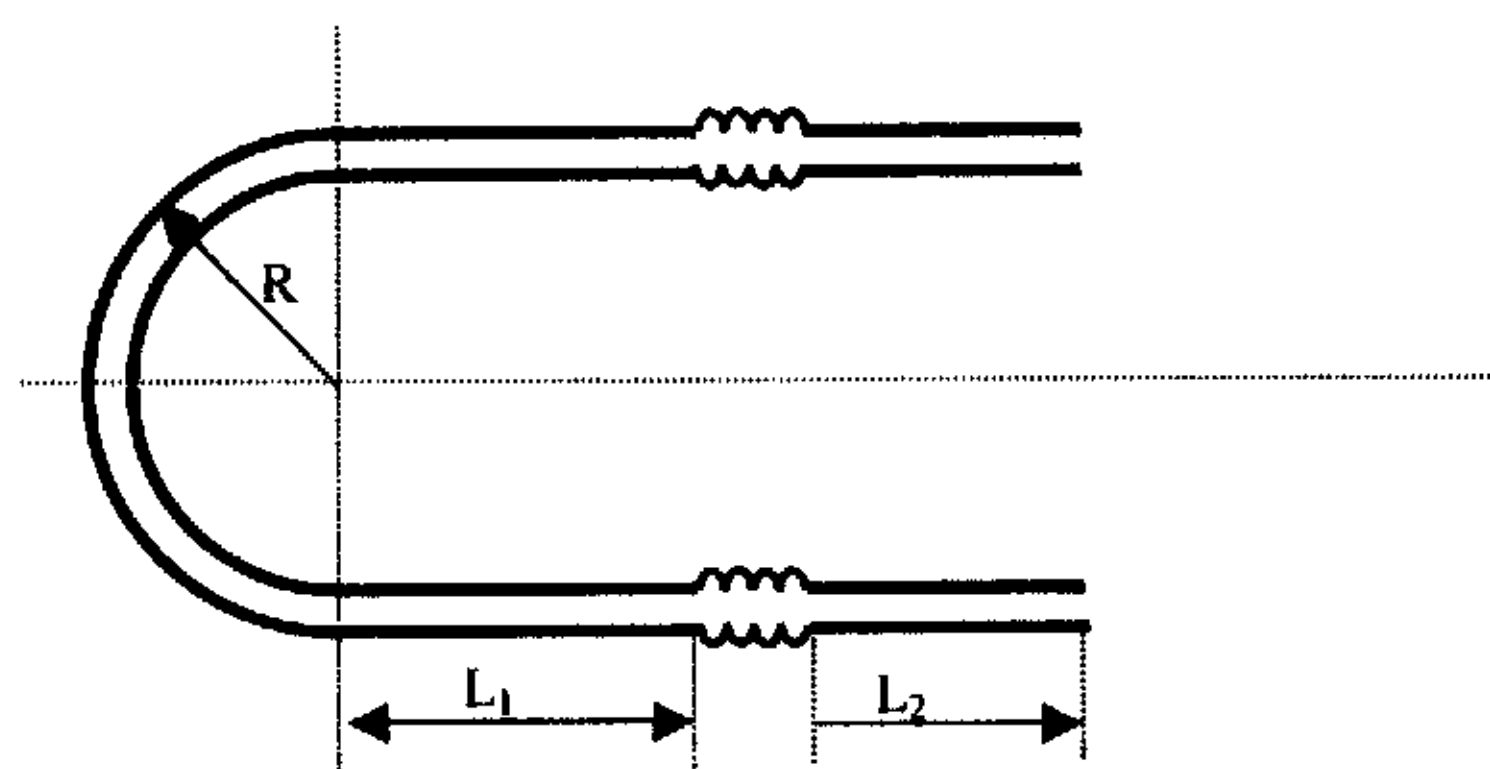


图 4-2 检测管示意图

各尺寸参数为：内径  $\Phi_{\text{内}}=9\text{mm}$ ， $\Phi_{\text{外}}=12\text{mm}$

圆弧半径  $R=120\text{mm}$  直管段长  $L_1=200\text{mm}$

焊接在波纹管后的直管段长  $L_2=150\text{mm}$

在加入波纹管后，检测管刚度降低，导致检测管安装后无法保持水平，



因此我们又设计了弹簧支架,将检测管拉至水平.弹簧支架如图 4-3 所示.角钢用螺帽固定在台面上,弹簧掉在角钢上,通过调节螺杆的上下,可以调节弹簧的位置,从而可调节弹簧对检测管拉力大小,使检测管保持水平.弹簧支架的另一个作用是:调整弹簧支架的位置,可调节系统自振动频率这一重要参数的大小。

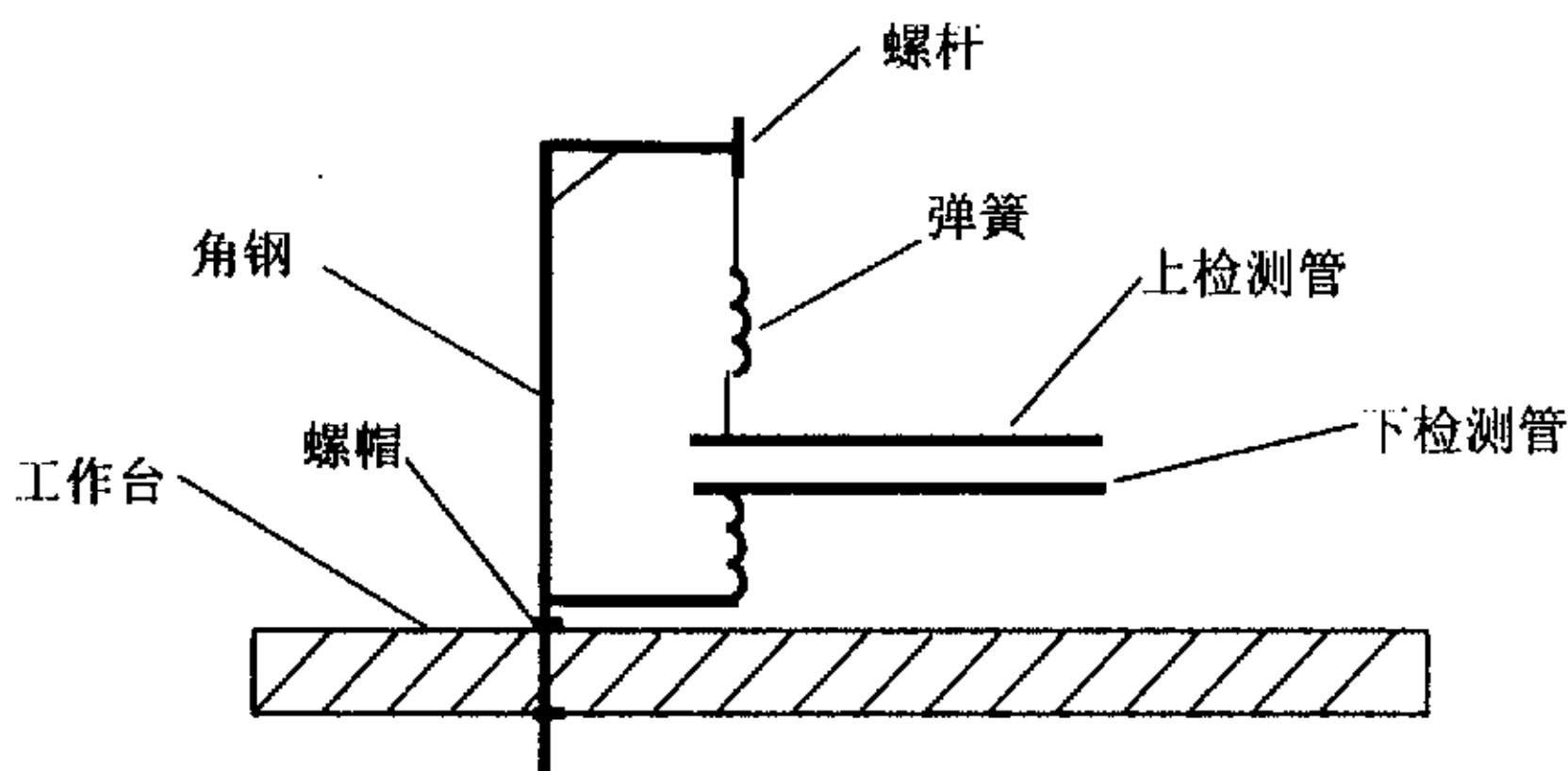


图 4-3 弹簧支架示意图

激振器采用磁钢加线圈的结构,位置在检测管的圆弧管段的弧顶,磁钢固定在上检测管,线圈固定在下检测管,当在线圈中通以交变的激励电流的时候,在线圈周围产生交变的磁场,磁钢处在这个交变的磁场中,受到交变的磁力作用,从而使两检测管之间产生交变的引力和斥力,从而使两检测管做方向相反的简谐振动。这个振动是产生科氏力所必须的条件。

## 4.3 信号检测单元的设计

振动信号的检测是整个系统的重要环节,振动信号检测关系到整个系统最后的测量精度。在本课题实验中,尝试了三种不同的检测方法:光纤式位移传感器,压电加速度传感器,磁电式振动检测器。

### 4.3.1 光纤式位移传感器的设计

光纤位移传感器是应用光强反射调制原理来达到非接触式高精度位移测量的.我们设计的光纤式

位移传感器如图 4-4 所示,两个端面固定在上面的振动管上,在下面的振动管上

固定着两个金属的反射面，将发光二极管通以适当的电流，产生红外光，通过光纤，送到端面，然后投射到反射面上，经过反射，部分红外光又通过端面进入光纤传感器，通过光纤管道传输到另一边的光电二极管，光电二极管输出电流的大小决定于接收到的红外光的光强。每个端面对应一个光电二极管（这是通过光纤通道里光纤具体的分布来实现的），两个端面分别安装在振动管的左右侧。当检测管振动时，分别固定在上下检测管上的反射面与端面之间的距离不断变化，距离的变化会导致反射面反射给端面的光强变化，近的时候光强大，远的时候光强小，在光纤的另一端，光电二极管随着光强的变化，输出交变的电流。由于检测管是在作简谐摆振，两检测管之间的距离值是时间的正弦函数，因此光电二极管输出的电流也是一个正弦波。由于通以流体的时候，振动管会扭动，这会导致左右两检测管距离不是同步变化，从而导致两个光电二极管输出的波形信号有相位差。这就是光纤式位移传感器测振动位移的基本原理。

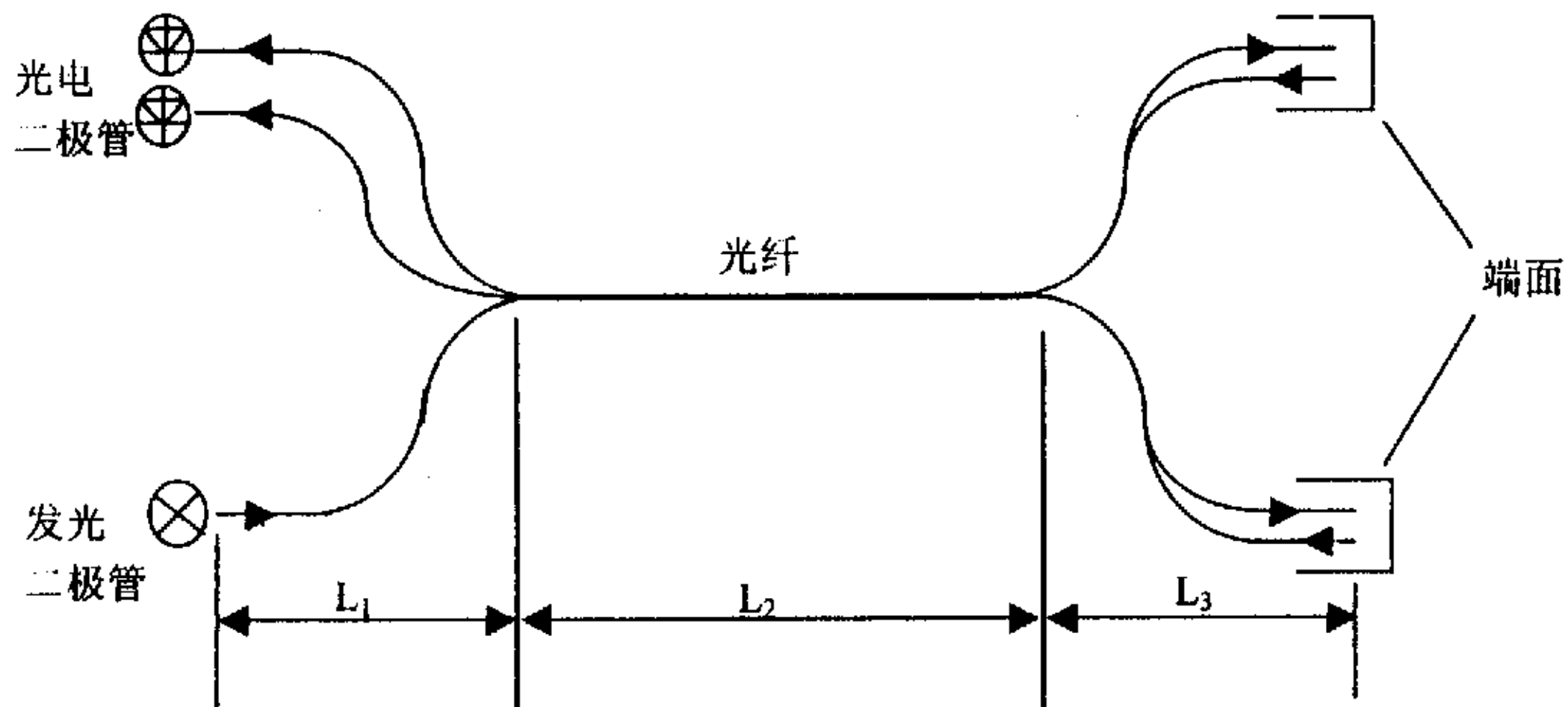


图 4-4 光纤位移传感器示意图

尺寸参数为： $L_1=0.4\text{m}$ ， $L_2=2.0\text{m}$ ， $L_3=0.6\text{m}$

发光二极管选用的是红外发光二极管 HG410，其各项参数为：

最大正向电流  $I_{FM}=50\text{mA}$ ，发射功率  $P>1.5\text{mW}$ ，封装形式：金属玻璃透镜窗

口

光电二极管选用的是硅光敏二极管 2CU2E，其各项参数为：

最高工作电压  $V_{RM}=50\text{V}$ ，暗电流  $I_D<0.1\mu\text{A}$ ，光电流  $>30\mu\text{A}$ ，峰值波长  $\lambda$

$P=880\text{nm}$ ，上升时间 $<50\text{ns}$

下降时间 $<50\text{ns}$ .

## (2) 光纤式位移传感器电路部分的设计

前置放大器是光纤式位移传感器电路部分的关键环节之一。它的精度，稳定度，灵敏度直接决定整个系统性能指标。它的主要功能是必须具有在强噪声中接收微弱有用信号的能力，并能正确放大有用信号。图 4-5 所示为前置放大器方框图，图 4-6 所示为线路图。

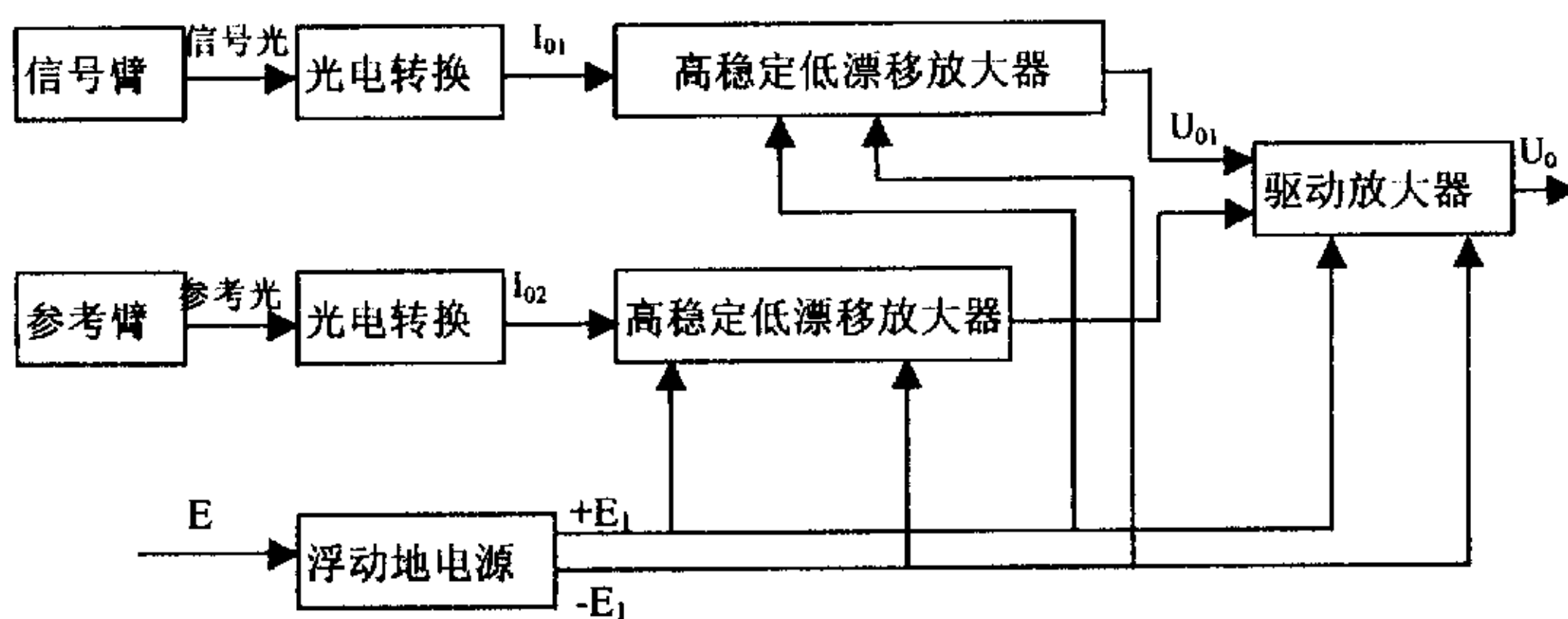


图 4-5 前置放大器方框图

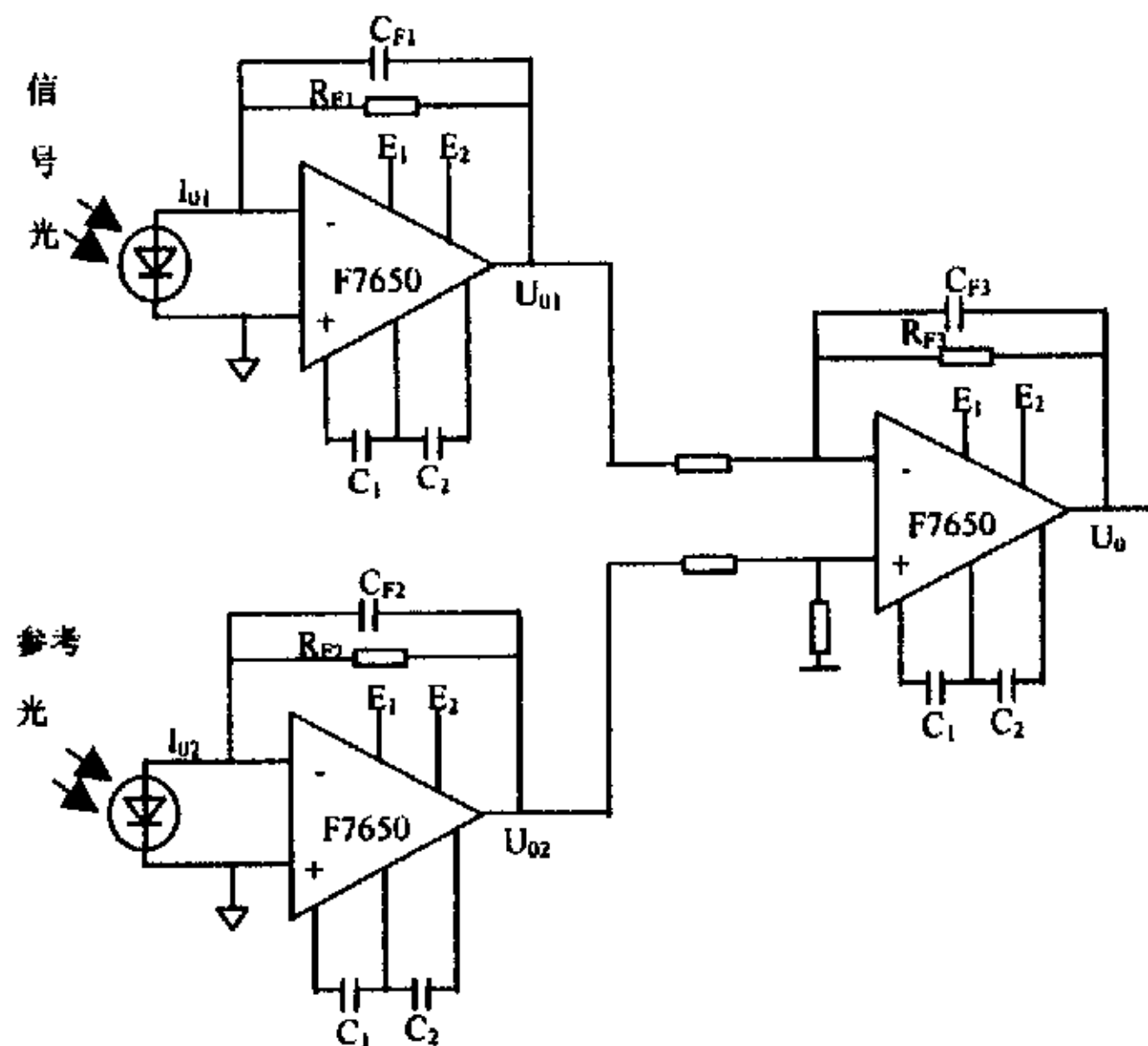


图 4-6 前置放大器电路图

图中，信号臂是指从光纤输出的随位移变化的光电流；参考臂是指光源输出的光电流，为恒定值；<I>，<II>为高稳定低零点漂移放大器；<III>为差动放大器；<IV>为浮动地电源。

已知光电管的输出阻抗很大，将光电流变成低输出阻抗的电压，采用一般放大电路会引起阻抗失配而

大大削弱输入信号，对弱输入信号来讲更是严重问题。为此，选用了图 3 所示的积分型 I/U 转换电路。其中，为与位移有一定比例关系的光电流。 $C_{F1}$  为超前校正电容， $R_F$  应小于  $100k\Omega$ ，否则电路易发生自激现象。

超低零点漂移运算放大器 F7650 居第四代运放。它利用动态校零的原理消除了 MOS 器件固有的失调和

零点漂移。其失调电压和零点漂移仅几个小  $\mu V$ ，对弱信号来讲是个理想的运算放大器。 $C_{F1}$  选择合适可以使 5.5 位

电压表指示稳定在  $\mu V$  档上，分辨率为  $0.1\mu V$ 。另外， $C1$ ， $C2$  为寄存电容，应选择漏电小的聚脂薄膜电容。入射参考光为恒定值。其 I/U 转换及放大器 <II> 的原理与放大器 <I> 的相同。

放大器 <I> 的输出  $U_{01}$  放大器 <II> 的输出  $U_{02}$  同时送到由 F7650 构成的差动放大器 <III>。采用这种双路消噪法的目的是为了消除电源波动，环境光的干扰和光电管特性随外界因素变化等形成的噪声，以提高输出信号  $U_d$  的信噪比。

## 4.3.2 压电式加速度传感器

压电式加速度传感器在振动测试领域中是应用最广泛的传感器之一，因为它具有工作频带宽，体积小，重量轻，寿命长，安装方便，不易损坏等优点。这种传感器的设计与生产在国际上已日趋标准化，可以方便的与本厂 DHF 系列电荷放大器，阻抗变换器或国内外同类产品配套使用。

我们选用的是北京测振仪器厂生产的 YD 系列加速度传感器，主要结构形式有周边压缩式，中心压缩式和剪切式，剪切式又分为环形剪切，三角剪切和隔离剪切等形式。

周边压缩式结构是将压电片和质量块通过弹簧压紧在基座上，结构强度大，灵敏度可做的很高。但抗环境干扰（如声，磁，温度，基座应变等）能力差。但成本

低，价格便宜。

中心压缩结构由于压电片和质量块与外壳隔离，所以对基座应变引起的误差和横向灵敏度均较小。

剪切结构利用压电晶体受剪切时产生压电效应的原理，而环境干扰一般不引起剪应力的变化，所以稳定性好。但成本高，价格较贵，作标准用的传感器多采用剪切结构。

压电传感器无论采用哪种结构形式，其力学模型均可简化为一个单自由度质量—弹簧系统，如图 4-7 所示。

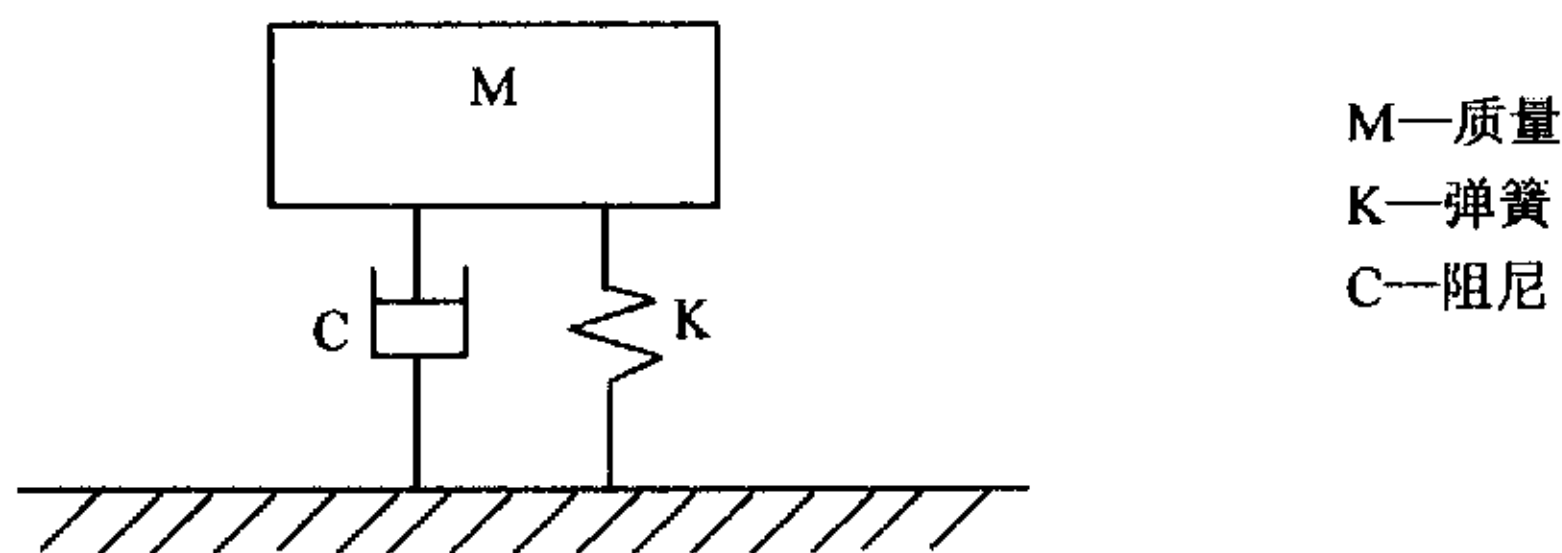


图 4-8 压电传感器力学模型

压电传感器采用空气阻尼，即  $C$  很小（趋于 0），当在被测频率  $\omega \ll \omega_n$  时，我们可得到传感器质量块与基座相对位移  $d$  与振动加速度成正比。

根据压电效应原理，当晶体上受到振动作用力后，将产生电荷量，该电荷量  $Q$  与作用力成正比，即：

$$Q = d_j F = d_j M a$$

式中： $d_j$ ——压电常数

$M$ ——敏感质量

$A$ ——振动加速度

每只传感器的  $d_j$  和  $M$  均为常数，所以它产生的电荷量与振动加速度成正比。这就是压电传感器完成机电转换的工作原理。

压电传感器的主要技术指标：

- (1) 电荷灵敏度：传感器承受单位加速度输出电荷量的多少，单位是微微库仑/米秒<sup>-2</sup>

- (2) 电压灵敏度：传感器承受单位加速度输出电压量的多少，单位是毫伏/米秒<sup>-2</sup>
- (3) 横向灵敏度比：传感器承受横向加速度时的最大灵敏度与轴向灵敏度的百分比，称为横向灵敏度比。这是由于制造尺寸的公差和压电元件的不对称的不均匀造成的。该比值越小越好。
- (4) 频率响应：在振动加速度恒定时，传感器在不同频率下的输出响应。

我们选用的型号是 YD—39，其具体的技术参数为：

电荷灵敏度：0.7pc/ms<sup>-2</sup>

频率响应范围：1-10000Hz

横向灵敏度比：5%

工作温度：-40—+80 摄氏度

最大可测加速度：5000 ms<sup>-2</sup>

安装螺纹：M5

外形尺寸：9<sup>mm</sup> X 11<sup>mm</sup>

重量：10g

从技术参数看，这个型号的传感器频率响应范围宽，最大可测加速度大，外形小巧，重量轻，适用于 CMF 的振动检测。

### 4.3.3 磁电式振动检测器

磁电式振动检测器是利用线圈切割磁力线会产生交变电流的原理来检测振动的。磁电式振动检测器由线圈，磁钢，以及用来固定线圈和磁钢的电工胶木机械零件组成。线圈和磁钢分别固定在上下检测管，当系统振动的时候，线圈就会切割磁力线，线圈中电流的大小正比于磁钢和线圈之间相对运动速度的大小。这就是磁电式振动检测器检测振动的原理。

## 4.4 信号预处理电路系统设计

从拾振器出来的信号幅值很小，并且含有噪声和干扰，必须进行放大和滤波处理，才能送入变送器，进行计算和分析。另外设置了一个移相器，以在试验中人为的引入一定幅度和零点误差，以期检验变送器部分的零点误差在线校正方法对误差极性的甄别和误差校正的实际效果。

信号预处理电路系统如图 4-9 所示

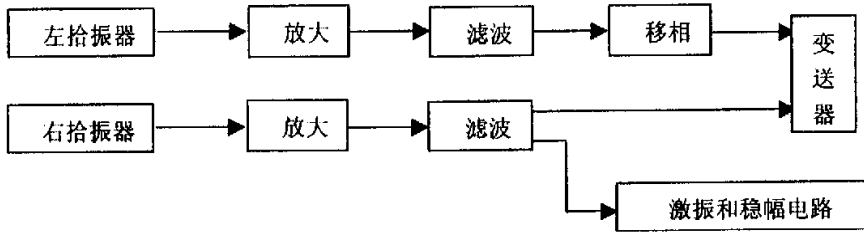


图 4-9 信号预处理电路示意图

## 4.4.1 放大电路

传感器的输出是放大器的信号源，大多数传感器的等效电阻都不是常量，它们随所测物理量的变化而变化。这样，对于放大器而言，信号源内阻  $R_s$  是变量，根据电压放大倍数的表达式  $A_{us}=[R_i/(R_s+R_i)]A_u$  可知，放大器的放大能力将随信号源内阻大小而变。为了保证放大器对不同幅值信号具有稳定放大倍数，就必须使得放大器的输入电阻  $R_i \gg R_s$ ， $R_i$  越大，因信号源内阻变化引起的误差就越小。

此外，从传感器获得的信号常为差模信号，并含有较大共模部分，其数值有时远大于差模信号。因此要求放大器应具有较强的抑制共模信号的能力。

而仪表用放大器具有上述特点，因此，在本课题研究中，我采用了仪表用放大器，电路如附录 II 所示。根据运算电路的基本分析方法，可得到  $u_o=-(R_{29}/R_{27})[1+(2R_{54}/R_{w8})]u_i$ ，其中  $u_i=u_{i1}-u_{i2}$ ，当  $u_{i1}=u_{i2}$  时， $R_{w8}$  中电流为 0，输出电压  $u_o=0$ ，可见电路放大差模信号，抑制共模信号。差模放大倍数越大，共模抑制比越高。当输入信号中含有共模噪声时，也将被抑制。

$R_{29}=1K$ ， $R_{27}=1K$ ， $R_{54}=7.5K$ ， $R_{w8}$  为 0-15K 的可调电阻，通过调节  $R_{w8}$ ，可方便的调节整个仪表用放大器的放大倍数。

## 4.4.2 滤波电路

由于事先预估测量管上的拾振器输出信号的频率可能在 25Hz 左右或者 140Hz 左右，因此滤波电路里设置了切换开关，以实现分别 10Hz-40Hz 的带通滤波以及 80Hz-200Hz 的带通滤波。

滤波器由一个单重反馈三阶低通滤波器和一个单重反馈三阶高通滤波器串联而成。

单重反馈三阶低通滤波器如图 4-10 所示，其传递函数为  $T(s)=1/(As^3+Bs^2+Ds+1)$

式中  $A=c_1c_2c_3R_1R_2R_3$

$B=c_2c_3R_3(R_1+R_2)+c_1c_3R_1(R_2+R_3)$

$D=c_1R_1+c_3(R_1+R_2+R_3)$

令  $R_1=R_2=R_3=R$ ，则

$A=R^3c_1c_2c_3$

$B=2c_3R^2(c_1+c_2)$

$D=R(c_1+3c_3)$

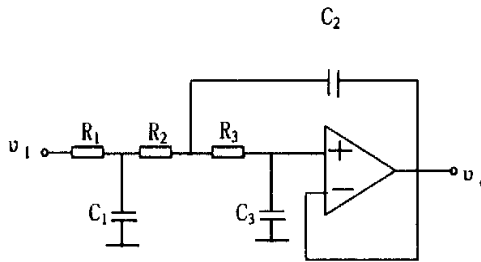


图 4-10 单重反馈三阶低通有源滤波器

将三阶低通滤波器设计成巴特沃思滤波器，通过查表和计算，可以求得：

$C1:C2:C3=0.696:1.733:0.1012$

半功率点圆频率  $\omega_0=1/(4.9392C_3R)$ ，令  $C_3=0.01\mu F$ ，令  $\omega_0$  分别为 40Hz 和 200Hz，各电阻电容参数便可依次求得，具体参数见附录中的滤波电路图。

三阶高通滤波器如图 4-11 所示，同样将其设计成巴特沃思滤波器，通过查表和计算可得：

$R1:R2:R3=0.2820:0.7184:4.941$ ，半功率点圆频率  $\omega_0=1/3.5472CR1$

令  $C=0.1\mu F$ ，令  $\omega_0$  分别为 10Hz，80Hz，各电阻电容参数便可依次求得，具体参数见附录 III 中的滤波电路图。



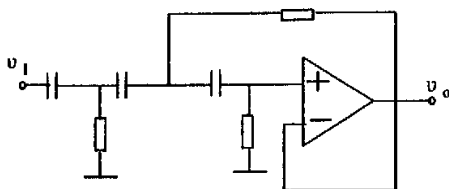


图 4-11 单重反馈三阶高通有源滤波器

在各参数计算设置后，用 PSPICE 对滤波器进行了仿真，仿真波形如图 4-12(低通)和 4-13(高通)所示，仿真结果显示:低通滤波器的截止频率分别为 212 Hz 和 28Hz，高通滤波器的截止频率分别为 82Hz 和 14Hz，所以带通滤波的范围分别是 14Hz-28Hz，82Hz-212Hz，虽然与设计值略有差异，但是仍然将两个中心频率 25Hz 和 140Hz 包含在内，基本符合要求。

### 4.4.3 移相电路

在前面说到，在电路中需要人为的引入零点误差，因此需要在电路中设置移相电路，对两路信号中的一路进行移相，移相大小为 10 度，可调范围为 8-12 度。

移相电路如附录 II 示，根据运算电路的基本分析方法，可得到电路传递函数：

$$F = u_o/u_i = (1 - j\omega RC) / (1 + j\omega RC), \text{ 这里 } C = C_1, R = R_3 + R_{w1} \text{ 或者 } R = R_4 + R_{w2}.$$

幅频特性为  $[1 + (\omega RC)^2] / [1 + (\omega RC)^2]$ ，就是说放大倍数为 1。

相频特性为  $-\arctg \omega RC - \arctg \omega RC = -2 \arctg \omega RC$ ，可见，输出电压将比输入信号滞后一个相位，大小为  $2 \arctg \omega RC$ ，这个大小取决于电路参数 R，C 以及信号频率  $\omega$  的大小。

因此这个电路不改变输入信号的幅度，仅仅移动了信号的相位。在本课题中，由于输入信号可能是 25Hz 也可能是 120Hz，因此设置了切换开关 SW，两个通路 RC 参数不同，分别实现对两种频率的信号进行移相。

令  $2 \arctg \omega RC = (10/180) \pi$ ，令  $C = 0.01 \mu F$ ，可分别计算得到两通路的电阻值， $R_3 = 9.1K$ ， $R_4 = 56k$ ，并分别串联可变电阻  $R_{w1}$  和  $R_{w2}$ ，实现 8-12 度的微调。

用 PSPICE 对移项电路进行仿真的情况如图 4-14 所示，仿真结果表明，对 140Hz 的信号，实现了很明显的相位移动。

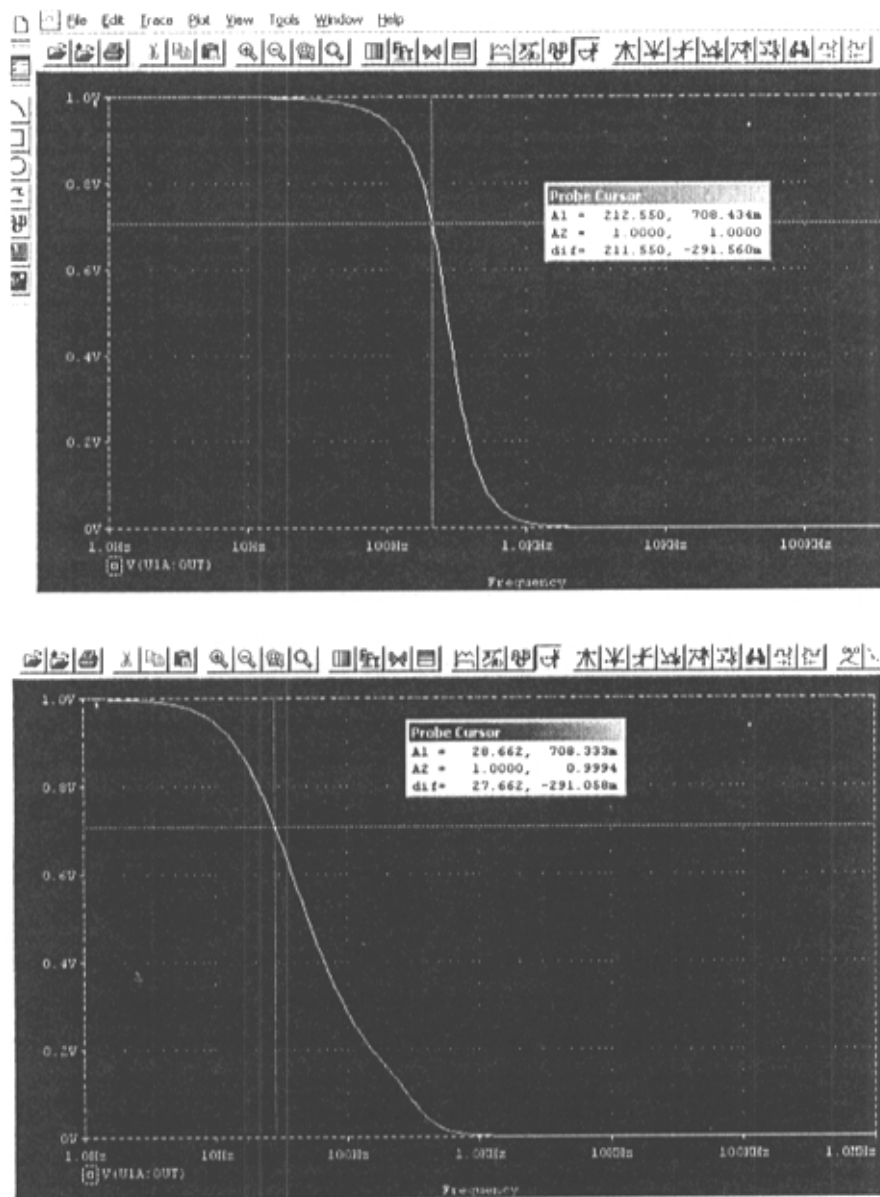


图 4-12 低通滤波器仿真结果

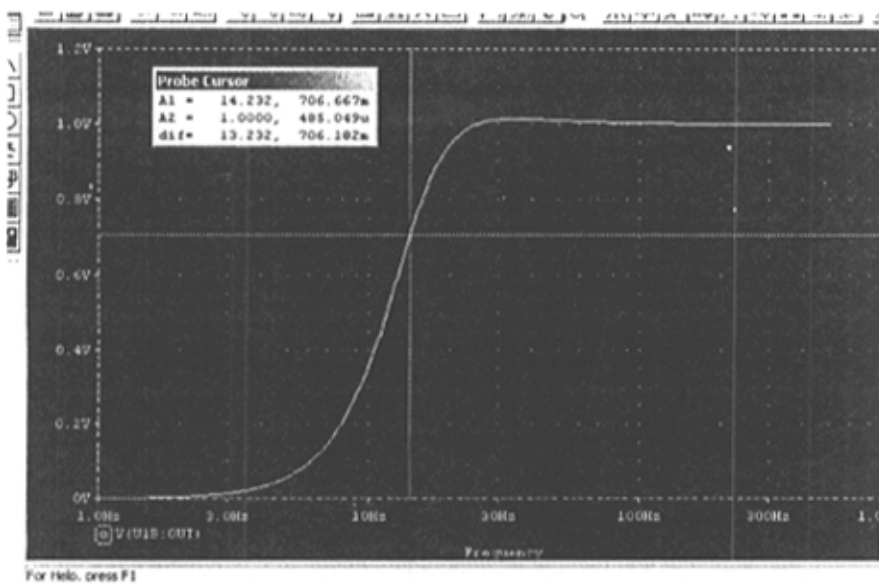
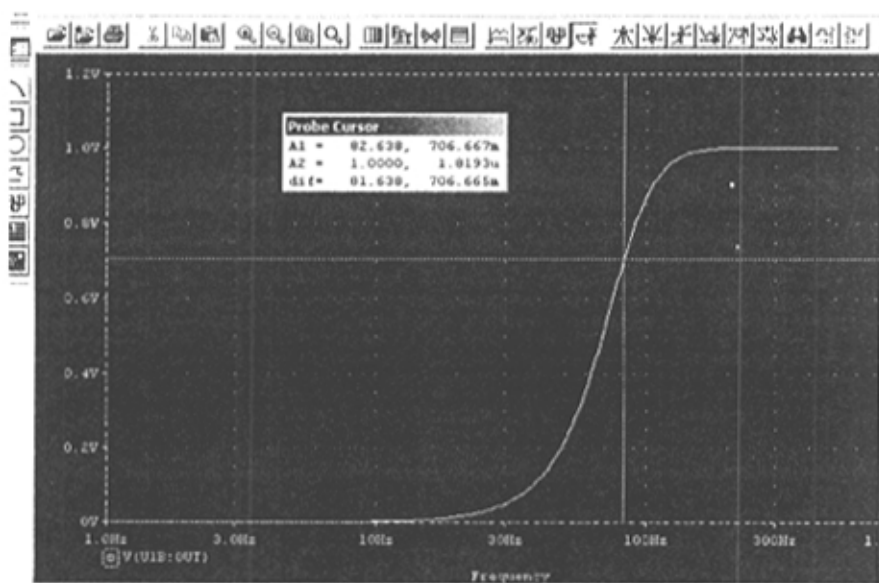


图 4-13 高滤波器仿真结果

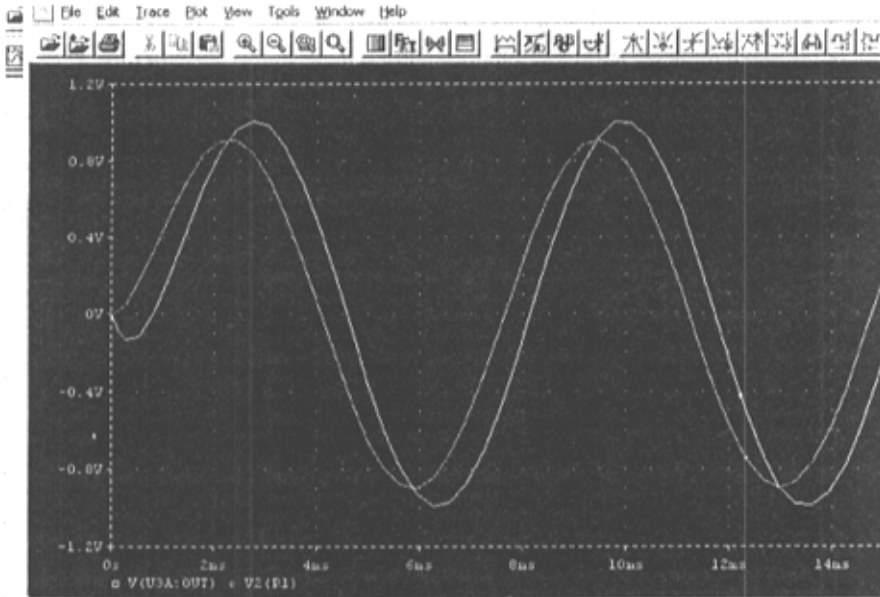


图 4-14 移相器仿真结果

#### 4.4.4 激振和稳幅电路

激振和稳幅电路如附录 IV 所示。图中有两路反馈。一路反馈用于产生自激振荡；另一路用于稳定振幅，使得振动管做稳幅自激振荡。

左侧速度传感器输出的信号，有一路接到激振器的输入端，这路信号在激振器中分成两路，其中一路供正反馈使用：首先经过放大器 U7 的放大，放大倍数为 50-60 倍，放大之后，进入工作在饱和状态的放大器（作为比较器用），输出直接接到由两个功率三极管接成的乙类互补对称功率驱动放大器的输入端，再反馈给振动管的激振线圈。

另外一路信号作为负反馈电路的输入，该信号首先经过一放大倍数为 50-100 的运放。图中 U2 和两个整流二极管接成半波整流电路，对信号进行整流，取得正弦信号的负半波，得到一个直流电压信号。该信号和 -3V 固定电压进行比较放大，输出信号经过一级 2 倍的反相放大，输出一个正的直流电压信号，该信号接到 U6 的正电源引脚。该信号再经过一级反相输出到 U6 的负电源引脚。仔细分析可知，该电路以比较放大器 U6 为核心，构成自动稳幅电路。实验表明，这种稳幅电路具有比较好的效

果。例如当振动管因外界干扰振幅减小时，稳幅电路能很快的使振幅恢复到原来的振幅值。

## 4.5 后处理电路及上位机

后续处理电路及上位机由相位差检测电路 (Part2)，微处理器系统 (Part3)，PC 机处理系统 (Part4) 等三部分组成。这部分的功能是在传感器给出两路有微小相位差的信号，及温度信号的前提下，对这些信号进行处理的系统。在前面的讨论中给出了相位差测量的基本原理和方法，并给出了提高测量精度的方法，但都没有涉及到 CMF 后续处理部分的软硬件设计方案，本章中将给出 CMF 相差检测电路的软硬件设计。由于本部分由另外一位同学负责，这里只简单介绍一下，使论文阅读者了解整个系统。

我们设计的 CMF 试验平台的主要功能是：

### 1 把来自前端信号电路经过一级

放大滤波的两路正弦信号进行整形，分离出相差信号，对此相差信号进行计数测量。

### 2 向上位机实时发送相差数据、温度数据、信号频率数据，上位机对这些信号进行整理分析并以图形方式显示出来。

图 4-14 的 Part2 部分为模拟信号处理单元，其功能是对前级输出的信号进行预处理，包括放大、整形，比较，相位差产生，高频时钟脉冲产生等功能。相位差的产生可以用计数的方法，也可以用积分的方法来实现，在我们的系统中采用的是计数的方法。Part3 部分是微处理器单元，其功能是运行监管程序，响应键盘命令、读取相位差、温度数据，将未经处理的原始数据送往 PC 机并在 LED 上显示。Part4 部分是 PC 机处理系统，其功能是对微处理器进行查询，获取原始温度，相位差数据，利用 PC 机强大的计算能力对数据进行分析，求得当前质量流量。由于以两倍信号频率采样，在短时间内数据量也是非常大的。为了长期保存数据，以备以后的分析使用，采用数据库技术存储原始数据和处理过的流量值。

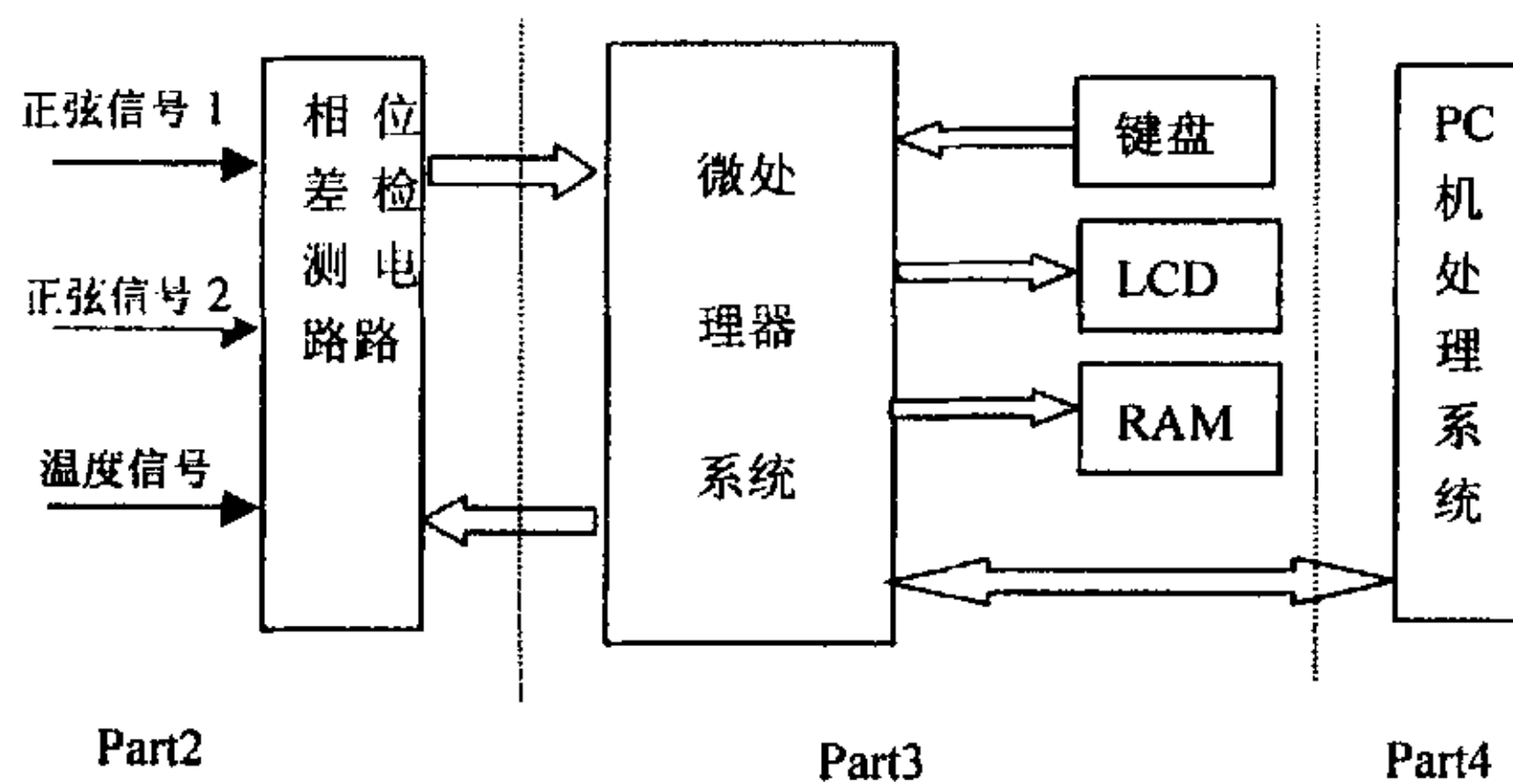


图 4-15 试验平台系统框图

## 5 实验及结果分析

### 5.1 实验平台

图 5-1 为实验平台示意图。角钢通过螺杆固定在桌子上，角钢上装有由钢块组成的夹具，两检测管就由这些钢块和螺杆以及螺帽固定起来。检测管的进口通过耐高压的塑料软管连接到空气压缩机。由于采用双管结构，气体进口有一个分流器，调节分流器的开关，尽量使进去两管的气流均匀。在检测管的出口有汇流器，并且通过汇流器的阀门，可以调节管道内气体的压力。

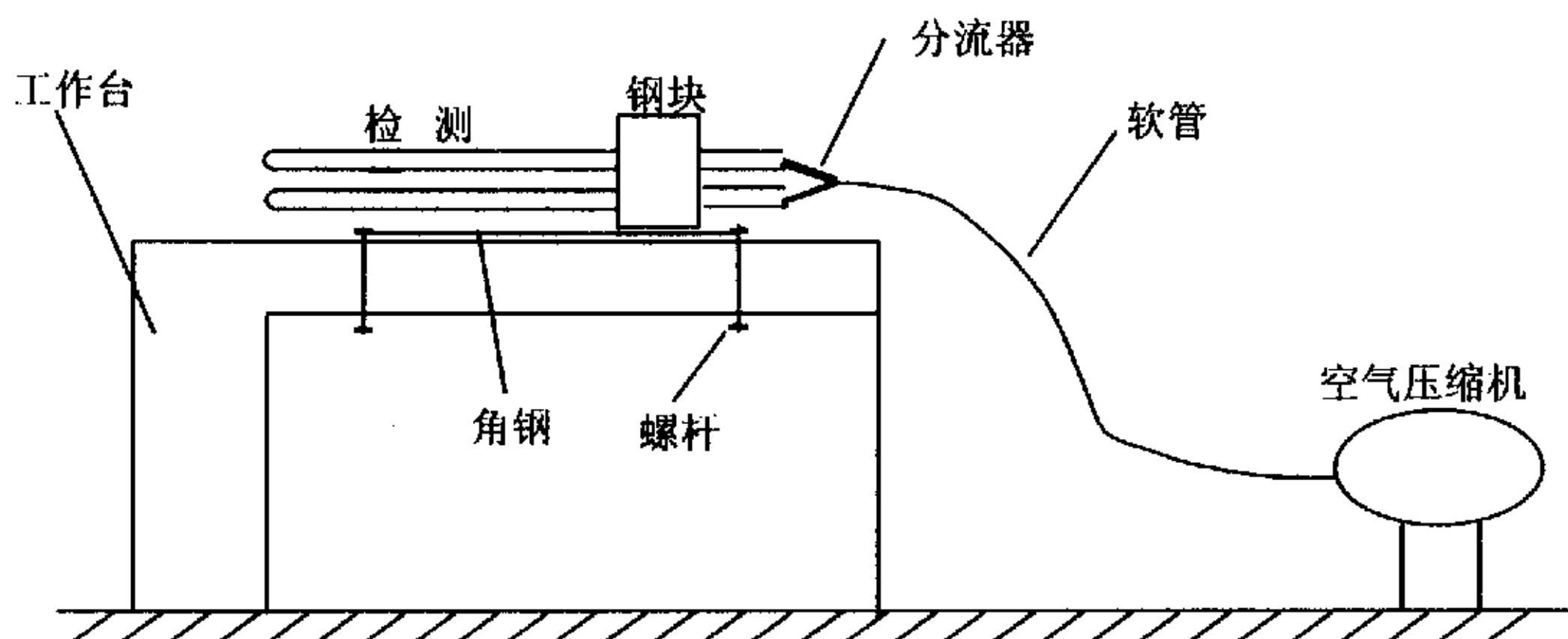


图 5-1 实验平台示意图

### 5.2 实验目的

在目前没有完整电路的情况下，将能从示波器观察到两路信号的相位差作为实验目的。

### 5.3 实验内容

#### (1) 激振实验

在整个实验平台建设好之后，我们首先进行了激振实验。将激振器线圈接到激振和稳幅电路，然后通电，振动管能马上振动起来，而且很快频率稳定下来，实现了检测管在自然频率的下的稳幅振动。开始时，我们将弹簧支架放置在圆弧管段和直

管段的交接处，此时通过示波器观测到拾振器输出正弦信号的频率为 25Hz，当把弹簧支架移动到靠近波纹管时，拾振器输出正弦信号的频率为 10Hz，而当弹簧支架放置在圆弧管段的弧顶位置时，振动管的振动频率为 40Hz。这与我们事先预想的振动频率有一定的差距，究其原因，是因为波纹管的加入降低了振动管的刚度，从而使得检测管的振动频率偏低。从振动稳定性来说，过低的振动频率是不好的。而使用波纹管取代刚性连接管的测量新方法，是为了使振动管的扭转更加容易和明显，以利于相差信号的检测。因此，我们考虑下一步实验，用直管取代 U 形管，这样，由于直管的刚度较大，在加入波纹管以后仍能保持较高的振动频率。

## (2) 瞬时高强度信号实验

将空气压缩机压力升至 0.6MP，关紧检测管出口处汇流器的阀门，然后打开空压机阀门，由于进入管内的气体不能很快释放出管道，造成管内高压维持了 0.5 秒左右，在此之后，气体迅速释放掉。这个过程可类比于阻容电路的放电过程，空压机是一个气容，而整个气流通路则是气阻。管内气压随时间变化的状况如图 5-2 所示。在这种情况下，在打开空压机阀门的瞬间，示波器器上两路信号出现一个 10 度左右的相位差，维持了大约 0.5 秒以后消失。

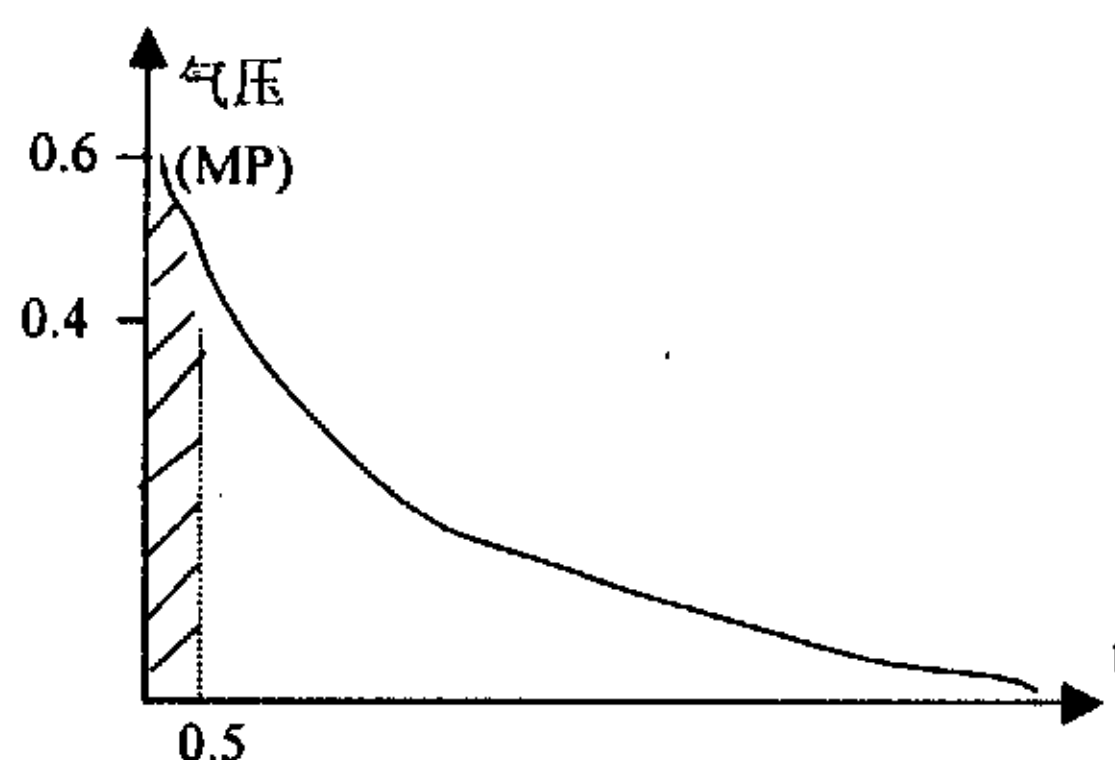


图 5-2 瞬时冲击下管内气流的压力变化

## (3) 恒定压力下通气实验

将空气压缩机压力升至 0.6MP，然后打开空压机阀门，在打开阀门的瞬间，气体迅速进入振动管，此时管内气压比较大。然后关上空压机阀门，随着气体从振动管出口放出，管内压力下降。接着当空压机内压力又升至 0.6MP，然后再次打开空压机阀



门, 管内压力再次上升. 如此反复, 空压机的这种控制方式称为位式控制, 在这种控制方式下输出的气流为脉动流. 管内气压随时间变化的状况如图 5-3 所示。

在这种方式下, 可以从示波器上观察到左右拾振器出来的两路信号基本上仍然保持同相位, 没有观察到明显的相位差信号

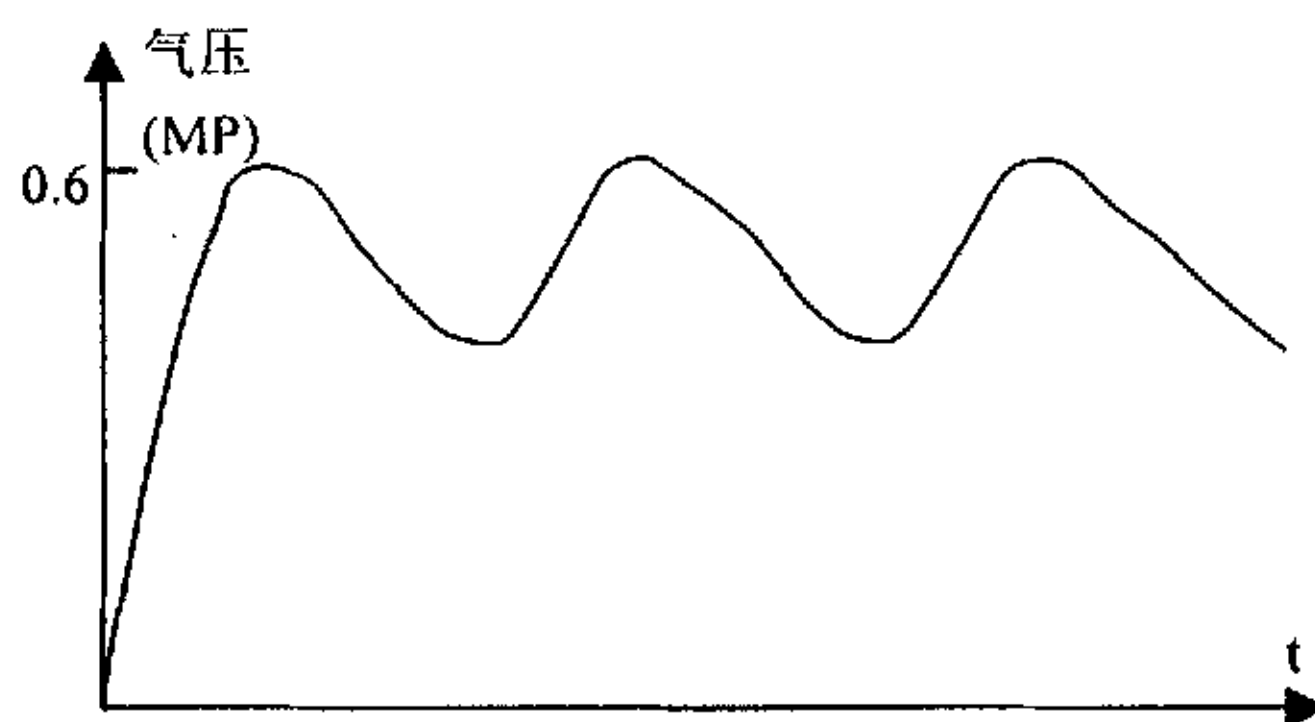


图 5-3 空压机位式控制方式下管内的脉动流

## 5.4 实验结果分析

瞬时高强度信号实验和恒定压力下通气实验结果表明, 在 CMF 中通以瞬时高强度气流时 ( $>0.4\text{MP}$ ) 时通过示波器就能观察到两路信号有相位差, 从而实现了我们最初的设想, 即通过以波纹管取代刚性连接管的测量新方法来提高系统的灵敏度, 达到可测量低压气体流量的目标, 是完全可以实现的。现对瞬时高强度信号条件下 CMF 的气体质量流量做一个估算。在空压机阀门打开 0.5 秒之后, 相位差消失, 此时管内压力降为  $0.4\text{MP}$ . 如图 5-2 示。

空压机内气体总质量为  $M$ , 根据热力学定理有:

$$PV=(M/\mu)RT \quad (5-1)$$

其中  $P$  为气压,  $V$  为气体体积,  $M$  为气体质量,  $\mu$  为空气摩尔质量 29,  $R$  为常数 8.31,  $T$  为气体开氏温度. 将  $P=0.6\text{MP}$ ,  $V=0.1\text{m}^3$ ,  $T=(273+20)\text{K}=293\text{K}$  代入 (5-1), 可求得空压机内空气质量为:

$$M=0.73\text{Kg}$$

气压随时间变化的曲线, 根据前面分析的类似于电容放电, 因此函数应该为  $Ke^{-t/\tau}$ , 设管内气压在  $0.6\text{MP}$  降落到  $0.4\text{MP}$  这段时间内, 流过管道的气体质量为  $M_g$ ,

$$Mg = \frac{\int_0^{0.5} ke^{-t/\tau} dt}{\int_0^{\infty} ke^{-t/\tau} dt} \cdot M \approx \frac{1}{20} M = 0.0365\text{Kg}$$

则气体质量流量  $Q_m = Mg/t = 0.0365\text{Kg}/0.5\text{s} = 0.073\text{Kg/s}$ .

此即为波纹管可测得的最小气体质量流量.

## 5.5 总结

通过此次课题研究, 我们基本达到了最初设想的目标, 但是由于实验条件和时间的限制, 我们暂时无法做更深入更多的实验和研究。比如, 由于实验台架的设计不够完善, 检测管和波纹管之间的焊接不够好, 造成了上下两根检测管的振动频率有微小的差别, 另外左右拾振器输出信号的波形不完全一致。另外由于实验室条件的限制, 我们无法进行液体流量测量的实验, 只进行了气体流量测量实验, 而且由于空气压缩机额定压力不够高, 我们只进行了较低压气体的测试。

通过这些工作, 我们得到了很有价值和鼓舞人心的结果, 也有一些经验和教训。在此基础上, 下一步, 我们将进行直管 CMF 的研究开发, 研究内容包括:

1. 确定灵敏度和可靠性综合指标最大意义下的检测管最佳结构和尺寸;
2. 高阶激振模式及一阶激振模式对比试验研究, 分析高阶激振模式对提高系统灵敏度的影响, 并确定最佳激振频率点;
3. 开发光纤式多点信号检测与处理技术, 研制完整的光机电一体化光纤传感机构;
4. 设计零点误差在线智能处理与校正系统硬件与软件技术;
5. 形成完整的全套核心关键技术, 并研制若干系统技术单元, 申报国家专利, 为下一步的应用开发奠定良好基础。

为达到上述目的, 有以下关键问题需要研究和解决:

1. 弹性检测管的横向(径向)弯曲变形的动态模型及计算公式的确定。此问题的解决拟采用先选用一定材料和机构及集合参数的检测管进行大量实验, 在实验数据基础上建立拟合函数关系, 从而为其他不同结构参数(如不同管径, 壁厚及长度)的检测管提供设计依据。

2. 由于流体介质的温度有较大的变化范围, 因此确定温度对检测精度的影响程

度并解决温度补偿问题是决定项目技术能否成功应用的一个重要因素。对此问题的解决拟采用由传统的检测绝对相差（时间差）改为检测相对全周期的相对相差（时间差），从而可望解决温度对精度的影响。

3. 检测管的灵敏度与其耐交变疲劳性能和耐介质压力之间是一大矛盾。此问题拟采用建立灵敏度最优函数并在交变疲劳和耐压约束条件下进行最优求解来解决。另外，实际设计上还可采用多层管来实现，大大降低上述矛盾的冲突性。

## 结束语

经过一年多的努力，虽然其间由于各种原因，工作进展有欠顺利，但最终还是完成了预定的研究目标。作者以上的工作只是实验性和阶段性的，虽然实验条件和设施有限，但仍然得到了令人鼓舞的结果，为进一步的研究开发奠定了良好的基础，我们对下一步的工作充满了信心，相信研制出先进的具有市场价值的 CMF 产品是为期不远的事情。

## 致 谢

首先，我应该感谢我的指导老师叶林老师。在本课题的研究开发中，我一直得到叶老师的精心指导和热情关怀。在学术方面，叶老师具有深厚的专业知识和敏锐的学术思想，同时拥有广博的知识面，他的指导使我的课题研究能坚持正确的方向，少走了很多弯路；另外，他在科学研究上的创新和开拓精神，严谨的治学态度以及对待工作和事业的执着勤奋，教会了我对待科学研究的正确态度。

其次，我应该感谢我的副导师张杰老师，他在整个课题研究过程中，在很多关键的地方给予了我关键的指导和建议。另外，还要感谢所长李昌禧老师，他在思想上给我的教诲和指导，让我受益很多，促进了我的成长和进步。

在课题开发和研究的过程中，我还得到了测控所其他老师的关怀和帮助，在此表示深深的谢意。

另外，还应该感谢很多同学的帮助，如李建军，梁子涛，姚剑，邓一星，李光等，他们在学业上给我的帮助使我能够顺利完成我的课题。

## 参考文献

- [1] 刘欣荣. 流量计. 水利电力出版社, 1984
- [2] 杨维明, 刘瑞复. 动态测试技术. 辽宁科学技术出版社, 1992
- [3] Yuko Yamashita. Development of Coriolis Mass Flowmeter in Custody Transfer ,  
Isa Transactions, 1994
- [4] J.T.Grmski and R.A.Bajura. Performance of A Coriolis-Type Mass Flowmeter in  
The Measurement of Two-Phase(Air-Liquid) Mixtures , Isa Transactions, 1994
- [5] 李传经等. 正确评价科里奥利流量计. 自动化仪表, 1992. (10)
- [6] 邵朋诚等. 流量测量仪表. 工业仪表与自动化装置. 1995.(3)
- [7] 朱德祥等. 流量仪表原理与应用. 华东化工学院出版社, 1992.
- [8] Data sheets. published by Micro-motion. Rosemount , E+H.
- [9] 郭会. 双直管科氏质量流量计传感器设计理论研究. 仪表技术与传感器,  
1997(2)
- [10] R.S.Medlock Mass flow measurement-a state of the art review , Measurement
- [11] J.Hemp. A Theoretical Investigation Into The Feasibility of Coriolis Mass  
Flowmeter For Low Density Fluids, Flomek096.
- [12] 康华光. 电子技术基础(第三版)模拟部分. 高等教育出版社, 1985, 5
- [13] F.Cascetta. A Coriolis mass flowmeter based on a new type of elastic suspension.  
Measurement. Vol 7 No.4, 1989.
- [14] 任冠众等. 相位测量技术, 电测与仪表, 1990.9
- [15] 石米德等. 机械参数电测技术. 上海科学技术出版社, 1981.6
- [16] 叶林. 华中理工大学硕士生毕业论文, 1988
- [17] G.Sultan and J.Hemp. Modelling of Coriolis Mass Flowmeter. Journal of Sound and  
Vibration.1989.32(3):473-489
- [18] 官本诚. 科氏力质量流量计的结构和应用. 自动化仪表, 1977.11
- [19] G.Sultan.Single straight-tube Coriolis Mass Flowmeter.Flow Mass Instrum, 1992,  
3(4):241-246

- [20] 张鹏等. 质量流量计测量液体密度的特性分析. 工业仪表与自动化装置, 1995.5
- [21] H.Raszilier. P.durst.Coriolis-effect in mass flow metering. Archive of Applied Mechanics, 1991(61):192-214
- [22] 李昌禧, 刘健荣. 检测系统动力学. 华中理工大学仪表教研室, 1988
- [23] 王家桢. 传感器与变送器. 清华大学出版社, 1996
- [24] 徐恕宏. 传感器及其设计基础. 机械工业出版社, 1988
- [25] H.Raszilier, N.Alleborn F.durst. Effect of concentrated mass on Coriolis flowmetering, Archive of Applied Mechanics.1994(64):373-382
- [26] U.lange. Effect of detector masses on calibration of Coriolis flowmeters, Flow Mass Instrum.1994, 5(4):255-262
- [27] F.Coscetta. ACoriolis mass flowmeter based on a new type of elastic suspension, Measurement.1989, 7(4):182-191.
- [28] 李德宝等. 振动测量与实验分析. 机械工业出版社, 1992.5
- [29] 金麟孙. 仪器计量误差理论. 上海科学技术出版社, 1983.2
- [30] 邹桂根. 仪器仪表可靠性设计. 上海交通大学出版社, 1990.9
- [31] 张佑峰. 谐波对相位测量的影响. 计量技术, 1998(2)
- [32] 纪爱敏 李川奇等. 科里奥利质量流量计研究现状及发展趋势. 仪表技术与传感器, 2001.(6)
- [33] H.Raszilier, V.Raszilier. Dimensional and symmetry analysis of Coriolis Mass Flowmeters.Flow Mass Instrum.1991.1(3):180-184.
- [34] 鲁柯. 影响科里奥利质量流量计测量准确度的因素.河南化工.2002.(5)
- [35] 胡燕祝,王仰东等. 科里奥利质量流量计在线连续测量流体密度的理论分析. 中国机械工程.2002.13.
- [36] H.Raszilier, N.Alleborn, F.durst. Mode mixing in Coriolis Flowmeters.Archive of Applied Mechanics.1994(64):373-382
- [37] F.Coscetta. A new straight - pipe Coriolis mass flowmeter:the mathematical model.measurement , 1991, 9(3):115-123
- [38] 祁立云, 蔡体菁等. 环形管科里奥利质量流量计的激振和信号检测. 传感技术

学报. 2001(14)

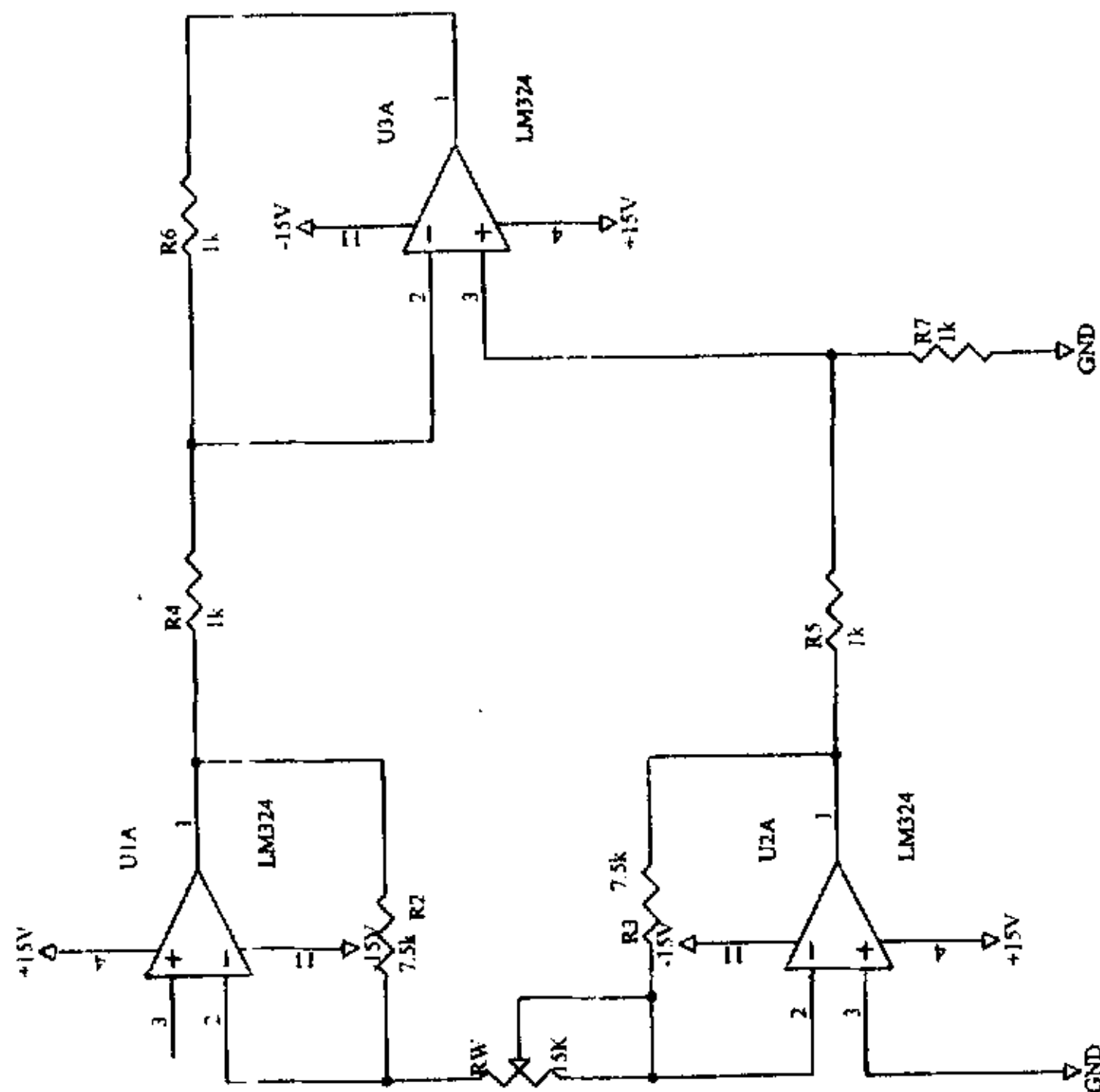
- [39] 任鸿威等. 质量流量计及其应用综述. 化工自动化仪表. 1997.24 (5)
- [40] 蔡武昌. 流量测量仪表现状和发展动向. 自动化仪表. 1996(2, 3)
- [41] 曹玉建. 科氏力流量计的应用. 工业仪表和自动化装置. 1995(2)
- [42] 季文美, 方同等. 机械振动. 科学出版社, 1985
- [43] F.Coscetta. A new type straight-pipe Coriolis mass flowmeter:the experimental characterisation.Measurement.1991, 9(4):176-180
- [44] 何丽华等. 科氏力质量流量计远程变送器 RFT 硬件电路剖析. 自动化仪表. 1997(10)
- [45] Furio Cascetta. Experimental invesigations upon the pressure effects on two Coriolis mass flowmeter of different generation.ISA Transactions.1999(38):136-149



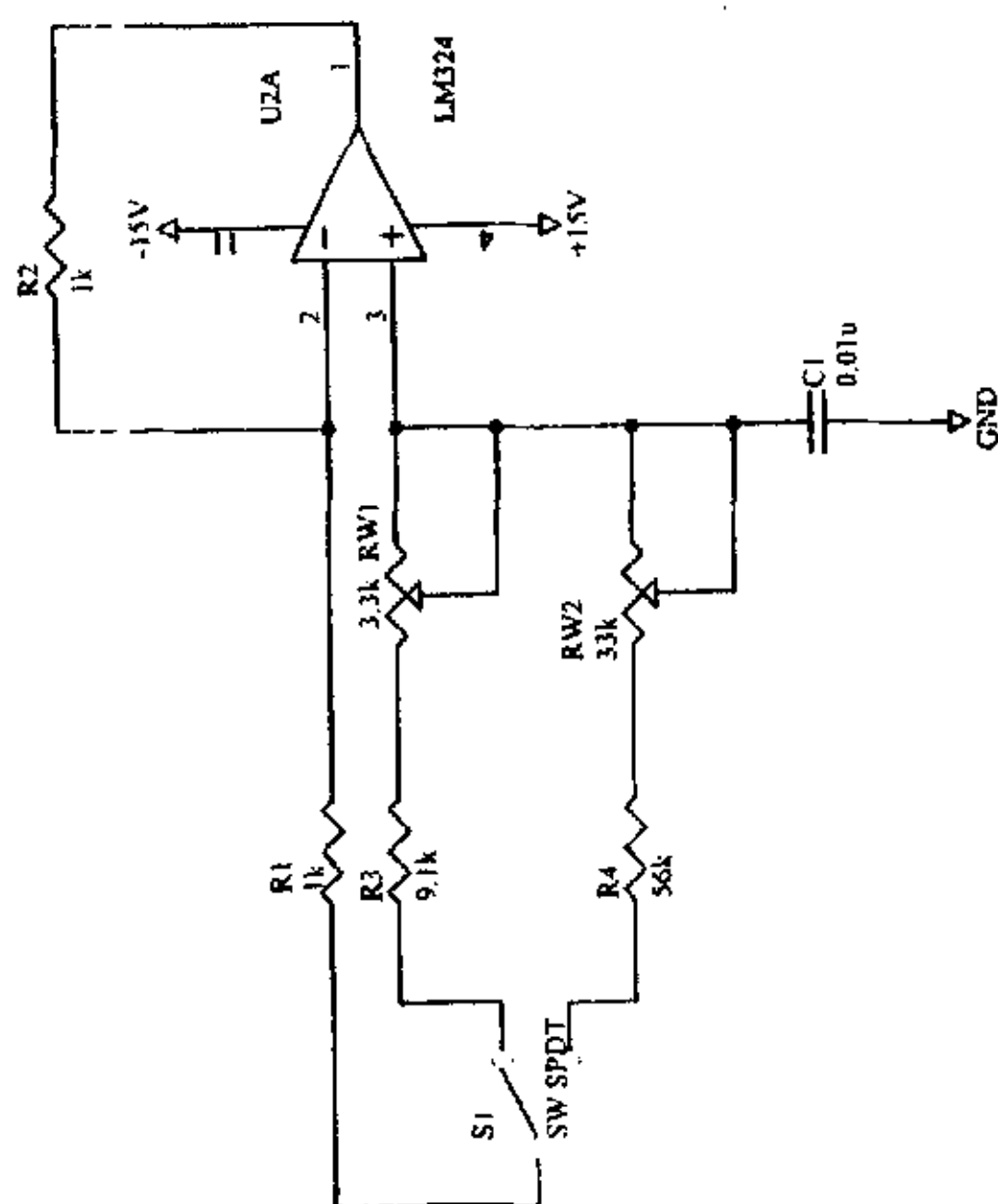
## 附录 I 作者研究生在读期间发表的论文

- [1] 《嵌入式以太网技术及其在工业测控领域中的应用》 仪表技术与传感器 2003 年第五期第 36 页

附录 II 放大电路和移相电路

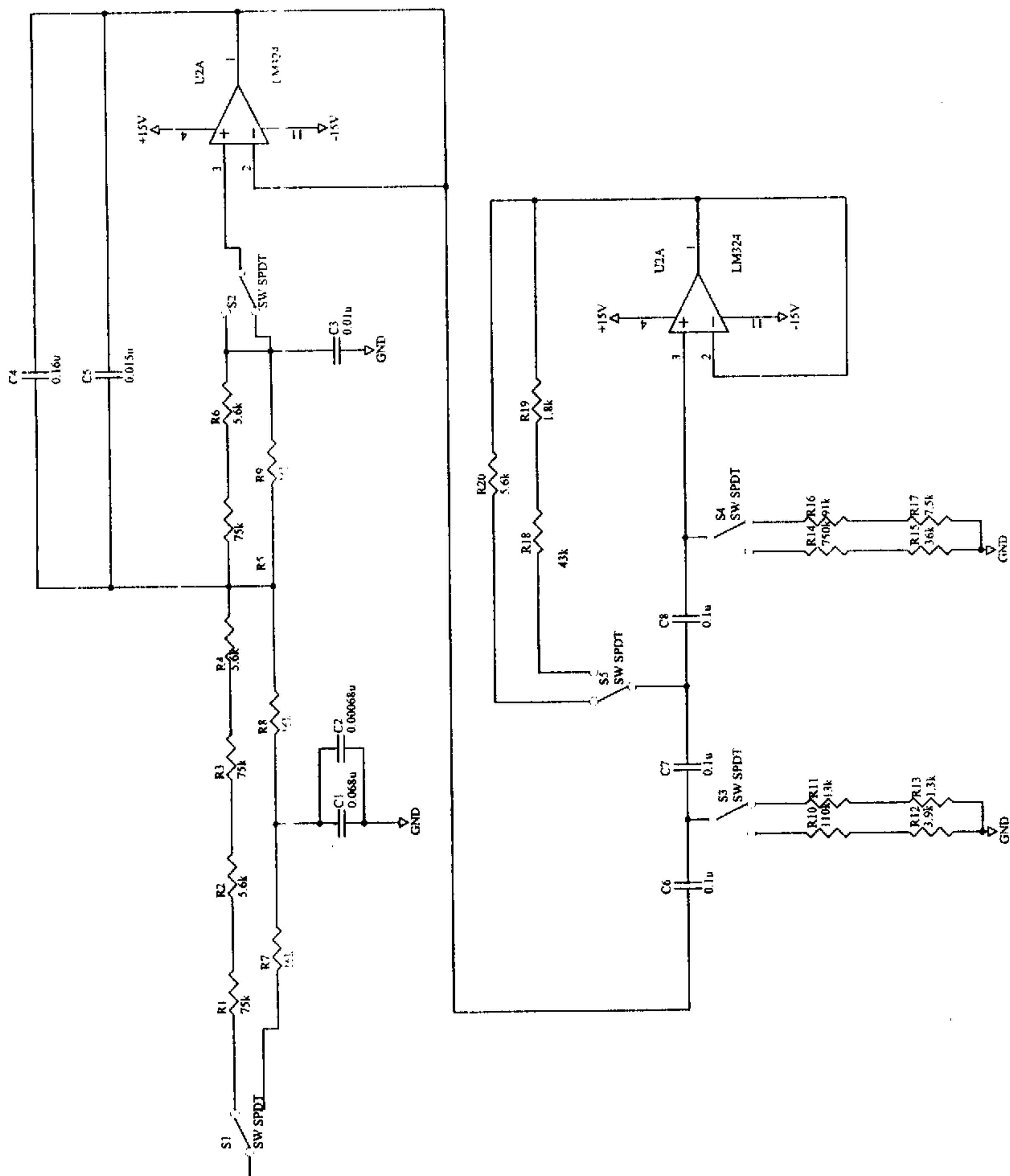


放大电路



移相电路

## 附录III 滤波电路



附录IV 激振和稳幅电路

