

| |
|----------------|
| 吉林大学 |
| 硕士学位论文 |
| 直流微弱电流自动测试系统研究 |
| 姓名：刘宝琦 |
| 申请学位级别：硕士 |
| 专业：电路与系统 |
| 指导教师：郭树旭 |
| 2002. 5. 1 |

摘 要

为解决各学科领域及工程技术中与微弱电流相关的高准确度自动化测试问题,世界著名的仪器公司相继开展了微弱电流测量技术的研究。美国 Keithley 仪器公司 6517A、642LN 型静电计的微弱电流测量技术代表了当今微弱电流极限测量技术领先水平,并在某些领域应用。而我国在该技术领域的水平与之相比差距较大。

国外仪器公司的产品尽管在技术水平处于领先地位,但仪器产品并不是微弱电流测量的专用设备。在许多领域,由于设备昂贵、软件技术等原因的限制,不能满足微弱电流信号相关的专门自动化测量。为此,我们进行微弱电流自动化测试系统(ATS)的研究,并在本文叙述。研究的主要内容包括:微弱电流测量理论的研究、可编程微弱电流测量仪的研制、ATS 软件包的研究和 ATS 微弱电流随机信号过程处理研究。

ATS 主要由可编程微弱电流测量仪、RS232 标准接口总线、ATS 软件包和计算机系统构成。它可完成 100mA-1fA 范围的直流微弱电流测量的自动测试,也可完成与低频电流信号和低频电流噪声相关的自动分析测试。

微弱电流测量理论包括了许多种测量原理。可编程微弱电流测量仪采用 T 型电阻负反馈扩展原理的测量理论构成放大电路,通过程控增益因子放大微弱电流信号。用 20-bit Σ - Δ 过采样原理电荷平衡式 A/D 转换器实现高精度模拟信号变。用单片计算机技术实现数字信号处理、放大器量程控制、接口控制和命令/数据通讯。

根据常微分方程通解建模理论和最小噪声功率随机信号参数估计理

论建立了非线性间接测量函数 - 微弱电流信号测量模型

$$I_x = AV = \sum_{i=1}^4 a_i V^{(i-1)}$$

在微弱电流信号处理过程中, 单片机根据测量模型计算间接测量的微弱电流示值。消除了运算放大器、可编程增益因子、A/D 转换器及线路结构非理想参数产生的非线性固有影响。利用低噪声模拟信号处理技术、高精度数字滤波技术和电磁屏蔽技术使仪器的分辨率达到了 1fA。

我们采用了美国 CEC 公司 Testpoint 测量软件编制生成了具有 ATS 测量控制功能和 ATS 信号分析处理功能的 ATS 软件包。

ATS 软件包的测量语言采用可编程仪器通用标准命令集 (SCPI) 面向电流信号测量。根据被测试电流信号规定测量命令内容, 规范了程序信息和测量响应信息的互换性, 规范了 RS232 标准接口总线对电流测量的 ATS 控制。

ATS 软件包的信号分析, 将测试过程视为高斯随机过程, 在平稳、遍历条件下, 用随机过程统计参数分析工具确定微弱电流信号过程的统计特性。用随机过程平均值和方差描述信号测量示值和极限灵敏度。采用随机过程统计, 本 ATS 达到了 0.5fA 灵敏度值。

用随机过程谱分析工具对电流信号过程自相关函数进行付立叶变换, 确定微弱电流信号功率谱、频率谱和噪声谱估计。依据频率谱、功率谱估计描述微弱电流随机信号不同频率分量的幅值和电流噪声。采用随机过程谱分析, ATS 观察到 0-2.6Hz 范围不同频率分量噪声谱和 0.17fA/(Hz)^{1/2}、0.03 fA/(Hz)^{1/2} 的低频电流总噪声, 并获得低频微弱电流信号和低频电流噪声的自动测试功能。

ATS 的测量不确定度分析与评定, 采用了与国际建议一致的方法。对应 100mA-1pA6 个电流量程范围, ATS 测量不确定度分别为 $0.1\%R \pm 5d$ - $2\%R \pm 10d$ 。评定结果与示值实验结果相符合, 满足本项研究技术指标的要求。

Abstract

To solve the problems of accurate automatic test Weak Direct Current (WDC) in the fields of science and engineering technology, many world famous instrument companies have developed studies on the measuring techniques of WDC. The measuring technique used by Keithley Instrument Inc. U. S. A. in model 6517A and model 642LN electrometer leads the world level in the area of measuring in extreme condition, and has been applied in some fields. Compared with the world top level, our domestic techniques in this field still have some distances to catch up.

Although the techniques used in abroad instruments have achieved the world top level, but this kind of instruments is not specially designed only for the measurement of WDC, they usually have many other functions. And usually, they are expensive. Besides, there are always some problems come from special software. In this case, the applications of these instruments are restricted in the special WDC automatic measurement. For this reason, we have made studies on the Automatic Test System (ATS) on WDC, successfully developed out the ATS, and got some satisfied test results using this ATS.

In this paper, we mainly described our studies on ATS. It includes: study on WDC measurement theories, development of WDC programming instrument, study on ATS soft package, study on signal processing of WDC random process in ATS.

The ATS consists of WDC programming instrument, RS232 standard interface bus, ATS soft package and computer system. The ATS can accomplish WDC automatic test in the range of 100mA-1fA. It can automatically both measure and analyze low frequency weak current and current noise.

The WDC measurement theory includes many principles. Each principle has different feature. Through our experiments and analyses, we think the principle here we adopted, the principle of negative feedback extension in T resistance network, is the most suitable for the ATS on WDC. According to this principle, we make an amplifier circuit to magnify the signal of WDC with the programmable gain factor. This instrument also adopts a 20-bit conversion technique to accurately convert WDC analog signal. This instrument also uses a single chip microcomputer (SCM) to process digital signal, control the gain of amplifier, connect the interface bus and program the communication of data/command.

Based on the model construction theory of general solution for n-order linear constant coefficients differential equation, and the parameter estimation theory of random current signal in the least noise power, we construct a function model of non-linear indirect measurement-WDC measurement model:

$$I_x = AV = \sum_{i=1}^4 a_i V^{(i-1)}$$

In the WDC signal processing, the WDC value is calculated by the SCM on the WDC measurement model. In this way, many non-linear and

uncertain influences are eliminated. These influences come from inherent factors of non-ideal parameters, such as those of the OP amplifier, the programmable gain factor, the A/D converter and the circuit structure, etc.

Due to the techniques of low-noise analog signal processing, accurate digital filtering and electromagnetic shielding be used in this study, the extreme measurement resolution of the ATS reached to 1fA.

The ATS soft package consists of Test Point Software (TPS, made by American CEC company) and Programming Software. The Programming Software is made by ourselves on the base of TPS, and it includes two sub-packages. One is ATS Programmable Measurement Software, another is ATS Signal Analyzing & Processing Software.

Focusing on the WDC signal, the measurement language of ATS Soft Package adopts Standard Commands for Programming Instrument (SCPI). Simultaneously, according to the WDC signal of a measurand, normalizes the contents of the programming commands and data. This language also normalizes the exchanges of ATS routine information and the measuring respond information. Besides, it normalizes the ATS programming of RS232 standard interface bus for measuring WDC. The sub-package, ATS Signal Analyzing & Processing Software, defines the measurement processing as Gauss random process. In stationary and/or ergodic random process, we use the statistic parameter analysis tool of random process to obtain WDC statistic parameter. Using mean value and variance of random process, we can express the measured value of signal and the extreme sensitivity of ATS. By using the random process statistics, the sensitivity of ATS has reached to

0.5 fA. Using in random process spectrum analysis tool, when make Fourier transform to the autocorrelation function of the current signal processing, we can get the estimations of power spectrum, frequency spectrum and noise spectrum in the current signal processing. According to these estimations, we can also express the component amplitude and the component current noise value in each frequency. By using the spectrum analysis of random process, in the range of 0-2.6Hz we observed the noise spectrum and low frequency general noise ($0.17\text{fA}/(\text{Hz})^{1/2}$, $0.03\text{ fA}/(\text{Hz})^{1/2}$) in each frequency component. Simultaneously, we got the automatic test function of the weak current signal and current noise in low frequency.

The methods adopted analysis and evaluation of uncertainties of the ATS in measurement is accord with that of international recommendation. In 6 ranges of current from 100mA to 1pA, the accuracy of ATS is ($0.1\%R \pm 5d$)-(2% $R \pm 10d$) respectively. The evaluation result of uncertainty in measurement corresponds to that of our result, and the specification of this study.

吉林大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交学位论文，是本人在指导教师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名： 刘宝琦

日期： 2002 年 5 月 19 日

第一章 前 言

科学技术的进步使电子信息科学得到了日臻完善的进展,同时又提出了更高的要求。尤其是在极端条件下获取某些微弱信息量,已成为深化认识世界的重要手段。无疑也是当今电子信息科学的前沿课题和尖端领域。按现阶段对物质能量信息转换处理能力的认识,物质的物理、化学、生物效应总要以守恒定律、物质定律转换成某种可用信息。狭义来说,转换成易于传输的电量信息^[1]。因此,在极端条件下的微弱电流量作为一种电量信息与众多物质效应具有客观的能量信息联系,就成为人们深化认识世界物质效应的手段。微弱电流量极端测量、电量信息传输处理的研究成果也成为人们不断关注的对象。研究成果的不断进展形成了电子信息科学中较重要的分支学科。多种微弱电流测量理论研究,物质效应过程中微弱电流发生机理的研究,微弱电流测量过程中影响因素的研究,构成了微弱电流极限测量研究的基本内容。近年来,随着计算机技术、自动化测试技术、微弱电流信号处理技术的发展,微弱电流量自动测试系统,微弱电流信号自动分析系统,已成为近代微弱电流信号测量技术研究的重要内容。

多年来,世界著名仪器公司、科研机构的科技工作者相继开展了微弱电流量极限测量的研究工作,为微弱电流量测量研究的进展做出了贡献。使过去视为不可测量的微观现象或弱相互作用变为现实研究成果。微弱电流测量技术在各学科领域中获得推广应用,大大推动了物理学、电化学、生物学、医学、光/电子学、电离辐射化学以及广泛的工程技术领域等学科的发展^{[25] - [28], [33] [34] - [36]}。

§ 1.1 微弱电流测量理论

按弱电流测量技术进展的历史过程, 归纳起来, 微弱电流量测量理论主要有以下几种原理。

§ 1.1.1 动圈磁电系检流计原理

微小电流接入磁电系机构的动圈线圈时, 偏转运动方程为

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + w\alpha = \psi_0 I_x \quad (1.1)$$

式中: J — 动圈转动惯量; α — 动圈偏转单位角度(弧度); P — 阻尼系数; ψ_0 — 动圈偏转 α 时穿过它的交链磁通; w — 游丝反作用力矩。

当动圈偏转平衡时,

$$\frac{d\alpha}{dt} \approx \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = 0 \quad (1.2)$$

确定微小电流的机理方程式为

$$I_x = (w / \psi_0) \alpha_c = c_1 \alpha_c \quad (1.3)$$

式中: c_1 — 电流常数(A/mm); α_c — 动圈稳定偏转量。

电流常数一般可达 1nA/mm。因此, 检流计测量微小电流的能力为 0.5nA - 500nA。由于大地振动, 动圈附近空气分子布朗运动以及动圈回路热噪声电压会引起零点不稳定, 若再提高测量能力受到限制。

§ 1.1.2 光电放大式检流计原理

在磁电系检流计基础上, 利用动圈偏转把光反射到光电池上, 根据伏打效应激发电池电流。将光电流接入二次检流计, 通过光电放大式检流计测量微小电流。光电放大的物理方程式为

$$I_p = 2khI\alpha = 2khIc_1I_x = (2khI/s_1)I_x \quad (1.4)$$

式中: I_p — 光光伏打效应电流; k — 光电池灵敏度;

h — 通光孔高度; l — 动圈反射至光电池间光程。

确立微小电流的机理方程式为

$$I_x = I_p / (2 k h l C_{11}) = A_o I_p = A_o C_{12} \alpha_c \quad (1.5)$$

式中: A_o — 光电放大倍数(一般为 $10-10^3$ 倍)。

由于光电放大作用, 微弱电流测量能力为 10pA 。

§ 1.1.3 双静电计真空管原理

微小电流在高值电阻 R 上产生的电压信号, 经高输入阻抗静电计管或工作在静电计状态的真空管构成的放大器电路放大后, 可用检流计读取微小电流值, 如图 1.1 所示。

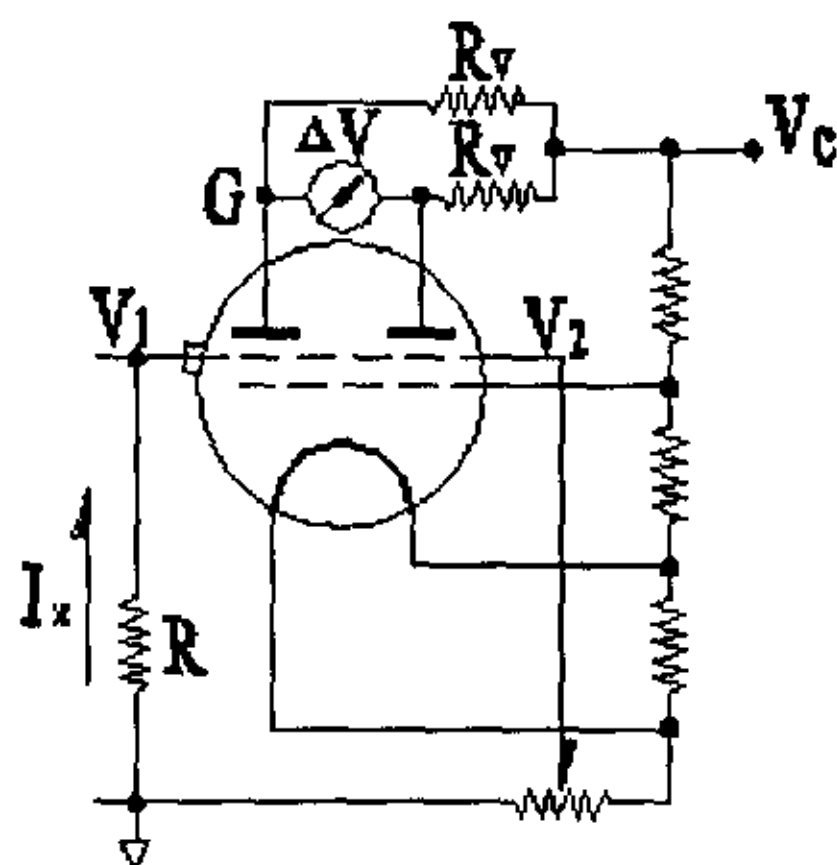


图 1.1 双静电计真空管电流放大器原理

双静电计管差分放大的物理方程式为

$$\Delta V = \mu (V_2 - R I_x) \cdot R_v / (R_v + r) \quad (1.6)$$

式中: μ — 静电管放大系数; r — 内阻; V_2 — 第二栅极控制电压。

确立微小电流的机理方程式为

$$I_x = (V_2 / R) - [(R_v + r) / \mu R R_v] \cdot \Delta V \quad (1.7)$$

双静电计管放大原理可测量 $1\mu\text{A}-1\text{pA}$ 微小电流。然而静电计管放大系数小, 管子跨导小, 它仅能用检流计读数。此外, 高值电阻热噪声、

阴极灯丝照射栅极产生的光效应、阴极电压高于电离电位电离的离子流，以及栅—阴极间的电导离子流和绝缘电阻都将影响微小电流测量，提高测量准确度和分辨率受到限制。

§ 1.1.4 变容二极管自激振荡式调制放大器原理

变容二极管电容会随所加反向电压而变化，同时反向漏电流极小。利用这种器件特性设计振荡器式调制器，对微小电流调制放大可形成一种微小电流测量原理，如图 1.2 所示。

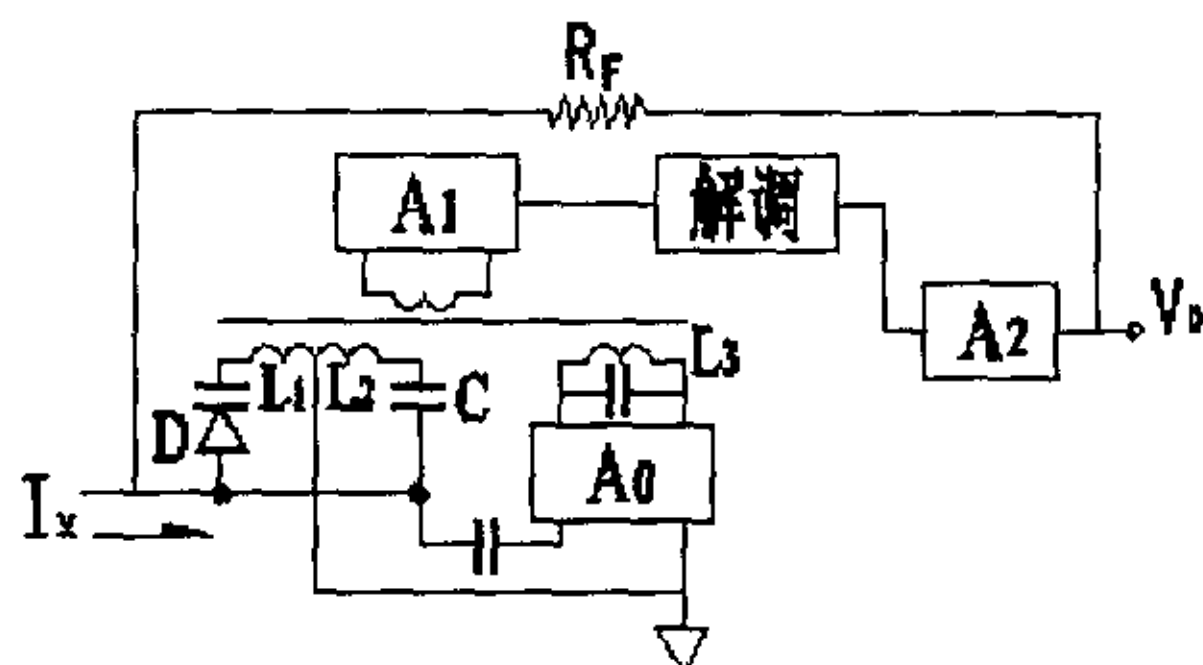


图 1.2 变容二极管自激振荡式调制放大器原理

变容二极管 D、电容 C 和电感 L_1 、 L_2 组成振荡电桥。当微小电流接入时，由于 D 电容量的变化，电桥输出电压随之变化，经 A_0 交流放大后，感应线圈 L_3 与 L_1 、 L_2 耦合的正反馈过程，建立了电桥的自激振荡，振荡电压调制了微小电流信号。又由感应线圈 L_4 耦合、 A_1 交流放大、解调和 A_2 直流放大后，得到输出电压 V_0 。

$$V_0 = -A_0 A_1 A_2 R_F I_x \quad (1.8)$$

确立微小电流值方程为

$$I_x = k V_0 \quad ; \quad k = -1 / A_0 A_1 A_2 R_F \quad (1.9)$$

自激振荡频率为 465kHz 时，微小电流测量能力可达 0.1pA。此种原

理由于电流测量范围与自激振荡频率成正比，电阻热噪声、器件噪声、器件频率特性客观影响，使电流测量能力、测量准确度提高受到限制。

§ 1.1.5 对数放大器原理

双极型晶体管静态工作区的特性可用下式描述

$$I_c = I_s e^{qV_{be}/kT} \quad (1.10)$$

或

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s} \quad (1.11)$$

式中： k — 波尔兹曼常数； I_s — 假设的饱和电流

利用 V_{be} 与 I_c 之间的非线性关系，接入运算放大器负反馈回路，可构成能测量微小电流的对数放大器原理电路，如图 1.3 所示。

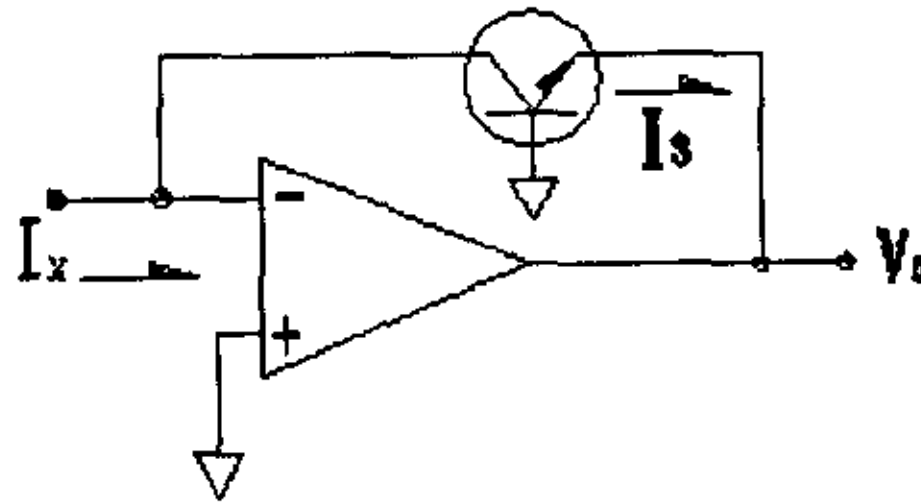


图 1.3 测量微小电流的对数放大器原理电路

由图 1.3 可见，因为 $I_x = I_c$ ； $-V_{be} = V_o$ 。所以

$$V_o = -\frac{kT}{q} \ln \frac{I_x}{I_s} \quad (1.12)$$

V_o 与 I_x 的关系满足非线性对数关系。确立微小电流 I_x 的方程式为

$$I_x = I_s e^{-qV_o/kT} \quad (1.13)$$

对数放大器的微小电流测量能力可达 pA 量级，但测量电流受集电极电压和结间相应漏电流影响。另外，温度相关性、对数一致性、反馈稳

定性影响较大。实际电路中采用差值比例对数放大器, 利用内附电流源 I_1 和 $I_2=I_1 e$, 通过对 I_1 、 I_2 、 I_x 分别测量, 消除 I_s 和 kT/q 的影响, 确立微小电流的机理方程为

$$I_x = I_1 e^{\Delta V_1 / \Delta V_2} \quad (1.14)$$

式中: ΔV_1 — I_1 与 I_x 间对应的输出电压差值; ΔV_2 — I_2 与 I_1 间对应的输出电压差值。由公式可见微小电流测量取决于内附电流源 I_1 和 I_2 准确性。若满足机理要求, 电路将要复杂的多。

§ 1.1.6 并联输入同相放大原理

微小电流在高值电阻上产生的电压信号, 并联到高输入阻抗同相运算放大器输入端进行放大, 可构成并联输入同相放大原理, 如图 1.4 所示。

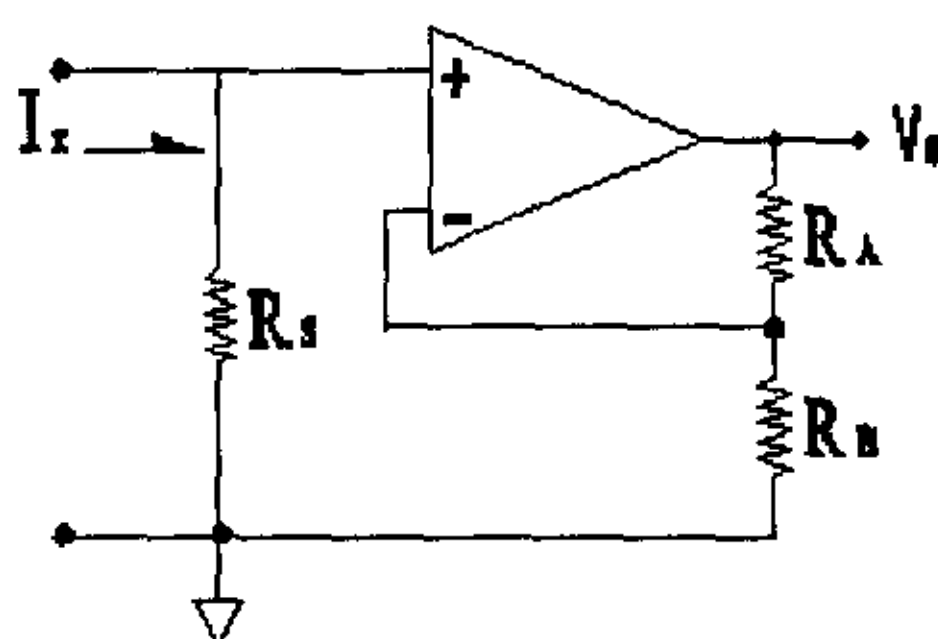


图 1.4 测量微小电流的并联输入同相放大原理

其机理方程式为

$$V_o = I_x R_s (1 + R_A / R_B) \quad (1.15)$$

利用电压测量确立微小电流量的方程式为

$$I_x = \frac{V_o}{R_s} \left(1 - \frac{R_A}{R_A + R_B} \right) \quad (1.16)$$

§ 1.2 微弱电流测量技术水平与进展

基于上述测量原理、理论实现的微弱电流测量设备和世界著名仪器公司研制的微弱电流测量设备产品代表了当今微弱电流测量研究成果和研究水平。国外主要产品技术水平比较见表 1.1。

表 1.1

| 国别 | 公司 | 型号 | 准确度 | 量程 | 分辨率 |
|-----|-----------|-------|-----------------------|-------------|--------|
| 美国 | HP | 3458A | 30ppmR+400ppm • Range | 100nA | 1pA |
| 英国 | DATRON | 1281 | 100ppmR+2ppm • Range | 100 μ A | 100pA |
| 美国 | Keithley | 2002 | 500ppmR+25ppm • Range | 200 μ A | 10pA |
| 美国 | Keithley | 6517A | 1%R+30d | 20pA | 100aA |
| 美国 | Keithley | 487 | 0.3%R+500fAd | 2nA | 10fA |
| 美国 | Keithley | 642LN | 1.5%R+6d | 1pA | 10aA |
| 加拿大 | Guildline | 6500A | 50%R | 100fA | 10fA |
| 美国 | QuadTech | 1865A | 10%R+2pA | 100 pA | 100 fA |

由表 1.1 可见,美国 Keithley 公司研制的 6517A 静电计、642LN 静电计不仅技术指标较高(准确度达到 1%-1.5%;分辨率达到 100aA-10aA),而且具有可编程功能,可通过标准接口总线接入自动测试系统,实现自动化测量。测量结果通过分析处理便于深化应用。它代表了当今微弱电流极限测量技术的国际领先水平。在许多学科领域,Keithley 公司的产品占据了主要应用地位。

我国对微弱电流测量技术的研究起始于二十世纪六十年代初期。相继研制出动圈式磁电系检流计、光电检流计、静电计式真空管微电流测量仪、电离真空规离子流测量仪等经典式微弱电流测量仪器。但采用近代原理实现微弱电流测量仪器不多见。国内科技文献中所见关于微弱电流测量研究的报导中^{[16]~[21][24][32][37]},测量分辨率普遍在 1nA-10pA 水平。近年来,有研制测量分辨率达到 10 fA 微电流放大器的报导^{[29][31]}。中科院近代物理所研制“高阻运放组件弱电流测量仪及高阻标定”成果^{[32][37]},福建龙溪无线电厂申请的微电流计专利^[30],报导其极限灵敏度可达到

0.5 fA 和 0.1fA。但未报导测量准确度。目前未见能实现可编程测量的报导。国内有关微电流测量相关产品见表 1.2。

表 1.2

| 名 称 | 型 号 | 准 确 度 | 量 程 | 分 辨 率 |
|-----------|--------|-----------------|-------|----------|
| 高绝缘漏电流测量仪 | RP2680 | 20% | 100pA | 1pA |
| 超高阻/微电流测量 | ZC36 | 2.5 级 \pm 20% | 1pA | 10fA |
| 检流计 | AC9 | | | 0.3nA/格 |
| 光电检流计 | AC11 | | | 0.03nA/格 |
| 标准真空计 | FBDZ | | 1pA | 1pA |

由此可见，我国微弱电流量测量技术和产品仅停留在采用经典原理的水平。技术指标(准确度、分辨率)与国外同类产品相比差距较大。在数字化测量和自动程控功能方面也存在较大差距。

随着各学科领域研究水平的不断进展，对微弱电流量准确、高分辨率自动化测量，对测量结果快速方便、深化分析都提出了迫切需要。为满足

众多学科领域的需求，推动微弱电流自动测试技术的进步，我们开展了微弱电流自动测试系统的研究。本论文提供的研究成果采用 T 型电阻网络负反馈扩展原理微弱电流放大器、20 位 A/D 转换器、单片机技术和参数估计理论，实现可编程微弱电流测量仪。测量范围:100mA-1fA；测量准确度：0.1%R-2%R；分辨率: 1 fA；极限灵敏度:0.5 fA。并通过 RS232 标准接口与计算机连接。采用 Testpoint 软件和标准命令集，编制了测控软件，构成了微弱电流自动测试系统。该自动测试系统可按不同测量目的要求。发布程控测量命令，完成微弱电流自动测量、测量数据分析处理、微弱电流信号付里叶变换、微弱电流信号各分量频率谱分析、幅值相位谱(弧度)分析、低频电流噪声分析以及随机平稳过程的各态历经时域统计参数(均值、方差、相关函数、功率谱)分析。

第二章 可控微弱电流测量仪

§ 2.1 设计思想及主要技术指标

研究微弱电流可控测量技术的主要目的是解决各学科领域及工程技术中与微弱电流量相关的自动化测量问题。因而，我们研制的微弱电流测量仪在设计思想上，除保证要在技术指标（范围、准确度、分辨率）满足众多应用的较高要求外，还考虑到仪器应具备可控测量功能。样机操作功能简单实用，便于组成自动测量系统(ATS)。使原来需要用硬件或不易实现的测量，通过增强软件功能实现完成。通过测量序列的数据拟合、平滑、滤波，降低固有因素影响。利用 ATS 软件包对测量数据的快速付立叶变换（FFT）及谱分析（频率谱、相位频、时间谱）获得测量随机过程统计参数（均值、方差、残差功率谱）。以用于微弱电流量相关的物质效应的极限测量和测量数据分析（如电流噪声测量和噪声测量数据分析）。

如上所述，目前能实现微弱电流测量理论的原理方案有许多种。我们通过对诸多测量原理的理论分析与试验，认为每种测量原理有各自的特点。综合考虑，根据目前运算放大器和数字信号处理器件的水平，我们认为采用 T 型电阻网络反馈扩展原理构成的微弱电流放大器和 20bit $\Sigma-\Delta$ 原理电荷平衡式 A/D 转换器、单片计算机构成的数字信号处理电路，是满足我们设计思想，实现主要技术指标最为理想的技术方案。技术方案中可通过单片机对微弱电流放大器进行程控操作，与上位计算机进行通讯，从而实现可控自动测量、自动数据处理功能。

根据上述设计思想实现的可控微弱电流测量原理方案。见图 2.1

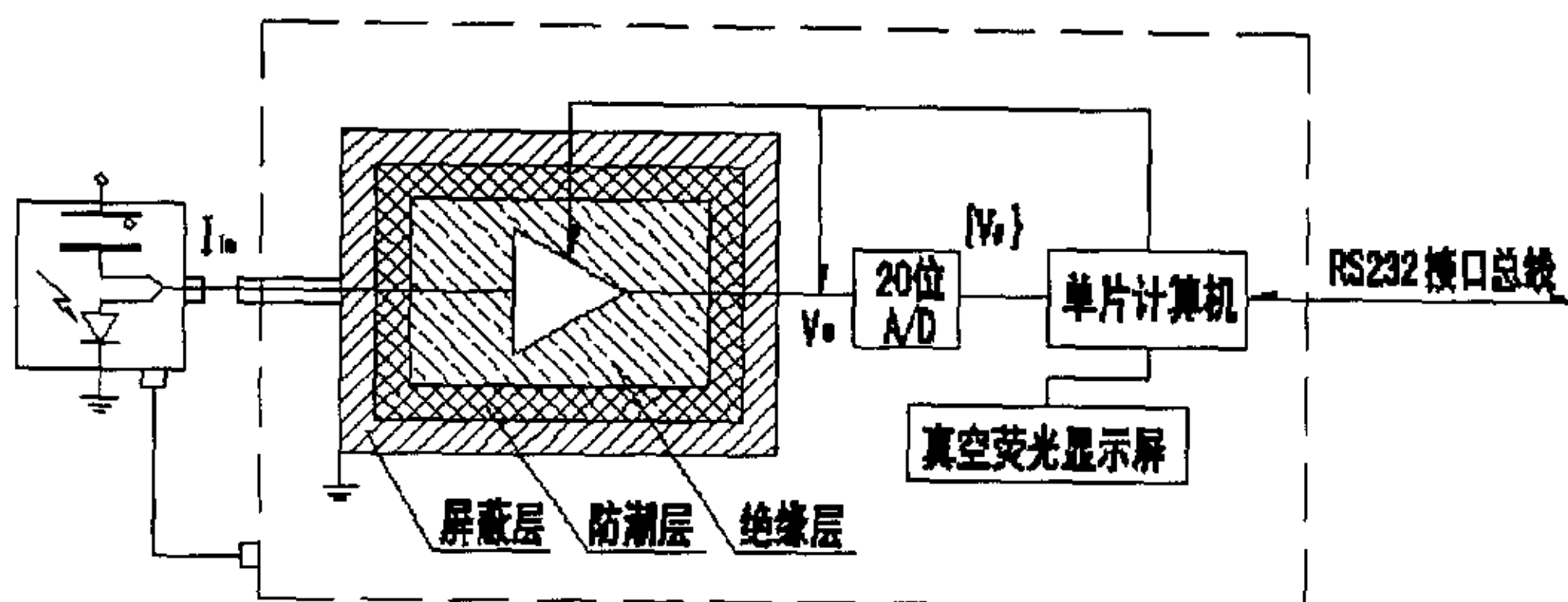


图 2.1 可编程微弱电流测量原理方案

微弱电流量接入电路后，首先由微弱电流放大器对电流量放大，并进行电压转换。放大器增益受单片机自动控制，电压信号经 20 位 A/D 转换后，变为数字信号 $\{V_0\}$ 与单片机进行接口通讯。单片机采集数字电压后，按非线性间接测量函数：

$$\{I_x\} = \sum_{i=1}^4 a_i \{V_0\}^{i-1} \quad (2.1)$$

计算电流值，由点阵式真空荧光屏显示电流值，向计算机接口传输测量值。

除此之外，微弱电流测量过程中，许多因素都将对测量原理产生影响。影响因素可能来自于测量系统内部，如放大器输入偏置电流，也可能来自于测量系统外部，如静电摩擦机械力效应。影响因素产生微弱电流的机理较复杂。因此，在技术方案中，还要针对具体实际电路和环境条件对影响因素的降低，消除给予充分考虑。利用屏蔽理论和低噪声电子设计理论，通过合理设计消除电磁干扰，降低噪声影响。

本项研究构建的微弱电流测量仪的主要技术指标见表 2.1

表 2.1

| 量 程 | 准 确 度 | 分 辨 率 |
|------------|-----------------|-----------|
| 100mA | $0.1\%R \pm 5d$ | $1 \mu A$ |
| 1mA | $0.1\%R \pm 5d$ | 10nA |
| $10 \mu A$ | $0.1\%R \pm 5d$ | 100pA |
| 100nA | $0.2\%R \pm 5d$ | 1pA |
| 100pA | $1\%R \pm 10d$ | 1fA |
| 1pA | $2\%R \pm 10d$ | 1fA |
| 极限灵敏度 | 0.5fA | |

§ 2.2 原理分析

§ 2.2.1 微弱电流放大器原理分析

微弱电流放大器是单片 JFET 输入级静电计运算放大器组成的 T 型电阻网络反馈扩展放大电路^[1]。见图 2.2

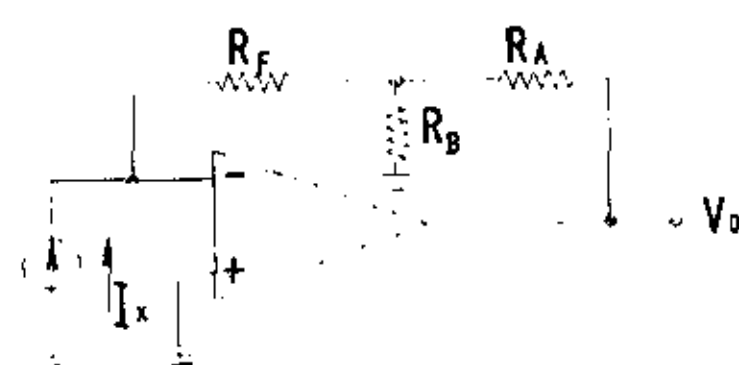


图 2.2 微弱电流放大器原理图

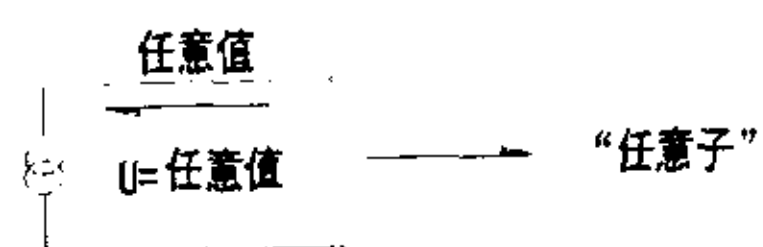
对理想放大器而言，设运算放大器的输入电流为零，即输入阻抗为无穷大，它不会从外部电流索取任何电流。此时定义其输入端状态为“零子”。



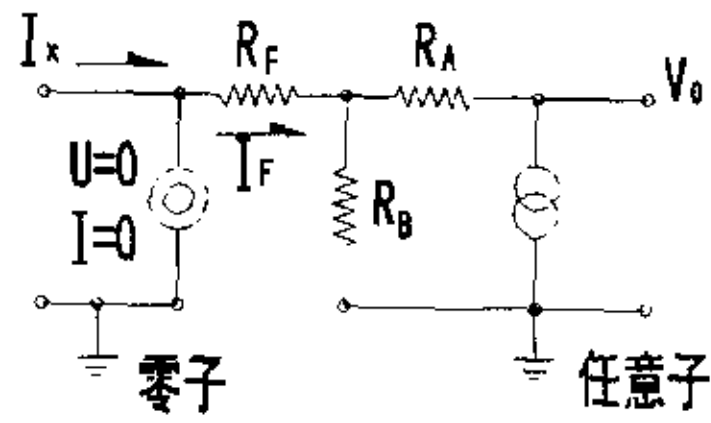
设运算放大器的差动输入电压为零，其输入电压为任意有效值。

$$V_o = K_o(j\omega)(U_+ - U_-) \quad (2.2)$$

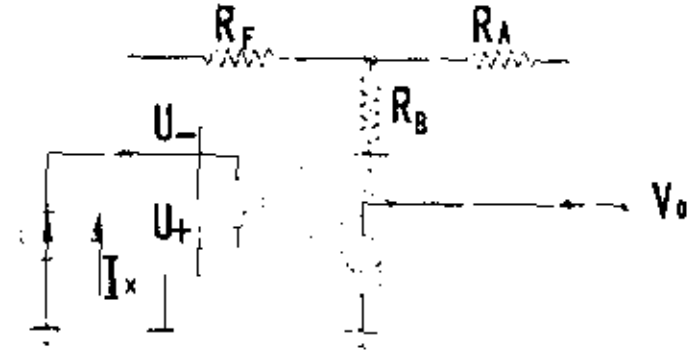
因而，单极点频率特性 $K_o(j\omega)$ 在任意足够大，差动输入电压满足 $U_+ - U_- = U$ 时，定义输出端为“任意子”。



用“零子”、“任意子”表示的理想运算放大器为：



用“零子”、“任意子”表示的等效电路为：



由“零子”定义 $U_i = 0$; $I_x = I_F$

由“任意子”定义

$$I_F = -(V_o \frac{R_B}{R_A + R_B}) / R \quad (2.3)$$

$$V_o = -I_x R_F (\frac{R_A + R_B}{R_B}) \quad (2.4)$$

$$V_o = -I_x R_F (1 + \frac{R_A}{R_B}) \quad (2.5)$$

因此，微弱电流测量的机理方程式为

$$I_x = -\frac{V_o}{R_F} (\frac{R_B}{R_A + R_B}) \quad (2.6)$$

式(2.5)和(2.6)表明，在理想特性条件下，放大器增益

$$G = V_o / I_x = -R_F (1 + R_A / R_B) \quad (2.7)$$

仅与外部 T 型电阻网络有关，而与放大器本身参数无关，选用不同 T 型网络电阻比值，即可得到不同增益扩展。由于电阻比值精度较高、稳定

性较好，闭环增益精度和稳定性也会很高。此外，与负反馈电流/电压转换原理相比较，由于因子 $(1 + R_A/R_B)$ 的放大作用，可适当降低 R_F 的放大作用，从而使T型网络避免采用高值电阻。这样不仅减少了热噪声(Johnson noise)影响，而且也减少了对运算放大器输入偏值电流的影响。

§ 2.2.2 微弱电流放大器增益可控原理分析

由于在1fA-100mA范围进行微弱电流量的可控测量。因此，要对微弱电流放大器增益程控。增益的程控主要通过单片计算机的程序，控制继电器切换T型电阻网络的不同阻值，从而获得不同的 R_F 放大因子和 $(1 + R_{Aj}/R_B)$ 放大因子，得到六个量程的放大器增益：

$$G_{ij} = -R_{Fi} (1 + R_{Aj} / R_B) \quad (i=1, 2, 3 \quad ; \quad j=1, 2, 3) \quad (2.8)$$

放大器增益可控原理如图2.3所示。

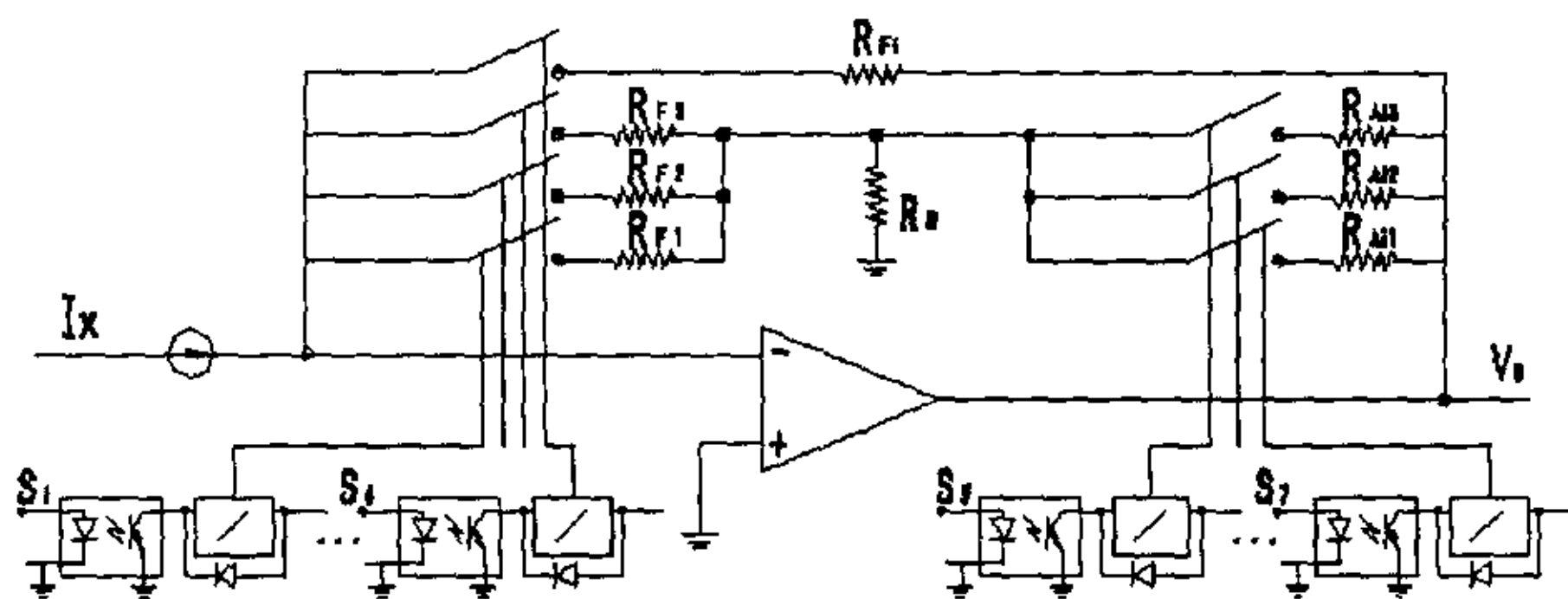


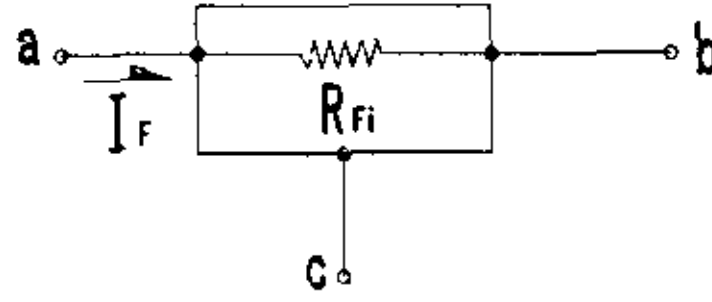
图 2.3 微弱电流放大器增益可控原理

从原理上说，继电器可完成放大器增益自动切换。然而，由于 I_F 在电阻网络上产生的电压值并不十分高，普通电磁继电器导通过程产生的接触热电势在网络回路的影响比较可观。因而，继电器要采用特殊的低热电势电磁继电器。但采用电磁继电器后，如果单片机提供的控制信号 S_i 与继电器共地，地线公共阻抗十分容易耦合继电器的噪声^[43]，而使单片机电路和放大电路受到影响。为此，采用光电耦合器驱动继电器，使单

片机控制信号与继电器地隔离，消除了继电器共模噪声的影响。

§ 2.2.3 R_{Fi} 因子的屏蔽和噪声分析

T 型电阻网络中 R_{Fi} 因子为高阻元件。因而，工作电源和其它电源通过绝缘漏电和感应耦合对其造成干扰，为了防止干扰和泄漏，对 R_{Fi} 加上三端钮屏蔽。加上屏蔽后元件的阻值要发生变化，三端屏蔽结构示意图如下：



为了分析屏蔽后的影响，可用 π 型等效网络来代替屏蔽后的元件 R'_{Fi} 。三端钮屏蔽元件 R'_{Fi} 的等效网络如图 2.4 所示。

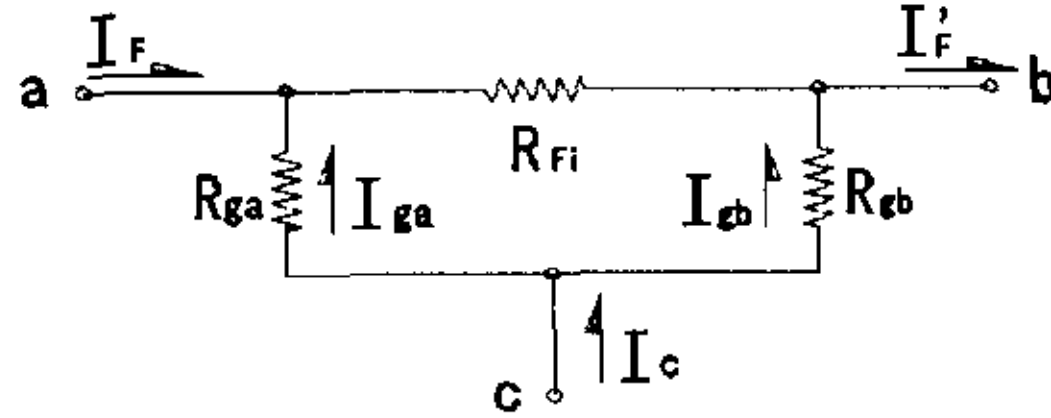


图 2.4 三端钮屏蔽的 π 型等效电路

由等效电路可得三端钮屏蔽电阻 R'_{Fi} 的计算公式^[44]

$$R'_{Fi} = \frac{R_{Fi}}{1 + (1 - k)R_{Fi} / R_{ga}} \quad (2.9)$$

由公式 (2.9) 可见，由于屏蔽的作用 R_{Fi} 阻值已变为 R'_{Fi} 。若消除这一变化，使 $R'_{Fi} = R_{Fi}$ ，则可在公式(2.9)中令 $k = 1$ ，即 $k = (U_{cb} / U_{ab}) = 1$ 。因而，实际电路中，可在 c 端加电压，使 $U_{cb} = U_{ab}$ 。通过等电位屏蔽的作用消除 R_{Fi} 因子的泄漏影响。

此外，T 型网络中 R_{Fi} 因子还存在噪声影响。 R_{Fi} 电阻器的总噪声主

要是由热噪声和过剩噪声($1/f$ 噪声)构成的。

热噪声是电阻导体中,电荷载流子的随机热运动(布朗运动)及与原子碰撞形成能量的不断变化所引起的结果,这一与温度有关的热激发过程使运动电荷产生很多小电流脉冲,产生瞬时电流扰动,从而产生出热噪声。根据 Johnson 的观察及 Nyquist 的理论分析,电阻热噪声的表达式为

$$\overline{e_{nR}^2} = 4kTR\Delta f \quad (2.10)$$

热噪声电流表达式为

$$\overline{i_{nR}^2} = \frac{4kT}{R} \Delta f \quad (2.11)$$

式中: R — 电阻器值; Δf — 电阻器噪声频率带宽; k — 波尔兹曼(Boltzman)常数(1.38×10^{-23} J/K); T — 电阻器绝对温度 (K)。

由公式可见限制电阻器阻值和噪声带宽,是抑制电阻器热噪声的必要手段。在基本原理中由于扩展了 $(1 + R_A/R_B)$ 因子,因而限制了 R_{Fi} 的阻值。而噪声带宽的限制主要通过低通滤波器的作用来解决。此外选用大功率电阻器也是降低热噪声的手段之一。由于高值电阻的电量为直流量,电阻器的过剩噪声是低频的主要噪声源。电阻过剩噪声产生的原因较复杂,一般认为主要由电阻材料表面缺陷存在,造成材料不均匀、不连续,在电流量作用下,使电阻率发生随机变化而产生噪声。过剩噪声的功率谱密度为 $1/f$ 形式,有的文献也称之为 $1/f$ 噪声。电阻过剩噪声可近似表示为^[42]

$$\overline{e_{n1/f}^2} = CI^2 R^2 / f \quad (2.12)$$

或

$$\overline{i_{n1/f}^2} = CI^2 / f \quad (2.13)$$

式中： I — 流过电阻器直流电流； c — 电阻工艺常数(与电阻制造工艺及材料有关)。

一般来说，电阻器材料保证电阻率均匀分布，过剩噪声则小。从电阻材料及制造工艺方面而言，锡氧化物、金属膜，和线绕电阻器易保证过剩噪声小。对满足原理要求和低噪声设计要求，采用较低 c 值的大功率金属膜精密电阻器是较好选择。但从电阻厂家不易获得 c 值。因而，可用产品标准的噪声指数数据分析过剩噪声影响。电阻噪声指数的表达式为

$$NI = 20 \log (\overline{e_{nl/f}} / V_{DC}) \text{ dB} \quad (2.14)$$

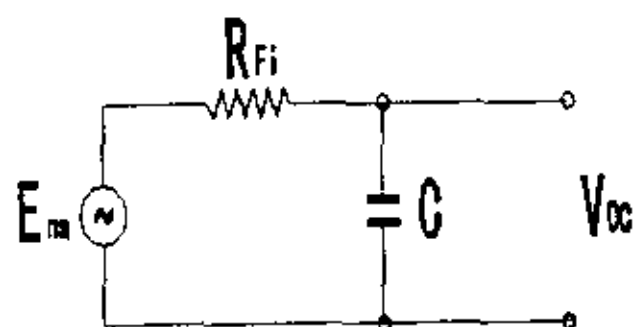
电阻噪声指数定义为电阻两端每 V_{DC} 伏压降 ($V_{DC} = IR$) 在十倍频程内产生的过剩噪声电压值 $\overline{e_{nl/f}}$ 与电阻端电压的比值。所以，在 n 个十倍频程内 ($n = \log \Delta f$)，设每个十倍频程内的噪声互不相关，总过剩噪声电压值为

$$\overline{e_{nl/f}} = \sqrt{n} \cdot V_{DC} \cdot 10^{NI/20} \text{ (}\mu\text{V)} \quad (2.15)$$

R_{Fi} 因子的总噪声电压为

$$\overline{E_{ns}^2} = \overline{e_{nR}^2} + \overline{e_{nl/f}^2} \quad (2.16)$$

为了抑制 R_{Fi} 的噪声影响，在放大器反馈回路中设计了低通 RC 滤波器，其等效电路为 [45][46]



由电路图可得网络的转移函数

$$H(\omega) = \frac{V_{DC}}{E_{ns}} = \frac{1}{1 + j\omega CR_{Fi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_{Fi}C)^2}} \cdot e^{-\arctg \omega R_{Fi}C} \quad (2.17)$$

在此设截止频率 $\omega_c = 1/R_{Fi}C$ 时, 即可抑制 $\omega > \omega_c$ 十倍频程内的噪声。

§ 2.2.4 运算放大器影响参数的分析

实际而言, 运算放大器参数的非理想特性, 以及诸多环境因素将对微弱电流放大器电路产生影响, 引起实际电路产生定态误差。运算放大器影响参数主要包括: 输入失调电压、输入平均偏置电流以及随温度、时间和电源的漂移; 运算放大器的噪声影响。

1. 运算放大器失调电压及漂移影响

实际应用中, 失调电压可用硬件调零或由软件偏置补偿。因而, 主要影响来自于失调电压漂移。设输入失调电压为 U_{os} , 其漂移为 ΔU_{os} , 失调电压及漂移的总和用 U'_{os} 表示, 则

$$U'_{os} = U_{os} + \Delta U_{os} \quad (2.18)$$

U'_{os} 对运算放大器的影响的等效电路如图 2.5 所示。

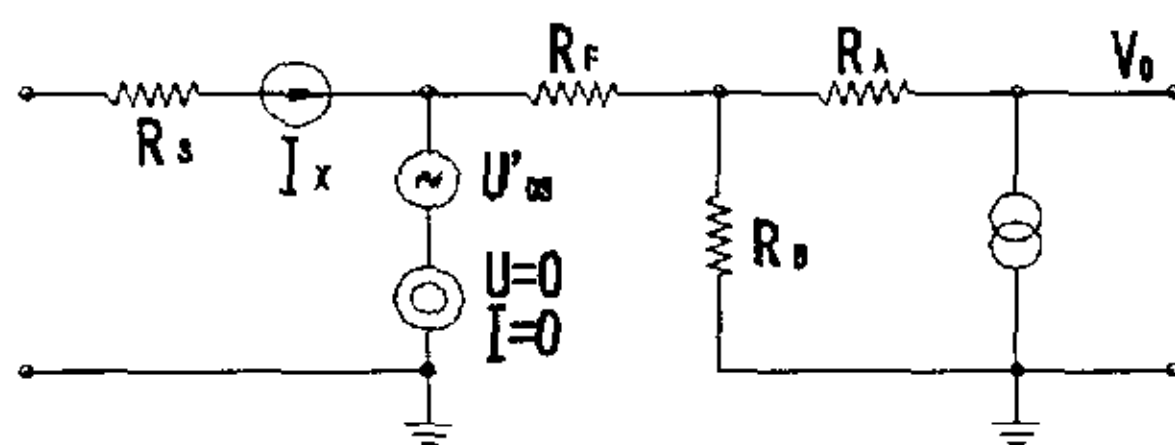


图 2.5 失调电压及漂移等效电路

由图 2.5 可得

$$I_F = (U'_{os} - V_o \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B}) / R_F = -V_o \cdot \frac{1}{R_F(1 + R_A/R_B)} + \frac{U'_{os}}{R_F} \quad (2.19)$$

因为 $I_x = I_F$, 所以

$$I_x = V_o \cdot \frac{1}{G} + \frac{U'_{os}}{R_F} = \frac{V_o}{G} + \frac{1}{R_F} \cdot U_{os} + \frac{1}{R_F} \cdot \Delta U_{os} \quad (2.20)$$

与式(2.6)相比较, 由于失调电压及漂移的影响, 式(2.20)多两项定态误差。其中, $(1/R_F)\Delta U_{os}$ 主要由温度 t 和电源电压 E_s 的变化引起的。因此, 对测量电流产生的影响为

$$\Delta I_x = \frac{\partial I_x}{\partial U_{os}} \cdot \frac{\partial U_{os}}{\partial t} \cdot \Delta t + \frac{\partial I_x}{\partial U_{os}} \cdot \frac{\partial U_{os}}{\partial E_s} \cdot \Delta E_s + \frac{U_{os}}{R_F} \quad (2.21)$$

U_{os}/R_F 的影响可用参数估计消除, 而其它两项将对测量产生影响。

2. 输入平均偏置电流及温度漂移的影响

设同相、反向输入端偏置电流分别为 I_{b+} 、 I_{b-} , 则输入平均偏置电流定义为

$$I_b = 1/2 (I_{b+} + I_{b-}) \quad (2.22)$$

设 I_b 的漂移为 ΔI_b , I_{b+} 、 I_{b-} 的漂移为 ΔI_{b+} 、 ΔI_{b-} , 则有

$$I'_b = I_b + \Delta I_b = \frac{1}{2(I_{b+} + I_{b-})} = \frac{1}{2(I_{b+} + I_{b-})} + \frac{1}{2(\Delta I_{b+} + \Delta I_{b-})} \quad (2.23)$$

I'_b 对运算放大器影响等效电路如图 2.6 所示。

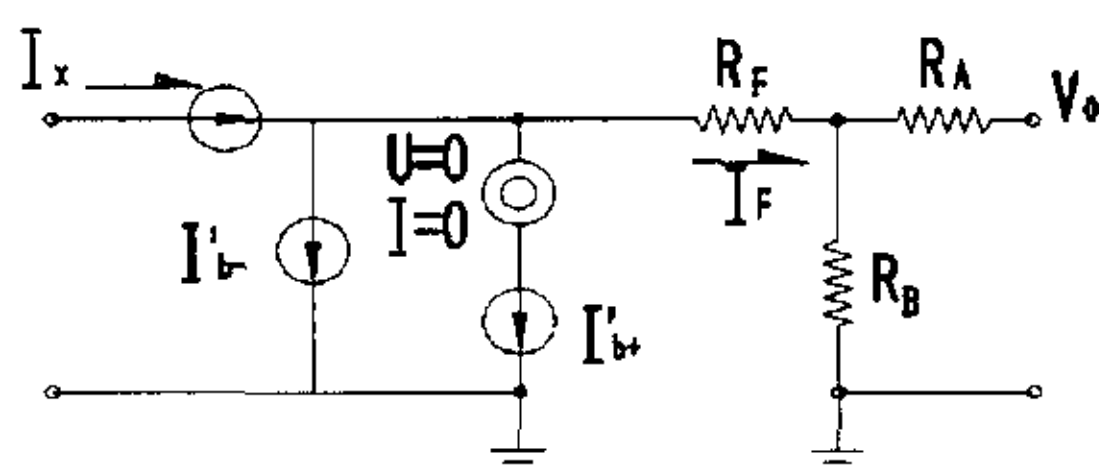


图 2.6 偏置电流及漂移影响等效电路

由图 2.6 可得:

$$I_x = I_F + I'_{b+} + I'_{b-} = I'_{b+} + I'_{b-} + \frac{V_o}{G} = \frac{V_o}{G} + 2(I_b + \Delta I_b) \quad (2.24)$$

与式(2.6)相比较, 偏置电流的影响使式(2.24)有两项定态误差。其中

ΔI_b 主要由温度 t 的变化引起的漂移。因此, 对测量电流产生影响为

$$\Delta I_x = \frac{\partial I_x}{\partial I_b} \cdot \frac{\partial I_b}{\partial t} \cdot \Delta t + 2I_b \quad (2.25)$$

而式(2.25)第一项将对测量产生影响, 第二项 $2I_b$ 的影响可用软件消除。

3. 运算放大器输入噪声分析

运算放大器输入噪声主要由两部分构成, 低频 $1/f$ 噪声和频带白噪声^{[47][48]}。对于运算放大器噪声的描述, 一般有两种方法。一种是给出典型的噪声电流谱密度曲线, 如 2.7 所示。

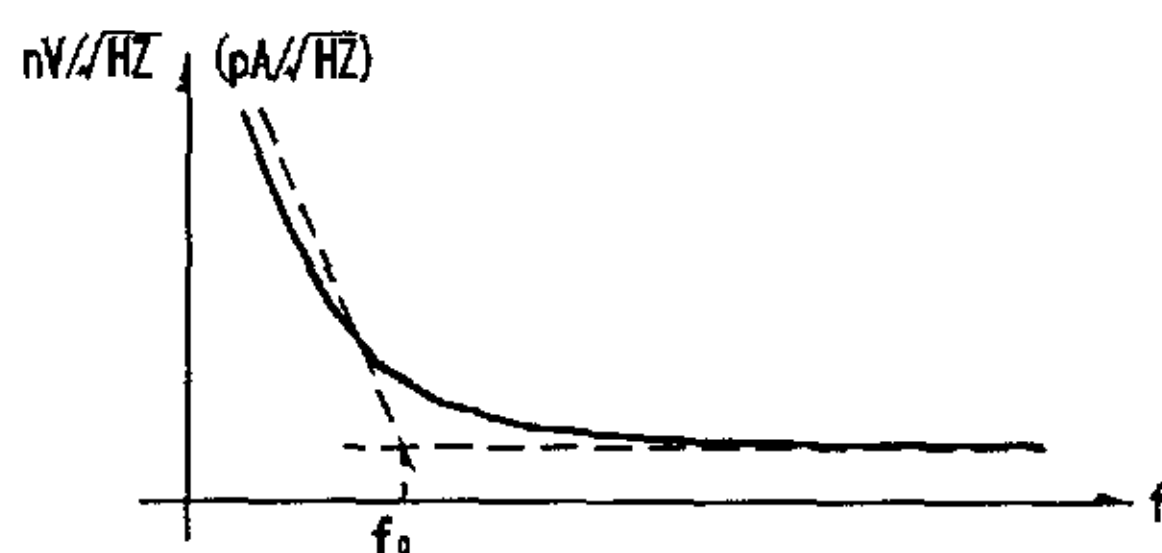


图 2.7 运算放大器噪声特性

图中斜虚线部分表示 $1/f$ 噪声, 直线部分表示白噪声。两直线交点称 $1/f$ 角; 所对应的频率 f_0 表示运算放大器噪声特性的优值, f_0 越低 $1/f$ 噪声越小, 适于低频工作。白噪声越小, 则高频噪声特性优越。

另一种表达方式是给出一组特定频率 f 的噪声值, 这些频率用以区别 $1/f$ 噪声与白噪声的范围。国际上统一的表达方式是分别给出 $f = 1\text{Hz}$; $f = 100\text{Hz}$; $f = 1\text{kHz}$ 。1Hz 的噪声值表示 $1/f$ 噪声大小; 1kHz 代表白噪声量值。100Hz 虽属白噪声, 但作为参考数据。若已知 1Hz 频率下的噪声电压 e_n 或噪声电流 i_n , 则在某一频率 f 时的 $1/f$ 噪声值为

$$E_n = \overline{e_n} \left(\frac{1}{f} \right)^{1/2} \quad \text{或} \quad I_n = \overline{i_n} \left(\frac{1}{f} \right)^{1/2} \quad (2.26)$$

给定带宽 $B=f_2-f_1$ 则低频噪声值为

$$E_{n1/f} = \bar{e}_n \left(\int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} df \right)^{1/2} = \bar{e}_n \left(\ln \frac{f_2}{f_1} \right)^{1/2} = 1.52 \bar{e}_n \left(\log \frac{f_2}{f_1} \right)^{1/2} \quad (2.27A)$$

$$I_{n1/f} = \bar{i}_n \left(\int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} df \right)^{1/2} = \bar{i}_n \left(\ln \frac{f_2}{f_1} \right)^{1/2} = 1.52 \bar{i}_n \left(\log \frac{f_2}{f_1} \right)^{1/2} \quad (2.27B)$$

若已知白噪声频带 $B=f_2-f_1$ 范围内噪声电压 e_n 或噪声电流 i_n ，则白噪声值为：

$$E_{nw} = \left(\int_{f_1}^{f_2} \bar{e}_n^2 df \right)^{1/2} = \bar{e}_n (f_2 - f_1) \quad (2.28A)$$

$$I_{nw} = \left(\int_{f_1}^{f_2} \bar{i}_n^2 df \right)^{1/2} = \bar{i}_n (f_2 - f_1) \quad (2.28B)$$

在运算放大器中，由于白噪声与 $1/f$ 噪声是不相关的，因此运算放大器输入总噪声为

$$E_{nA} = (E_{n1/f}^2 + E_{nw}^2)^{1/2} \quad (2.29A)$$

$$I_{nA} = (I_{n1/f}^2 + I_{nw}^2)^{1/2} \quad (2.29B)$$

对含有许多集成元件的运算放大器网络电路，必然存在许多噪声影响因素。因而，难以从噪声分析的观点方法入手进行分析。但是，任何两端网络都有通用的噪声模型^{[49][46]}。所以，可将运算放大器等效为两端网络，采用两端网络的通用噪声模型对运算放大器进行噪声分析^[42]。运算放大器通用噪声模型把噪声电压、噪声电流用位于(两端口)输入端的两个噪声源表示。此外，考虑到式(2.16)中 R_F 的噪声电压影响。放大器噪声模型的等效电路如图 2.8 所示

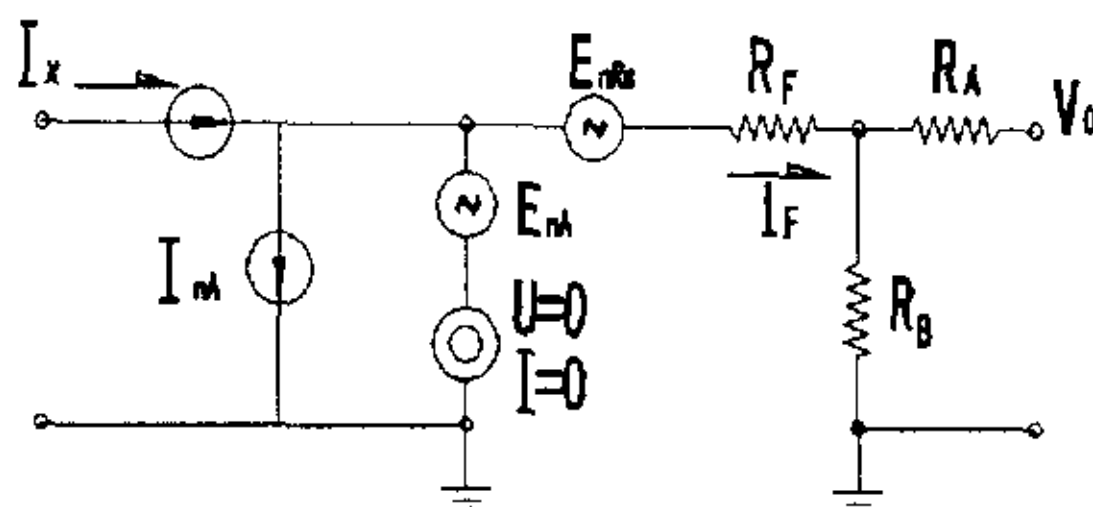


图 2.8 运算放大器噪声模型等效电路

由图 2.8 可得：

$$I_F^2 = \left[\frac{-V_o}{R_F(1 + R_A/R_B)} \right]^2 + \left(\frac{E_{nA}}{R_F} \right)^2 + \left(\frac{E_{ns}}{R_F} \right)^2 = \left(\frac{V_o}{G} \right)^2 + \left(\frac{E_{nA}}{R_F} \right)^2 + \left(\frac{E_{ns}}{R_F} \right)^2$$

$$I_x^2 = I_F^2 + I_{nA}^2 = \left(\frac{V_o}{G} \right)^2 + I_{nA}^2 + \left(\frac{E_{nA}}{R_F} \right)^2 + \left(\frac{E_{ns}}{R_F} \right)^2 \quad (2.30)$$

式(2.30)后三项分别为运放输入噪声电流、噪声电压， R_F 因子噪声电压对电流测量所产生的影响。影响量 ΔI_x 为

$$\Delta I_x = \left[I_{nA}^2 + \left(\frac{E_{nA}}{R_F} \right)^2 + \left(\frac{E_{ns}}{R_F} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.31)$$

为了减少噪声影响，首先要选用输入噪声指标较优的运算放大器。放大器噪声窄带带宽在设计中都要给以分析考虑。

§ 2.2.5 放大器共模噪声分析与抑制

两端口网络通用噪声模型是将噪声源串入输入端口，因而噪声源可认为是由运算放大器产生的串模噪声。可通过滤波器降低其影响，产生的影响在技术指标的分析中给予考虑。而共模噪声的影响，则因为地电位噪声的存在，通过公共阻抗的耦合，对输入端口信号产生噪声影响。所以，共模噪声要转化串模噪声才对电路起作用。共模噪声转化串模噪声的等效原理见图 2.9^[50]。

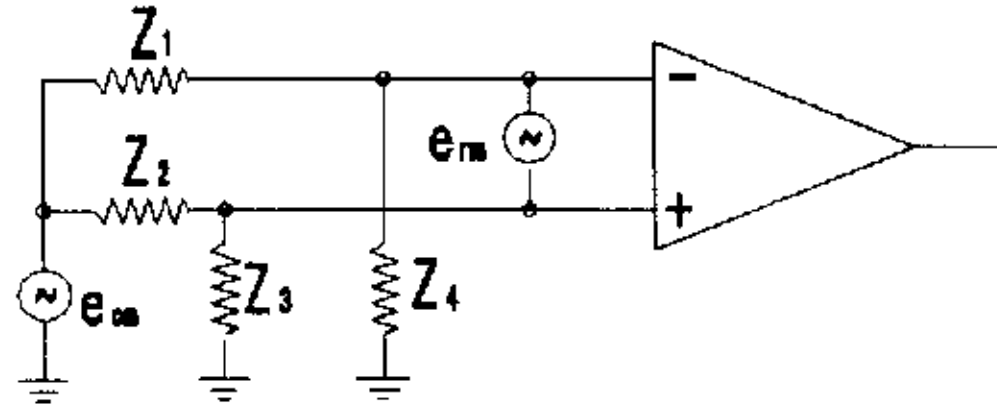


图 2.9 共模噪声转化串模噪声原理图

由图 2.9 得

$$e_{Nm} = e_{cm} \left(\frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} - \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \right) \quad (2.32)$$

显然，串模噪声 e_{Nm} 是 e_{cm} 在电路阻抗上的分压，是由阻抗不平衡造成的。如果电路阻抗满足 $Z_1 = Z_2, Z_3 = Z_4$ ，则 $e_{Nm} = 0$ 。因而，抑制共模噪声往往通过平衡电路阻抗来抑制向串模噪声的转化。

实际上，由于源阻抗的影响，运算放大器输入端绝缘泄漏影响完全平衡是做不到的，总存在由共模噪声转化串模噪声的影响。为抑制共模噪声影响，依据式(2.32)和实际电路设计了双层屏蔽浮地技术，如图 2.10 所示。

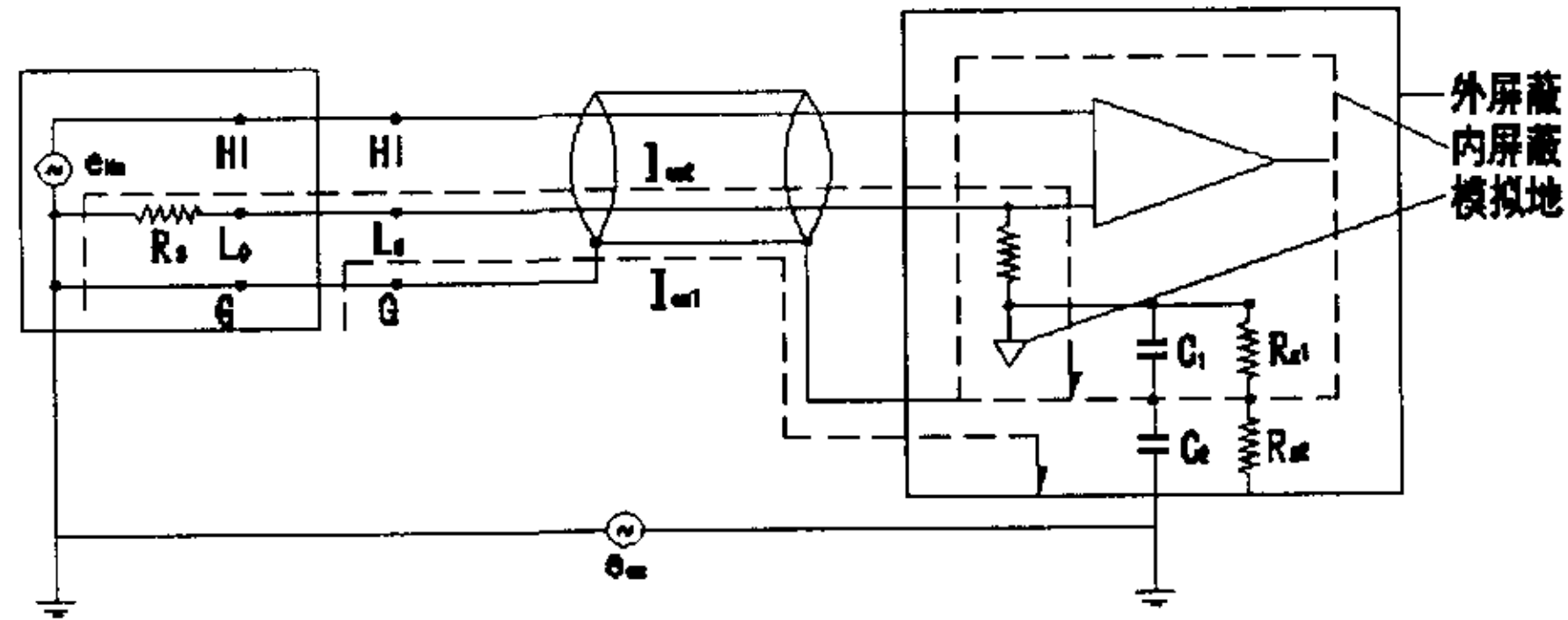


图 2.10 双层浮地屏蔽保护

这里以机壳做外屏蔽，在机壳内再用一个内屏蔽将放大器密封(热屏蔽+电屏蔽)，外屏蔽与内屏蔽间是隔离绝缘的。从内屏蔽盒引出 G 屏蔽保护端。 G 端连通的屏蔽线与 C_2 、泄漏电阻 R_{g2} 提供了一条通路，这条通

路中的共模噪声电流 I_{cm1} 不会产生串模噪声影响放大器。而 C_1 、泄漏电阻 R_{g1} 与屏蔽线提供的另一通路上，在屏蔽线电阻上产生的压降会在输入回路中产生共模电流 I_{cm2} 。由于我们选用的输入线为具有屏蔽作用的低噪声同轴电缆线，线电阻值分布电容值相当小，所以压降也极小。由此压降产生的 I_{cm2} 也很小，这样就保证了共模噪声的防护和抑制。

§ 2.3 A/D 转换器原理分析

微弱电流测量仪采用的 A/D 转换器是美国 AD 公司 AD7710 芯片^[51]。它是一个电荷平衡式转换器。它采用 $\Sigma-\Delta$ 过采样转换技术，实现了 24 位无误码模拟信号调制，主要由模拟调制器和数字滤波抽采器构成。可通过对控制寄存器的命令操作，调节数字滤波器截止频率和设置时间，控制调制器输入增益、通道和信号极性。通过芯片内部自校准方式(系统校准、背景校准、自校准)，消除温度漂移、零点、满程误差。并能通过内/外时钟同步连接的工业标准串行口与微处理器实现连接。A/D 转换器功能框图见图 2.11。

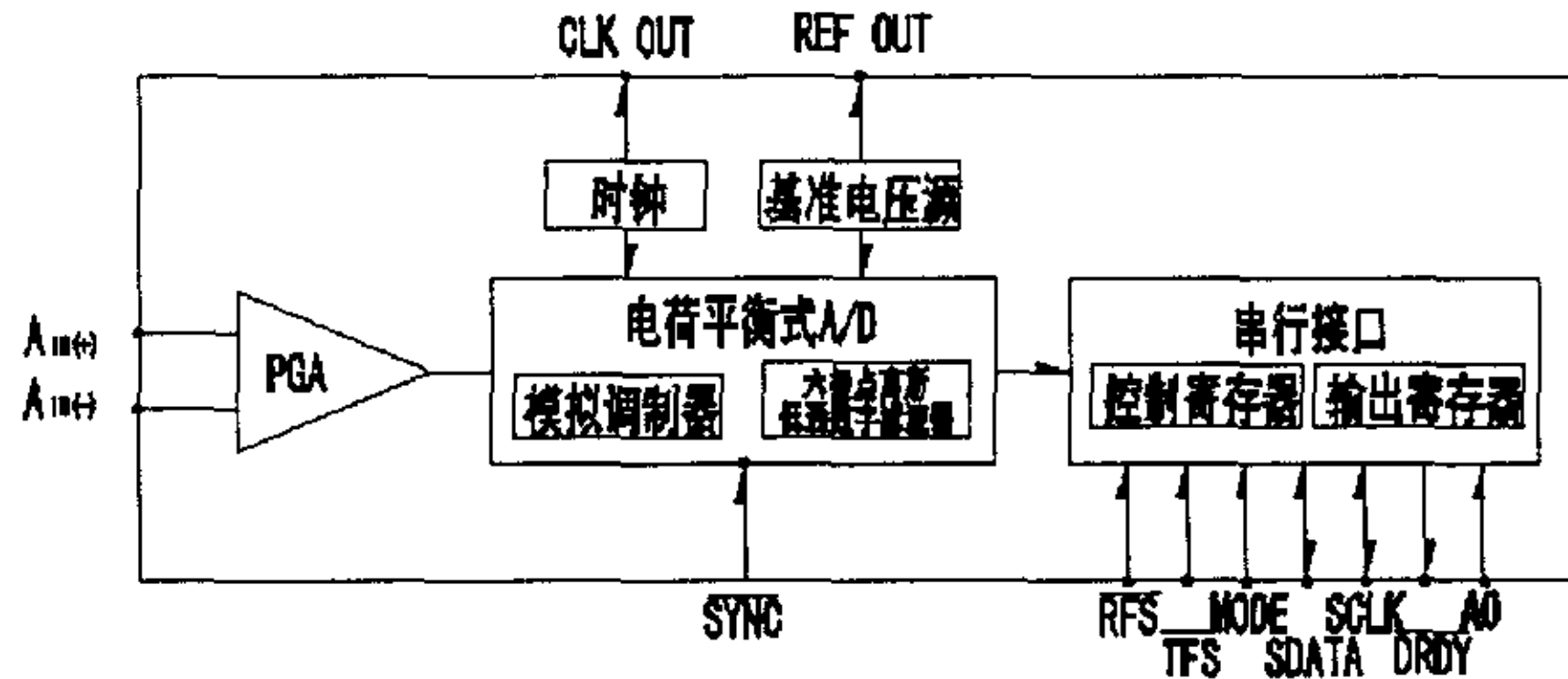


图 2.11 模数转换器功能框图

电荷平衡式 A/D 原理框图见图 2.12

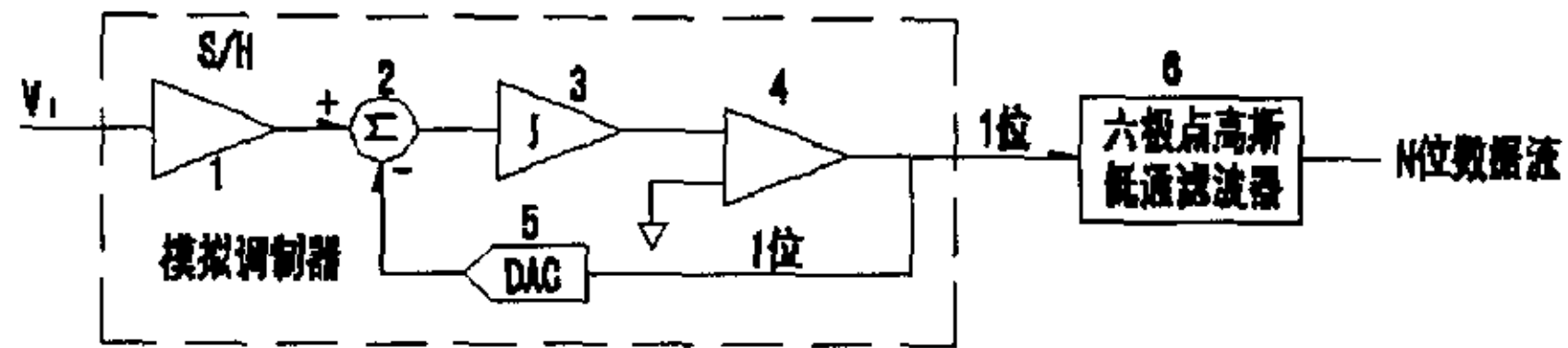


图 2.12 电荷平衡式 A/D 原理框图

图中：1. 采样/保持器. 2. 差分比较器. 3. 模拟低通滤波器(积分器).

4. 比较器(1 位 ADC). 5. 1 位 DAC. 6. 数字滤波器.

由图可分析 ADC 的工作原理。首先 S/H 模拟采样信号 v_i 与 1 位 DAC 反馈信号同时进入差分比较得差分信号 ($\Delta_i = v_i - v_{bit}$)。差分信号经积分后, 形成可比较的差分、积分求和电压值 $e(t) = 1/f(I/C) \Delta dt$, 并去除噪声。然后与锁存比较器构成的 1 位 ADC 进行零基准高速度转换, 并以 1MHz 速率锁存。当 $e(t) > 0$ 时, 模拟调制器输出“1”码位流, 当 $e(t) < 0$ 时, 输出“0”码位流。1 位 ADC 继续反馈送出代表 ADC 输出的 1 位模拟信号与 v_{i-1} 进行差分 ($v_{i-1} = v_i - v_{bit}$)。它比上一次反馈延迟了一个码元, 代表前一个采样点上的量化电平。依此循环, 直到差分信号为最小。由此完成输出的差分信号在一种频率下多次采样(过采样方式)。而数字滤波抽采器则将串位流 $N_i = N_{i-1} + 1 (i = 1-2^N)$ 译成 N 位数据流。代表 S/H 中 v_i 的数字数据也就包含在 N 位数据流中。N 位数据流通过芯片串行接口中输出寄存器与外接微处理器进行数据通讯, 从而完成 $\Sigma - \Delta$ 转换。模拟调制器中模拟低通滤波器是由积分器构成, 而积分电容中充入电荷过程是模拟保持信号电荷与 1 位 DAC 提供反馈信号电荷的平衡过程。因而, 转换器是一个电荷平衡 ADC。电荷平衡过程消除了基带频率中由高速比较形成的高频带量化噪声。通过以上分析可见, 在低频测量应用中 AD7710 是一个

功能完整的高分辨的 ADC 器件, 原理上适于做微弱电流放大信号的数字转换器件。

AD7710 器件的技术指标和特性见表 2.2

表 2.2

| 参 量 | 指 标 | 条 件 |
|--------|---|---|
| 不失码 | 24bits | 由设计保证滤波器截止频率 $\leq 60\text{Hz}$ |
| | 20bits | 滤波器截止频率 $= 100\text{Hz}$ |
| | 18bits | 滤波器截止频率 $= 250\text{Hz}$ |
| | 15bits | 滤波器截止频率 $= 500\text{Hz}$ |
| | 12bits | 滤波器截止频率 $= 1\text{kHz}$ |
| 整体非线性 | $\pm 0.0045\%\text{FS}$ | 滤波器转折点 $\leq 60\text{Hz}$ (25°C)。典型值为 $\pm 0.0015\%\text{FS}$ |
| | $\pm 0.0075\%\text{FS}$ | 滤波器转折点 $\leq 60\text{Hz}$ (在全温度范围内) |
| 满程漂移 | $3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | 增益在 1、2、4、8 |
| 零位漂移 | $2.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | 增益在 1、2、4、8 |
| 满程误差 | $\pm 0.006\%\text{FS}$ | 典型值为 $\pm 0.0015\%\text{FS}$ |
| 共模抑制比 | $> 92\text{dB}$ | |
| 基准输入 | $2.5\text{V}\sim 5\text{V}$ | 基准电压 $V_{\text{REF}} = 2.5\text{V}\sim 5\text{V}$ 间的某值 |
| 输入电压范围 | $0\sim V_{\text{REF}}$ | |
| 供电电压 | $5\text{V}\sim 10\text{V}$ | $V_{\text{DD}} = (5\text{V}\sim 10\text{V}) \pm 5\%$ |
| 功耗 | 52.5mW | 双极性电压供电, 典型值 30 mW |
| 温度范围 | 15mW | 睡眠方式供电小于 15 mW (一般 7 mW) |
| | $-40^\circ\text{C}\sim 85^\circ\text{C}$ | A 型: 商品级 |
| | $-55^\circ\text{C}\sim 125^\circ\text{C}$ | S 型: 军品级 |

由表 2.2 可知 AD7710 为 24 位 ADC。但其中数字滤波器的主要作用是采样作用。只有在采样频率低于最高时钟频率的一半, 而同时又高于最大信号频带宽度 2 倍时才抽采到数据。数据输出速率与输入信号采样的奈奎斯特 (Nyquist) 频率的比值是过采样比率。通过截止频率选用 24 位转换虽可提高分辨率, 但大大降低过采样比率。另外 AD7710 工作在外部读写时序模式, 其转换频率也会发生延缓变化。综合兼顾考虑, 我们选用了 20 位无失码所对应的截止频率, 以 20 位作为模拟信号的有效转换^[52]。

根据转换的准确度要求, 选用了外基准源。基准源电压值 $V_{REF} = 2.5V$; 基准源稳定性 $< 5ppm/^{\circ}C$ 。因而, 输入电压范围为 0-2.5V。

§ 2.4 单片计算机系统

§ 2.4.1 20 位 A/D 转换器与单片机的连接原理

AD7710 的串行通讯口提供了柔性配置, 以方便地与多种微处理器/计算机连接, 对 AD7710 串行读出, 从输出寄存器取数据。对 AD7710 串行写入, 把数据写入控制寄存器中。AD7710 与 8XC51 连接的原理见图 2.13。

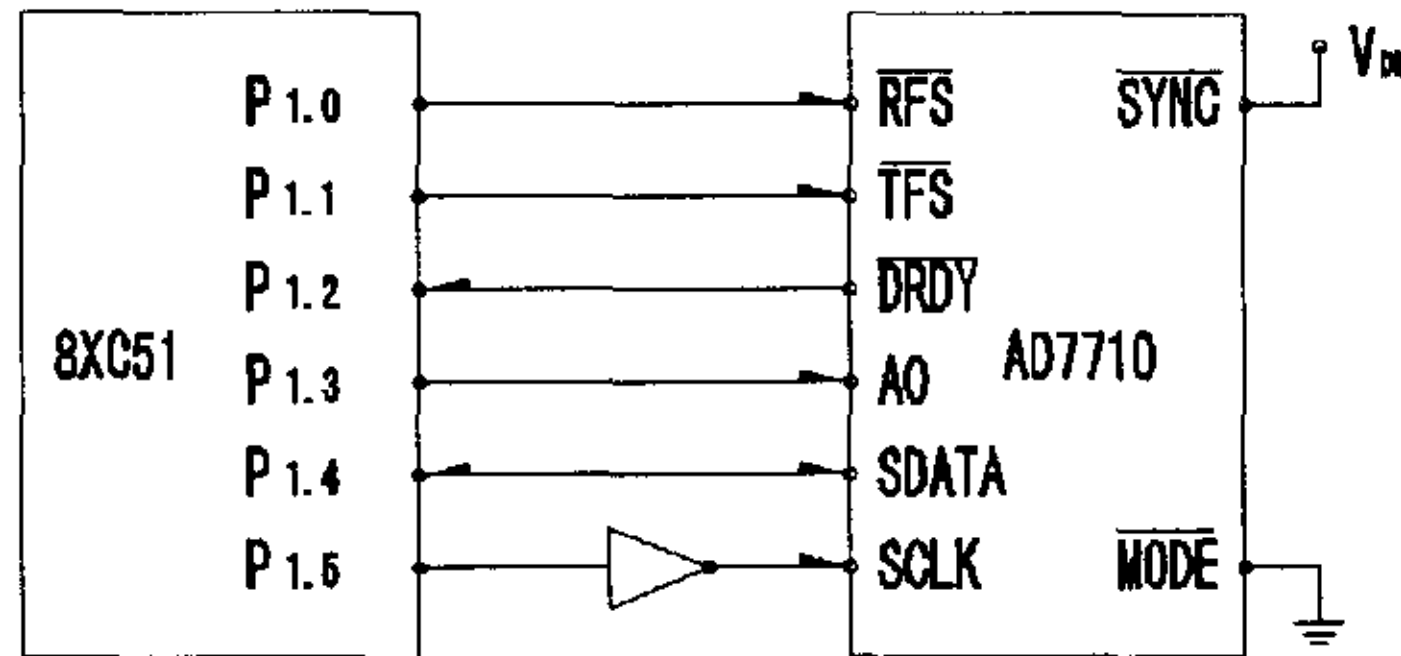


图 2.13 8XC51 微计算机与 AD7710 的接口

图中: AD7710 为外时钟同步模式, 而 8XC51 用 P1.4、P1.5 仿真其通讯, 其余 RFS、TFS、DRDY、A₀ 则按 AD7710 芯片提供的时序图, 分别对输出寄存器进行控制操作。对 AD7710 进行读、写操作的流程图见图 2.14(a)、(b)。

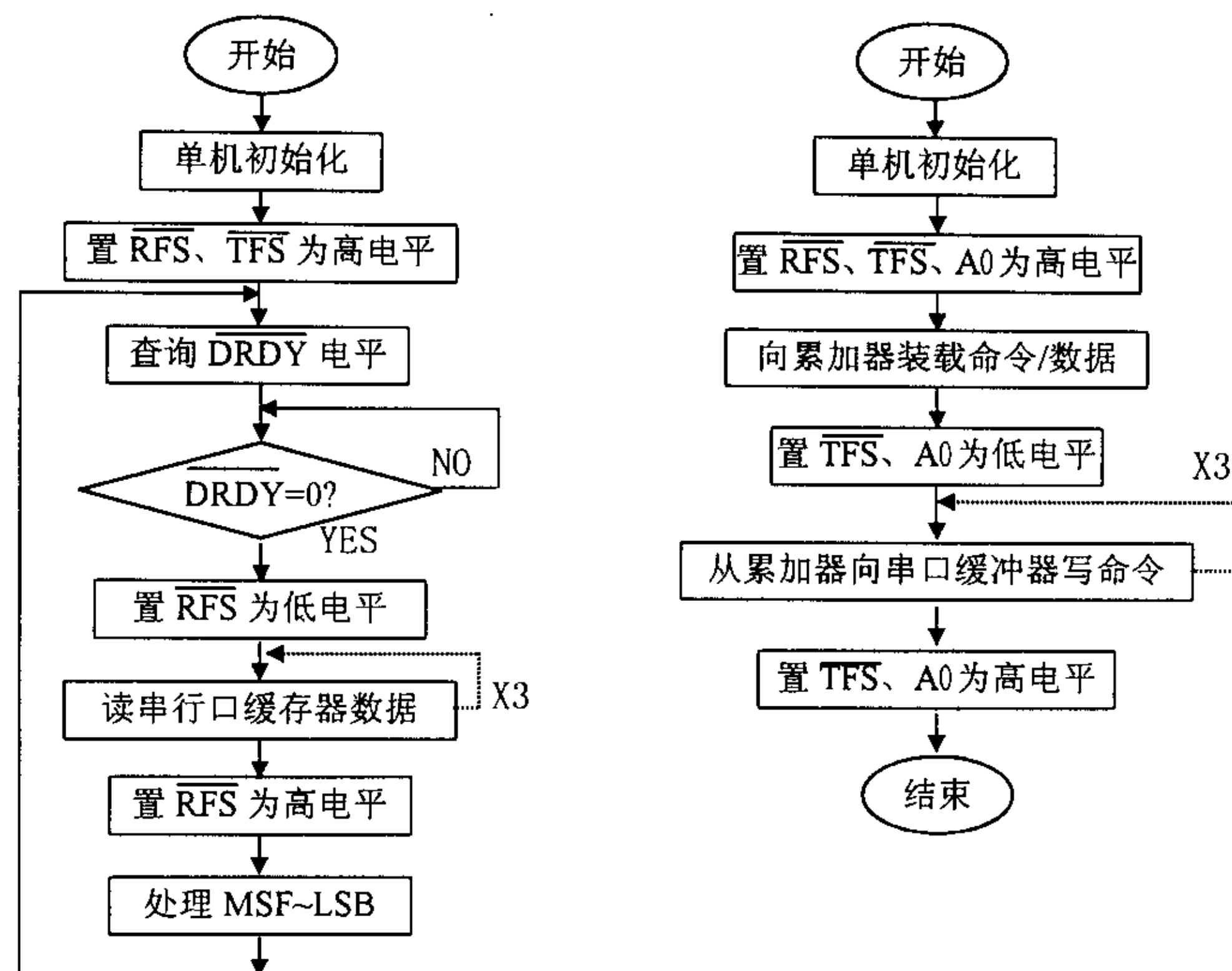


图 2.14(a).AD7710 读操作流程. 图 2.14(b).AD7710 写操作流程.

§ 2.4.2 单片计算机系统分析

微弱电流测量仪采用 89C51 芯片做为 CPU 中央处理器。最小控制系统的电路连接原理见图 2.15。

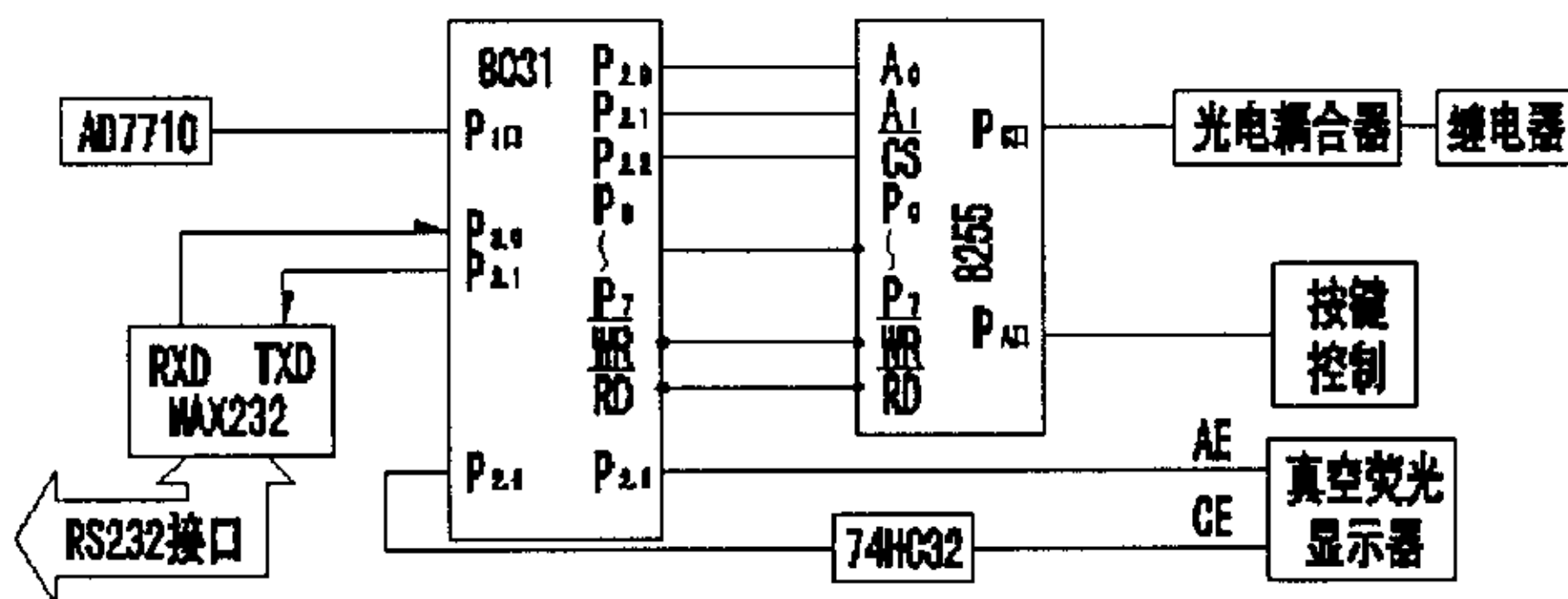


图 2.15 单片计算机接口原理

由图可见, 89C51 除与 AD7710 连接外, 其余用接口还包括 8255 可编程 I/O 接口芯片、74HC32 双输入四或门和 MAX232 串行接口芯片。8255 芯片主要通过 P_C 口控制放大器增益切换的低热电势电磁继电器。同时, 通过 P_A 口接收前面板键控信号。74HC32 芯片用于控制真空荧光显示器, 显示测量结果和前面板操作菜单。MAX232 芯片主要用于 TTL 电平与 RS232 串口兼容电平的转换, 通过转换后变成标准 RS232 串行接口与上位计算机连接。89C51 单片机芯片^[53]以 P_0 口作为数据线, 以自身含有的存储器和 8255 提供的存储单元作为 RAM 数据存储器。以自身提供的 E^2 ROM 作为程序存储器。因而, 无需外加 RAM、ROM 和地址选通芯片, 便可构成最小控制系统, 简化了控制电路。

单片机系统主程序流程, 如图 2.16。

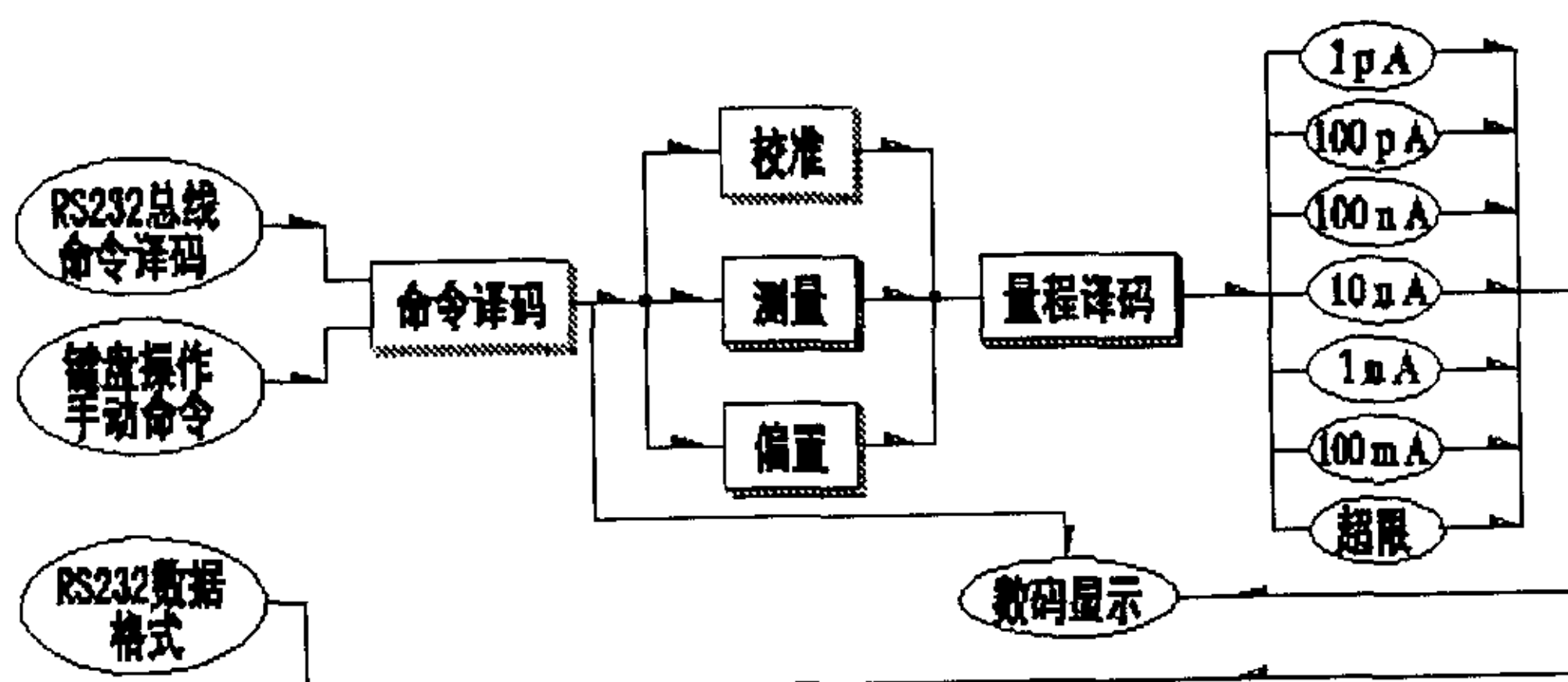


图 2.16 单片机主程序流程图

RS232 串行接口数据帧格式为:

| | | | | | |
|------|-------------------|-------------------|-------|--------------------|------|
| 帧开始符 | DATA ₁ | DATA ₂ | | DATA ₁₄ | 帧结束符 |
|------|-------------------|-------------------|-------|--------------------|------|

第三章 微弱电流测量模型及参数估计

通过原理分析可知,微弱电流信号 I_x 最终是在单片机中由汇编程序对电压测量信号的处理来确定的。但是,由于电阻器、运算放大器噪声以及 A/D 转换器量化噪声的存在,运放参数固有误差的存在,共模干扰引入串模影响的存在。使 I_x 信号在处理过程中受到噪声干扰或随机干扰。单片机所获取的电压测量信息含有噪声和随机干扰成份。因而,从电压测量随机信号中提取确定性电流信息 I_x 就成为本论文中一项主要研究内容。

§ 3.1 非线性间接测量函数的建立

我们认为,在原理设计中除采取必要措施抑制噪声干扰和随机干扰外,还要采用随机信号参数估计理论建立微弱电流信号测量模型。用模型确定微弱电流量。

由微弱电流测量机理方程式 (2.6) 可得 $I_x = V_0 / G$, 由于噪声和随机干扰的存在, V_0 已变为随机电压测量值 \tilde{V}_0 , 它可视为确定性信号与噪声信号的叠加。因而,测量机理方程式可表达为

$$I_x = AV + n \quad (3.1)$$

式中: A — 电流信号测量模型特征参数矩阵; n — 测量过程中噪声及随机干扰矩阵; AV — 确定性电压测量信号处理模型。

设 n 为高斯噪声和服从高斯分布的随机干扰。且噪声变量互不相关,满足

$$\{E(n) = 0 \wedge \text{Cov}(n_i, n_j)\} = \begin{cases} \sigma^2 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \wedge n \sim N(0, \sigma^2) \quad (3.2)$$

可用对系统进行 m 次测量所得到的测量值 $\{I_i, \tilde{V}_i\}_{i=1 \sim m}$, 在 $n = \min$ 条件下

来确定式 (3.1) 中的特征参数 $A^{[54]}$ 。

首先由测量值 $\{I_i, \tilde{V}_i\}_{i=1 \sim m}$ 确定中心差分算子^[55]:

$$\begin{cases} \delta I_i = \delta I_{i+1} - \delta I_{i-1} \\ \delta^n I_i = \delta^n I_{i+1} - \delta^n I_{i-1} \\ \delta V_i = (\tilde{V}_m - \tilde{V}_1)/(m-1) \end{cases} \quad (3.3)$$

则微分算子为

$$\frac{d^n I}{dV^n} = \frac{\delta^n I_p}{(2\delta V_i)^n} \cdots (p = n, n-1, \cdots, n-m) \quad (3.4)$$

将微分算子代入 n 阶常微分方程组, 求解微分方程。求解后得到的通解式即为电压测量信号确定 I_x 的待定特征常数的测量模型。对于我们构建的测量系统, 由 $\{I_i, \tilde{V}_i\}_{i=1 \sim m}$ 数据得到的通解式按 $F_{1,m}^{001}$ 构造的统计量检验, 取 3 次方多项式即可满足建模要求:

$$\hat{I}_i = \tilde{A} \tilde{V}_i \quad (3.5)$$

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_3 \\ \tilde{a}_4 \end{pmatrix} ; \quad \tilde{V}_i = (1, \tilde{V}_i, \tilde{V}_i^2, \tilde{V}_i^3)_{i=1 \sim m}$$

§ 3.2 测量函数参数估计

显然, 在对系统进行 m 次测量过程中, 包含了噪声和随机干扰影响。因而,

$$\hat{I}_i = \tilde{A} \tilde{V}_i = A V_i + n_i \quad (i = 1 \sim m) \quad (3.6)$$

其 m 次测量的噪声及随机干扰的功率和为

$$Q = n^T \cdot n = (\hat{I} - AV)^T (\hat{I} - AV) \quad (3.7)$$

采用参数矩阵最小噪声及随机干扰功率和对参数 A 进行估计。欲使 $Q = \min$ 时，求特征参数 A ，只需满足 $\frac{\partial Q}{\partial A} = 0$ 的条件，对式 (3.7) 求导后可得

$$A = (V^T V)^{-1} V^T \hat{I} \quad (3.8)$$

因为 AV 与 $\tilde{A}\tilde{V}$ 具有相同测量模型，所以

$$A = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} ; \quad V = (1, V, V^2, V^3) \quad (3.9)$$

A 就是电流信号测量模型的确定性特征参数。由电压测量实现的电流测量方程式为

$$I_x = AV + n_{\min} = \sum_{i=1}^4 a_i V^{i-1} + n_{\min} \quad (3.10)$$

式中： a_1 -测量函数的零点偏移常数； a_2 -测量函数的线性常数；

a_3 -测量函数的非线性平滑常数； a_4 -测量函数的非线性逼近常数。

而 n_{\min} 可被定义为电流测量过程的测量不确定度 U 。测量不确定度可根据测量原理的分析，用测量不确定度的计算方法评估。因此

$$I_x = AV + U = \sum_{i=1}^4 a_i V^{i-1} + U \quad (3.11)$$

可见，它是一个由电压测量实现的非线性间接测量模型。它消除了测量系统中诸多固有因素所产生非线性影响和不确定影响。

第四章 微弱电流信号的随机过程处理

§ 4.1 微弱电流信号的随机过程

微弱电流信号的放大、转换处理及测量过程, 由于伴随着噪声及随机干扰, 使之转化为微弱电流的随机信号。对应每一时刻的电流值, 都是一个随机变量 $I(t)$ 。因而, 电流随机变量与时间 t 构成了随机函数关系。时间过程 T 中, 诸多随机变量的集合形成了电流随机信号的随机过程 $I(t)$ 。而随机过程的实现取自电流随机信号的样本实现集合。在构建的系统中, 单片机以一定的采样频率采集电流随机信号样本值, 并通过 RS232 标准串行接口传输给 ATS 信号处理分析软件。在平稳各态历经随机过程条件下, 获得 N 次电流随机信号样本值。ATS 信号谱分析工具根据样本值描述微弱电流信号的随机过程。

电流信号随机过程的 n 维向量为

$$\bar{\mathbf{I}} = [I(t_1), I(t_2), \dots, I(t_N)]^T \quad (4.1)$$

$I(t_i)$ — 弱电流随机变量 $I(t)$ 对应 t_i 时刻的样本实现。

§ 4.2 随机过程统计参数估计

设电流信号随机过程为高斯过程, 由均值函数和方差函数可完全确立这一过程的有限维分布, 从而确立随机过程的统计特性。

根据遍历定理, 弱电流信号随机过程的均值为^{[56][57]}

$$m_I = E[I(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt \quad (4.2)$$

均值的无偏估计为

$$\hat{m}_I = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I(t_i) \quad (4.3)$$

方差的无偏估计为

$$\hat{\sigma}_I^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N [I(t_i) - \hat{m}_I]^2 \quad (4.4)$$

用均值估计和方差估计可得弱电流信号测量值及极限灵敏度技术指标。

弱电流信号随机过程的自相关函数为^[58]

$$R_I(\tau) = E[I(t) I(t+\tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T I(t) I(t+\tau) dt \quad (4.5)$$

自相关函数的无偏估计为

$$\hat{R}_I(k) = a \sum_{i=1}^{N-|k|} I(t_i) I(t_i + |k|) \quad [a = 1/(N-|k|)], \quad (4.6)$$

$R_I(\tau)$ 是时间过程 T 中 t 与 $t+\tau$ 所对应的弱电流信号间相关程度的量度。设 $F_T(\omega)$ 是弱电流信号随机过程的付立叶变换，它相当于把弱电流信号随机信号看成是各次谐波的叠加， $F_T(\omega)$ 是这些谐波的振幅。把弱电流信号的二阶矩 $E\{I^2(t)\}$ 看作信号的瞬时平均功率。则 $|F_T(\omega)|^2$ 正比于分配到各次 n 谐波上的能量， $|F_T(\omega)|^2 / T$ 即为其功率。根据维纳-辛钦定理，若使自相关函数 $R_I(\tau) \neq 0$ 的 τ 取值范围远小于时间过程 T ，则弱电流信号随机过程的功率谱 $S_I(\omega)$ 为

$$S_I(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E\{|F_T(\omega)|^2\} = F\{R_I(\tau)\} \quad (4.7)$$

功率谱估计 $\hat{S}_I(n)$ 为

$$\hat{S}_I(n) = \sum_{k=1}^N \hat{R}_I(k) e^{-jkn(\frac{2\pi}{N})} \quad (4.8)$$

因为由相关函数计算功率谱计算量较大，所以可由弱电流随机过程样本实现的付立叶变换得到的功率谱估计为

$$\hat{S}_I(n) = \frac{1}{N} |\hat{F}_T(n)|^2 \quad (4.9)$$

这种谱密度估计也称为弱电流随机过程周期图。

利用弱电流信号随机过程的频谱估计、功率谱估计可得到弱电流测量过程的低频噪声和低频噪声技术指标。

$$\overline{I_{noise}^2} = \sum_{nf1}^{nf2} \hat{S}_I(n) \quad (4.10)$$

依据弱电流信号随机过程的处理结果，采用相适应的数字滤波器平滑滤波可进一步降低弱电流测量过程的噪声影响。

通过随机过程处理后，微弱电流信号的付立叶级数表达式为

$$i(t) = \bar{I} + \sum_{j=1}^{N-1} I_{nj} \sin \left(2\pi B \cdot \frac{j}{N} + \phi_j \right) \quad (4.11)$$

式中： B — 微弱电流信号低频频率带宽 ($B = 5\text{Hz}$)； I_{nj} — 低频范围内第 j 个频率点的微弱电流值。

利用 (4.11) 可得到弱电流信号时间谱。

随机过程统计参数估计值的确定方法为信号分析软件工具的合理使用，提供了理论依据。按照参数估计和信号处理分析过程，可编制用于微弱电流测量和信号处理分析的 ATS 软件包。

第五章 微弱电流自动测试系统 (ATS)

§5.1 ATS 功能描述

构建微弱电流 ATS 的主要目的是利用微弱电流信息实现不同测量过程的自动化；避免微弱电流信号测量过程中，手动操作对测量过程产生影响；并通过对随机电流信号过程的深化处理，在随机噪声和干扰背景下获取希望的结果，用清晰的方式表达结果。

ATS 主要由可编程微弱电流测量仪、RS232 标准接口总线、PC 计算机系统、TestPoint 测量软件、系统测量控制软件包和系统信号分析处理软件包构成。见图 5.1

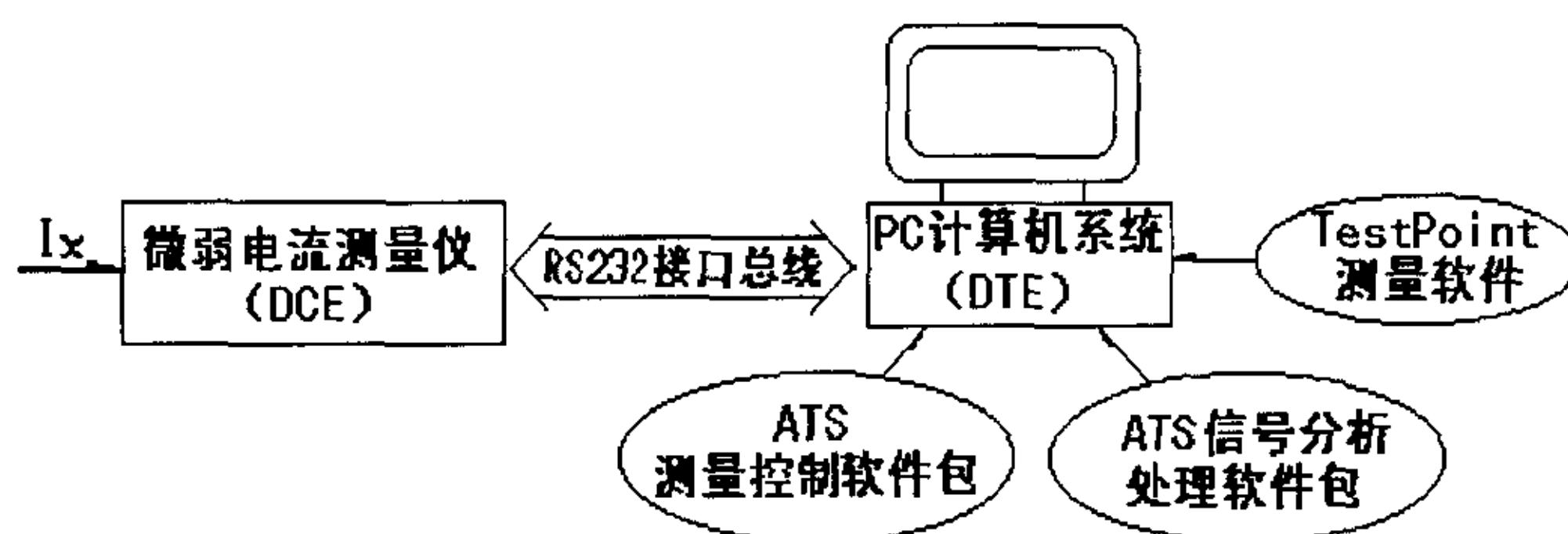


图 5.1 微弱电流 ATS

RS232 接口是数据终端设备 (DTE) 与数据通讯设备 (DCE) 之间，用于异步串行二进制数据交换而定义的一种标准接口。在本测试系统中，微弱电流测量仪作为一个 DCE。而 PC 计算机系统则作为一个 DTE。RS232 接口标准规定了十四种信号引线的组合配置用于数据传输。我们构建的自动测试系统中，选定 RS232 接口总线为类型 E，RS232 控制信

号（引线 5, 6, 7, 8 和 20）与接口总线中的地相接。因此实际上采用了双绞线数据通讯。为了消除 PC 计算机系统中开关电源的高次谐波产生的共模影响，在 RS232 接口总线接入了光隔离器。RS232 接口数据传送的波特率可在 1200~19200bps 间，由系统测控软件包的数据传送操作界面设定。

ATS 的数据通讯，是由 Testpoint 测量软件生成的程序信息与微弱电流测量仪的单片机串行接口汇编语言的链接实现的。作为 DET 的计算机控制系统，按测控软件包的自动测量操作要求，以测量语言格式向作为 DCE 的微弱电流测量仪发布程控命令。用命令确定测量量程、采样组次数、数字滤波窗口、采样截止频率、背景校准、量程自校准等程控状态。DCE 收到测量命令后，进入正常测量流程，以测量语言的通用模拟数据互换格式（ADIF）向 DTE 传输测量数据。由此完成一个微弱电流信号的自动测试过程。

提供给 ATS 使用的测量语言是由易于记忆的“平易英语”单词、十进制数字和一组标点符号所组成的指令集。它是可编程仪器标准指令（SCPI）的一部分。各类命令都是面向信号的，根据所需要测量数据和信号来规定测量内容，并把各种参数（子命令集）附加到指令上，仪器按参数来选定合适的设定值。SCPI 缩短了编程时间，大大提高了仪器的互换性使用。测量语言符号定义见表 5.1

表 5.1 测量语言符号定义

| 符号 | 命令集 | 子命令集定义 |
|----------------|---------------|---|
| MEASURE* | 正常测量/测量结果响应 | |
| AUTO | 自动量程命令 | AUTO 1=自动量程; AUTO 0=手动量程 |
| REMOTE | 远控操作命令 | REM 1=LOCAL 0 |
| LOCAL | 本控操作命令 | LOCAL 1=REM 0 |
| RANGE | 量程选择命令 | RANGE 1=100mA;...RANGE 6=1pA |
| CALIBRATE | 校准命令 | CAL 1=背景校准; CAL 0=量程自校准 |
| FILTER | 数字滤波命令 | FIL 1=连续平滑; FIL 2=采样组平滑 FIL 3=移动窗平滑; FIL 4=固定窗平滑 |
| RESOLUTION | 分辨率选择命令 | REL 1=5 1/2; REL 2=4 1/2 |
| OFFSET | 零点偏置 | OFFSET 1=零偏; OFFSET 0=零偏释放 |
| OVER | 量程超限响应 | |
| END | 测量结束 | |
| STATE | 状态查询命令 | |
| Space | 在命令行中改善命令可读性 | |
| ? | 输出 DEC 当前响应信息 | |
| : | 多命令行中用以分隔命令 | |
| *大写字母为最低限度简略表示 | | |

系统测量语言不仅是程控命令的程序信息，也是微弱电流测量仪的响应信息。响应信息可能是测量结果，也可能是测量状态信息。响应信息的基本数据格式仍要满足可编程仪器通用模拟数据互换格式 (ADIF)。

当程控命令直接生成响应信息时，即产生查询。本系统命令集包含三个查询——测量结果查询、测量状态查询和错误查询。测量语言符号定义的指令基础是 SCPI 标准指令集的核心。它是一组供所有程序信息使用的定义表。这些定义精确地规定了每个 SCPI 信息的语法和语言，为可编程仪器提供了一种统一的程控信息。因而，微弱电流测量仪无论接入何种 ATS，其功能的指令响应和响应信息格式都是一样的。ATS 响应信息格式如表 5.2 所示。

表 5.2

| 测 量 结 果 | | | | | | | | | | | | | |
|---------|---|---|---|---|---|---|---|---|----|-------|----|-------|----|
| 数 字 域 | | | | | | | | | | 单 位 域 | | | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
| - | 1 | 0 | 0 | . | 0 | 0 | 0 | | | | | m | A |
| | | - | 1 | . | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | | m | A |
| | - | 1 | 0 | . | 0 | 0 | 0 | 0 | | | | μ | A |
| - | 1 | 0 | 0 | . | 0 | 0 | 0 | | | | | n | A |
| - | 1 | 0 | 0 | . | 0 | 0 | 0 | | | | | p | A |
| | - | 1 | 0 | . | 0 | 0 | 0 | | | | | p | A |
| | | - | 1 | . | 0 | 0 | 0 | | | | | p | A |
| 测 量 状 态 | | | | | | | | | | 状 态 域 | | | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
| | | | | | | | | | | 0 | V | E | R |
| | | | | | | | | | | A | U | T | 0 |
| | | | | | | | | | | E | R | R | 0 |

测量语言为 ATS 程控信息提供了极好的兼容性，因为其命令集定义完全根据电流信号参数测量来确定的。因而，操作者仅根据所需要的信息响应结果（如电流示值、分辨率）把子命令参数附加到命令上，来选定合适的程控状态设定值。

例如，把下述命令：

: MEASURE ? : 10E -12, 0.01: FILter, 1

传送给微弱电流测量仪，将使 ATS 能测量 1pA 量程的微弱电流，测量分辨率达 0.01(10fA)。命令行中的 ? 字符是测量结果对 ATS 命令的响应，响应结果要经平滑滤波处理。可见无需了解仪器次级接口控制指令集，即可进行自动化测量。

§5.2 ATS 软件包

ATS 软件包主要由美国 CEC 公司测量软件和我们采用 Testpoint 软件编制生成的 ATS 测量控制功能软件、ATS 信号分析处理功能软件构成。

在微弱电流信号自动测量过程中，ATS 软件包向系统发布测量控制的程序信息，同时查询系统响应信息，并对微弱电流信号的响应信息进行深化分析与表达处理。

ATS 软件包的信息结构如图 5.2

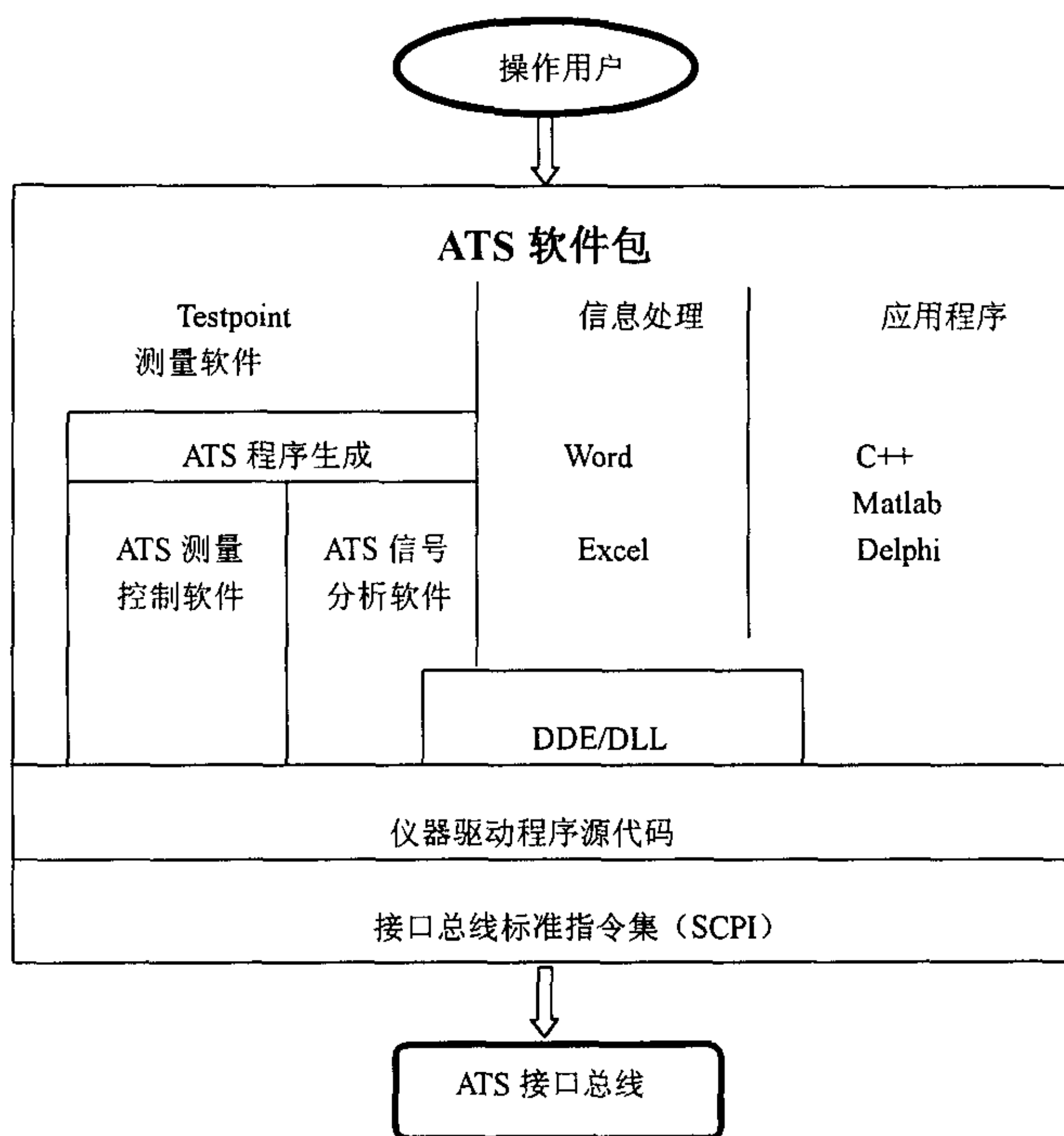


图 5.2 ATS 软件包信息结构

按微弱电流信号的不同测量要求，操作用户利用 Testpoint 测量软件提供的仪表面板操作目标程序、标准接口操作目标程序和命令/数据流目标程序来编辑测量程序，用此程序生成 ATS 测量控制软件。

按微弱电流信号的不同分析要求，操作用户利用 Testpoint 测量软件提供的用户面板操作目标程序模块、测量结果输出表达目标程序、数学计算目标程序、动态数据链接目标程序和数据流目标程序来编辑信号分析程序，用此程序生成 ATS 信号分析软件。

ATS 信号分析软件包含了微弱电流信号平稳随机过程统计参数分析工具、时间/频率/相位/噪声谱等多谱分析工具、数字滤波分析工具和曲线图形分析。

借助于 DLL 链接，操作用户也可用 Matlab 软件的信号分析工具箱编制信号分析程序，用 Word、Excel、Delphi 软件编制测试数据处理程序，用此程序生成 ATS 的测试报告、测试记录和测试数据库。ATS 测量控制软件命令流见图 5.3

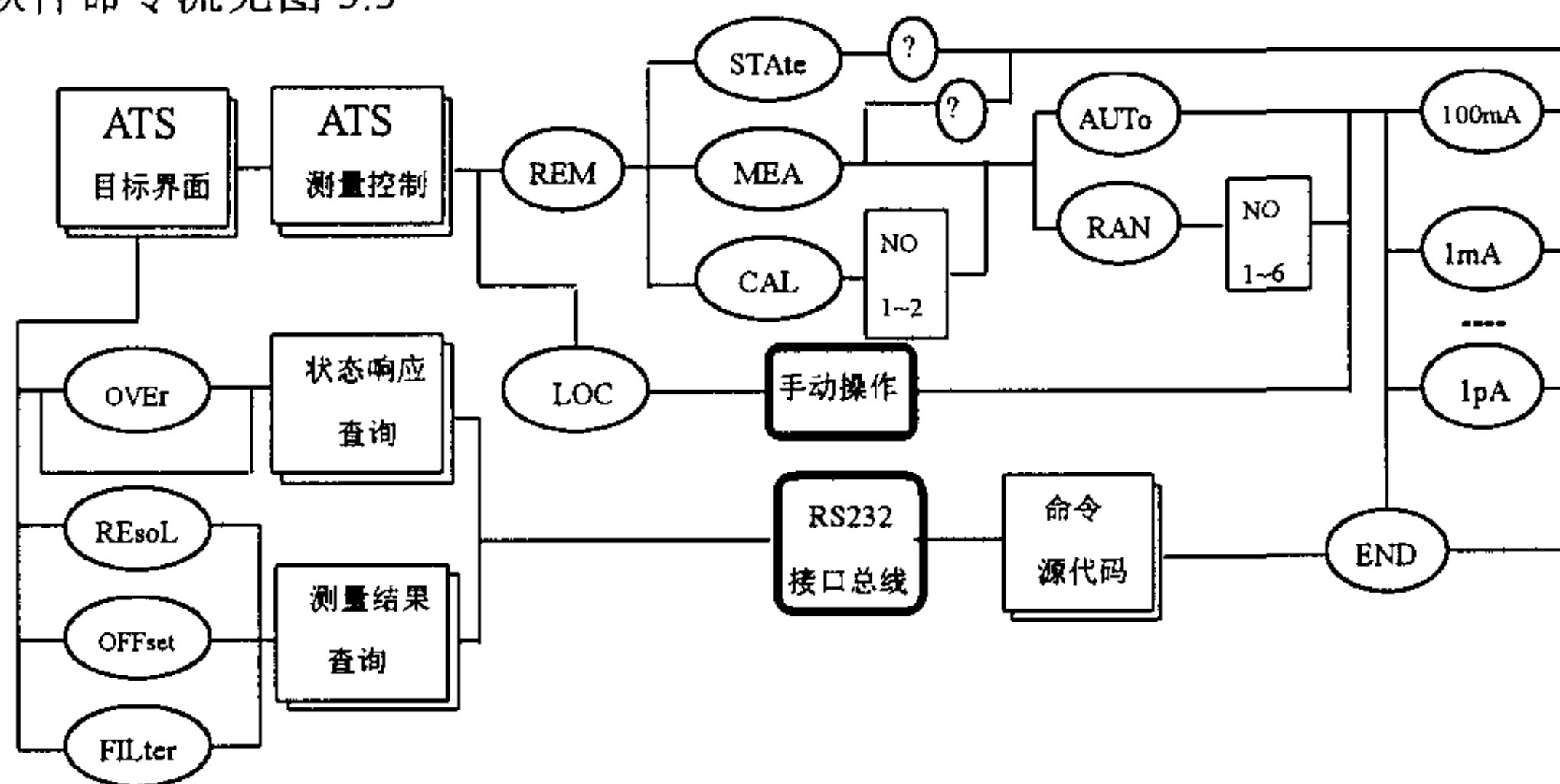


图 5.3 ATS 测量控制软件命令流

ATS 信号分析功能软件流程见图 5.4

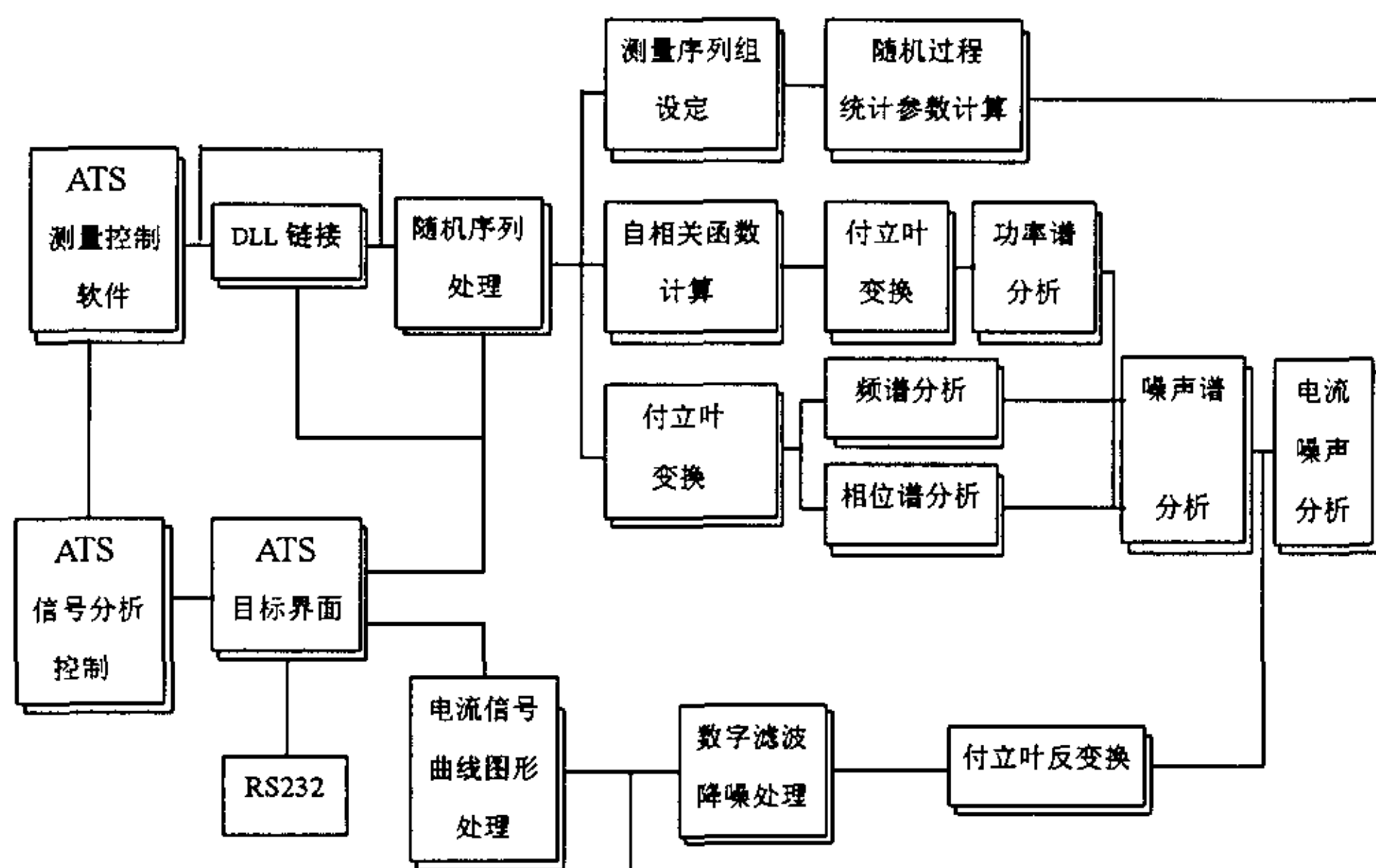


图 5.4 ATS 信号分析功能软件流程图

第六章 测量不确定度及实验数据

§ 6.1 测量不确定度分析与评定

微弱电流测量的测量不确定度分析与评定按国家计量技术规范 JJF1059—1999 的要求进行^[60]。它与 INC-1 (1980) 国际建议书 和 ISO 的 GUM 文件相一致。

§ 6.1.1 数学模型

由微弱电流测量方程式 (3.11), 可得测量不确定度的数学模型。

$$I_x = AV = \sum_{i=1}^4 a_i V^{(i-1)} = \sum_{i=1}^4 a_i [I_n R_F (1 + R_A / R_B)] \quad (6.1)$$

式中 I_n 表示标准微弱电流源输出电流值; V 表示标准微弱电流测量电压信号值。

§ 6.1.2 不确定度来源及标准不确定度

1. 标准微弱电流源

弱电流标准采用美国 Keithley 公司 263 型^[61]标准微弱电流源, 产生的标准不确定度其基本误差源 x_1 见表 6.1

表 6.1.

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|----------|-------|--------|-------|------------|-------------|--------------|
| a_1 | 13fA | 0.23pA | 10pA | 3.5nA | 0.1 μ A | 31 μ A |
| $u_1(y)$ | 7.5fA | 0.13pA | 5.8pA | 2nA | 58nA | 17.9 μ A |

表 6.1 中: a_1 — 误差源 x_1 的误差分散区间半宽或误差限;

$u_1(y)$ — B 类标准测量不确定度; 包含因子 $k_1 = 1.732$; 自由度 $\nu_1 = 50$

2. 微弱电流放大器

(1). 输入偏值电流及漂移影响(b_1)

$$\Delta I_x = \frac{\partial I_x}{\partial I_b} \cdot \frac{\partial I_b}{\partial t} \Delta t + 2I_b \quad (6.2)$$

$$\therefore I_x = V_o G + 2(I_b + \Delta I_b)$$

$$\frac{\partial I_x}{\partial I_b} = 2$$

运算放大器输入偏置电流: $I_b = 40\text{fA}$;

偏置电流漂移:

$$\frac{\partial I_b}{\partial t} = 4\text{fA}/^\circ\text{C}$$

$$t = 15\text{--}25^\circ\text{C}, \quad \text{仅考虑半宽区间} \quad \Delta t = 5^\circ\text{C}$$

输入偏置电流影响通过参数估计消除, 仅考虑输入偏置电流漂移影响。

$$b_1 = 40\text{fA}; \quad \text{B 类标准不确定度 } u_1(y_2) = 20\text{fA}; \quad \text{自由度 } \nu_2 = 50$$

(2). 输入失调电压及漂移影响(b_2)

$$\Delta I_x = \frac{\partial I_x}{\partial I_b} \cdot \frac{\partial U_{os}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial I_x}{\partial U_{os}} \cdot \frac{\partial U_{os}}{\partial E_s} \Delta E_s + \frac{U_{os}}{R_F} \quad (6.3)$$

$$\therefore I_x = U_{os} / R_F$$

$$\frac{\partial I_x}{\partial U_{os}} = \frac{1}{R_F}$$

$$E_s = 10\text{V}; \quad \Delta E_s = 1\text{mV}; \quad t = 15^\circ\text{C} \text{--} 20^\circ\text{C}; \quad \Delta t = 10^\circ\text{C}$$

$$U_{os} = 0.3\text{mV}; \quad \frac{\partial U_{os}}{\partial t} = 5\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}; \quad \frac{\partial U_{os}}{\partial E_s} = 10\text{ }\mu\text{V/V}$$

运算放大器输入失调电压 U_{os} 的影响通过参数估计消除, 仅考虑 U_{os} 漂移影响, 其误差限和 B 类标准不确定度见表 6.2

表 6.2.

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|----------|--------------|--------------|--------------|---------------|-------------|-------------|
| R_F | 10G Ω | 10G Ω | 20M Ω | 200k Ω | 2k Ω | 10 Ω |
| b_2 | 5fA | 5fA | 2.5pA | 250pA | 25nA | 5 μ A |
| $u_3(y)$ | 2.9fA | 2.9fA | 1.4pA | 144pA | 14.4nA | 2.9 μ A |

自由度 $\nu_3 = 50$

(3). 运放输入噪声影响 (b_3)

$$\Delta I_x = \left[I_{nl/f}^2 + I_{nw}^2 + \left(\frac{E_{nl/f}}{R_F} \right)^2 + \left(\frac{E_{nw}}{R_F} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (6.4)$$

运算放大器在 0.1-10Hz 频带的输入电流噪声 $I_{nl/f} = 0.001\text{pA} = 1\text{fA}$;
 输入电压噪声 $E_{nl/f} = 0.61\text{ μ V (rms)}$, 运算放大器在 10-1kHz 频带的输入电
 流噪声 $I_{nw} = 3.2\text{fA}$; 输入电压噪声 $E_{nw} = 0.168\text{ μ V}$, 其误差限和 B 类标准不
 确定度见表 6.3

表 6.3.

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|----------|-------|-------|--------|------------|-------|--------|
| b_3 | 3.4fA | 3.4fA | 20fA | 2pA | 200pA | 40nA |
| $u_4(y)$ | 2fA | 2fA | 11.7fA | 1.6pA | 116pA | 23.1nA |

自由度 $\nu_4 = 50$

(4). 电阻总噪声电压 (b_4):

$$\overline{e_{ns}} = (\overline{e_{nR}^2} + \overline{e_{nl/f}^2})^{1/2} \quad (6.5)$$

电阻总噪声电流:

$$I_{ns} = \frac{\overline{e_{ns}}}{R_F}$$

电阻热噪声电压:

$$\overline{e_{nR}^2} = 4kR_F\Delta f$$

经低通滤波器后,截止频率 $f_c = 10\text{Hz}$, 所以 $\Delta f = 10\text{Hz}$, 取一个十倍

频程 $n=1$

$$e_{n1/f} = 10^{-\frac{30}{20}} \cdot V_{DC}(n)^{1/2}$$

其误差限和 B 类标准不确定度见表 6.4

表 6.4

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|----------|--------|--------|-------|------------|-------|-------|
| b_4 | 0.4fA | 0.4fA | 28fA | 0.3pA | 2.8pA | 12pA |
| $u_5(y)$ | 0.23fA | 0.23fA | 16fA | 0.16pA | 1.6pA | 6.9pA |

自由度 $\nu_5 = 50$

(5). 电阻 R_F 温度影响(b_5)

$\Delta t = 15^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}$, 仅考虑半宽分散区间, 取 $\Delta t = 5^\circ\text{C}$

其半宽区间误差限和 B 类标准不确定度见表 6.5

表 6.5

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|----------|------|-------|-------|------------|-------|-------------|
| b_5 | 50fA | 50fA | 2.4pA | 0.24nA | 25nA | 5 μ A |
| $u_6(y)$ | 29fA | 29fA | 1.4pA | 140pA | 1.4nA | 2.9 μ A |

自由度 $\nu_6 = 50$

3. A/D 转换器

(1). 标准电压源测量不确定度(c_1)

A/D 转换器校准采用了英国 DATRON 公司 4000A 标准电压源, 其准确度指标在基本量程满足 $<0.001\%$. 产生的 B 类标准不确定度为

$$\Delta I_x = \frac{(U_{FS} \times 0.001\%)}{R_F(1 + R_A + R_B)} = 1.2\text{fA} \quad (6.6)$$

$$C_1 = 1.2\text{fA} ; \quad u_7(y) = 0.7\text{fA}; \quad \nu_7 = 50$$

(2). A/D 零点漂移误差(c_2)

A/D 零点漂移 $\Delta U_0 = 1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$; $t = 15^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}$

$$C_2 = 0.5\text{fA} ; \quad u_8(y) = 0.3\text{fA}; \quad \nu_8 = 50$$

(3). A/D 满量程漂移误差(c_3)

A/D 转换器满量程漂移 $\Delta U_{FS}=1 \mu V / ^\circ C$; $t=15^\circ C-25^\circ C$

$$\Delta I_x = \frac{\Delta U_{FS} \cdot t}{R_F(1+R_A+R_B)} = 0.5 fA \quad (6.7)$$

$$C_3 = 0.5 fA ; \quad u_9(y) = 0.3 fA; \quad \nu_9 = 50$$

(4). A/D 线性误差(c_4)

A/D 转换器线性误差 $U_L = 0.0015\% F \cdot S$

$$C_4 = 1 fA ; \quad u_{10}(y) = 0.7 fA; \quad \nu_{10} = 50$$

(5). A/D 量化噪声误差(c_5)

A/D 转换器量化噪声误差

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{12} q^2 = \left(\frac{U_{F \cdot S}}{2^{20}} \right)^2 \quad (6.8)$$

量化噪声误差服从均匀分布, B 类标准不确定度为

$$u_{11}(y) = \sqrt{\sigma_n^2} = 0.03 fA$$

$$\nu_{11} = 50$$

§ 6.1.3 合成不确定度

因各不确定度来源彼此独立, 所以合成的标准不确定度 u_c 及有效自由度 ν_{eff} 分别为

$$u_c = \left[\sum_{i=1}^{11} u_i^2(y) \right]^{1/2} \quad (6.9)$$

$$\nu_{eff} = \frac{u_c^4}{\sum_{i=1}^{11} [u_i^4(y)/\nu_i]} \quad (6.10)$$

具体数据见表 6.6

表 6.6.

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|--------------|------|-------|-------|--------|------|--------|
| U_c | 36fA | 135fA | 6pA | 2nA | 60nA | 18 μ A |
| ν_{off8} | 96 | 58 | 57 | 50 | 57 | 55 |

§ 6.1.4 扩展不确定度

给定电流测量的置信概率 $P = 99\%$ ，根据 $k_{99} = t_{99}(\nu_{\text{eff}})$ ，由 t 分布表^[60]可得包含因子 k_{99} ，扩展不确定度 $U_{99} = k_{99} u_c$ 。

k_{99} 、 U_{99} 和相对满量程的扩展不确定度 U_{rel} 数据见表 6.7

表 6.7

| 量程 | 1pA | 100pA | 100nA | 10 μ A | 1mA | 100mA |
|------------------|--------|-------|-------|--------|-------|----------|
| k_{99} | 2.626 | 2.68 | 2.68 | 2.68 | 2.68 | 2.68 |
| U_{99} | 94.5fA | 362fA | 16pA | 5.4nA | 161nA | 48.2 μ A |
| U_{rel} | 9% | 0.4% | 0.02% | 0.05% | 0.02% | 0.05% |

§ 6.2 实验数据

§ 6.2.1 示值测量数据

我们采用 Keithley263 标准微弱电流源对微弱电流测量仪各量程进行了多次示值测试，测试示值平均值数据见表 6.8

表 6.8

| 1pA | | 100pA | | 100nA | |
|--------------------------|-------|--------------------------|--------|-----------------------------|----------|
| 标准值 | 测量值 | 标准值 | 测量值 | 标准值 | 测量值 |
| 0.0 | 0.000 | 0.0 | -0.015 | 0.0 | -0.00006 |
| 0.1 | 0.101 | 10.0 | 9.951 | 10.0 | 9.9988 |
| 0.2 | 0.201 | 20.0 | 19.923 | 20.0 | 20.0032 |
| 0.3 | 0.301 | 30.0 | 29.894 | 30.0 | 29.9976 |
| 0.4 | 0.401 | 40.0 | 39.869 | 40.0 | 39.9937 |
| 0.5 | 0.502 | 50.0 | 49.847 | 50.0 | 49.9865 |
| 0.6 | 0.599 | 60.0 | 59.83 | 60.0 | 59.9876 |
| 0.7 | 0.700 | 70.0 | 69.806 | 70.0 | 69.9888 |
| 0.8 | 0.799 | 80.0 | 79.789 | 80.0 | 79.9924 |
| 0.9 | 0.898 | 90.0 | 89.769 | 90.0 | 90.0083 |
| 1.0 | 1.000 | 99.0 | 98.756 | 99.0 | 99.0222 |
| $\delta_1 = 0.2\% < 1\%$ | | $\delta_1 = 0.2\% < 1\%$ | | $\delta_1 = 0.02\% < 0.2\%$ | |

| 10 μ A | | 1mA | | 100mA | |
|-----------------------------|----------|-----------------------------|----------|-----------------------------|--------|
| 标准值 | 测量值 | 标准值 | 测量值 | 标准值 | 测量值 |
| 0.0 | -0.00002 | 0.0 | -0.00016 | 0 | 0.000 |
| 1.0 | 0.99999 | 0.1 | 0.09986 | 5 | 4.999 |
| 2.0 | 1.99975 | 0.2 | 0.19982 | 10 | 9.999 |
| 3.0 | 2.99947 | 0.3 | 0.29978 | 15 | 14.999 |
| 4.0 | 3.99951 | 0.4 | 0.39974 | 19.9 | 19.899 |
| 5.0 | 4.99928 | 0.5 | 0.49971 | 35.471 | 35.460 |
| 6.0 | 5.99908 | 0.6 | 0.59968 | 40.470 | 40.452 |
| 7.0 | 6.99930 | 0.7 | 0.69966 | 58.118 | 58.091 |
| 8.0 | 7.99827 | 0.8 | 0.79984 | 73.682 | 73.645 |
| 9.0 | 8.98934 | 0.9 | 0.89969 | 93.522 | 93.473 |
| 9.9 | 9.89984 | 1.0 | 0.99973 | | |
| $\delta_1 = 0.02\% < 0.1\%$ | | $\delta_1 = 0.03\% < 0.1\%$ | | $\delta_1 = 0.05\% < 0.2\%$ | |

为了与美国 Keithley 6517A 静电计/微弱电流测量仪进行同类仪器微弱电流测量结果比对，我们采用了 Keithley263 标准微弱电流源对 Keithley 6517A 静电计进行了多次示值测试，测试示值平均值数据见表 6.9

表 6.9

| 200pA | | 200nA | | 20 μ A | |
|--------------------|----------|--------------------|----------|--------------------|------------|
| 标准值 | 测量值 | 标准值 | 测量值 | 标准值 | 测量值 |
| (pA) | (pA) | (nA) | (nA) | (μ A) | (μ A) |
| 0 | -0.0068 | 0 | -0.00318 | 0 | -0.00018 |
| 20 | 20.0138 | 20 | 20.01139 | 2.0 | 1.99949 |
| 40 | 40.0370 | 40 | 40.02718 | 4.0 | 3.99931 |
| 60 | 60.0618 | 60 | 60.04469 | 6.0 | 5.99891 |
| 80 | 80.0865 | 80 | 80.06178 | 8.0 | 7.99886 |
| 100 | 100.1013 | 100 | 100.0785 | 10.0 | 9.99845 |
| 120 | 120.1341 | 120 | 120.0952 | 12.0 | 11.99835 |
| 140 | 140.1545 | 140 | 140.1118 | 14.0 | 13.99826 |
| 180 | 180.1953 | 180 | 180.1439 | 18.0 | 17.99781 |
| 199 | 199.2165 | 199 | 199.1597 | 19.9 | 19.89776 |
| $\delta_1 < 0.1\%$ | | $\delta_1 < 0.1\%$ | | $\delta_1 < 0.1\%$ | |

| 2mA | | 20mA | |
|--------------------|-------------|--------------------|-------------|
| 标准值 (mA) | 测量值 (mA) | 标准值 (mA) | 测量值 (mA) |
| 0 | -0.000006 | 0 | -0.00017 |
| 0.2 | 0.200031 | 2.0 | 2.00002 |
| 0.4 | 0.400046 | 4.0 | 4.00036 |
| 0.6 | 0.600065 | 6.0 | 6.00077 |
| 0.8 | 0.800077 | 8.0 | 8.00111 |
| 1.0 | 1.000110 | 10.0 | 10.00110 |
| 1.2 | 1.200100 | 12.0 | 12.00134 |
| 1.4 | 1.400083 | 14.0 | 14.00154 |
| 1.8 | 1.800054 | 18.0 | 18.00172 |
| 1.99 | 1.990000 | 19.9 | 19.90158 |
| $\delta_1 < 0.1\%$ | | $\delta_1 < 0.1\%$ | |

中国计量科学研究院(NIM)直流实验室,采用了美国 Keithley 6517 静电计和 $1\text{G}\Omega$ 标准电阻计量标准器对微弱电流测量仪三个量程进行了测试,测试结果列于表 6.10

表 6.10.

| 量程 | 校准后标准(pA) | 测量值(pA) | 不确定度 (% R+n) |
|-----------------------|------------|----------|----------------|
| 100pA | 0 | -0.001 | <0.1%+20 |
| | 5.000 | 4.999 | |
| | 15.000 | 15.001 | |
| | 25.000 | 24.997 | |
| | 35.000 | 34.993 | |
| | 45.000 | 44.989 | |
| | 53.000 | 52.981 | |
| | 67.000 | 66.980 | |
| | 75.000 | 74.971 | |
| | 83.000 | 82.959 | |
| 97.000 | 96.951 | | |
| 量程 | 校准后标准(nA) | 测量值(nA) | 不确定度 (% R+n) |
| 100nA | 0 | -0.004 | <0.1%+2 |
| | 5.000 | 4.998 | |
| | 15.000 | 15.007 | |
| | 25.000 | 25.002 | |
| | 35.000 | 35.000 | |
| | 45.000 | 44.994 | |
| | 55.000 | 54.991 | |
| | 65.000 | 64.995 | |
| | 75.000 | 74.996 | |
| | 85.000 | 85.007 | |
| 95.000 | 95.022 | | |
| 量程 | 校准后标准值(A) | 测量值(μ A) | 不确定度 (% R+ n) |
| 10 μ A | 0.0000 | -0.0001 | <0.05%R+2 |
| | 0.5000 | 0.5000 | |
| | 1.5000 | 1.5000 | |
| | 2.5000 | 2.5001 | |
| | 3.5000 | 3.4999 | |
| | 4.5000 | 4.4999 | |
| | 5.5000 | 5.5000 | |
| | 6.5000 | 6.4999 | |
| | 7.5000 | 7.4999 | |
| | 8.5000 | 8.5003 | |
| 9.500 0 | 9.5005 | | |
| 环境温度 19.2℃；相对湿度 50%RH | | | |

§ 6.2.2 随机过程处理的实验数据

为观测微弱电流测量仪低频噪声，在最小量程下，设置 Keithley263 标准电流源输出为零时，用上位计算机 ATS 测量软件读取微弱电流测量仪测量数据，任意选择 $N=1024$ 、 $N=32768$ 个序列样本实现的随机过程，随机过程时间谱见图 6.1、图 6.2

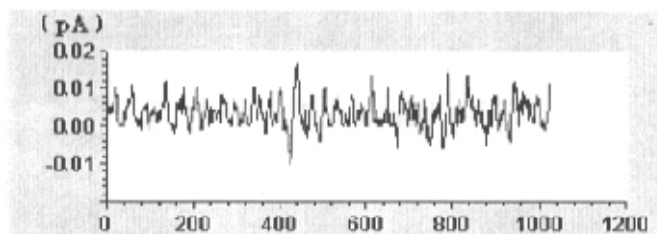


图 6.1 $N=1024$ 个序列样本实现的随机过程时间谱

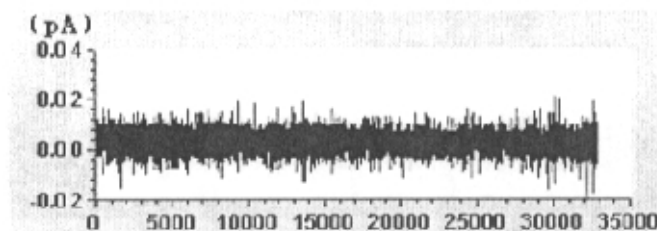


图 6.2 $N=32768$ 个序列样本实现的随机过程时间谱

用数据分析软件，对两个随机过程进行 FFT 变换，得到该随机过程频谱 $\text{FFT}(\omega)$ 。见附图 6.3、6.4

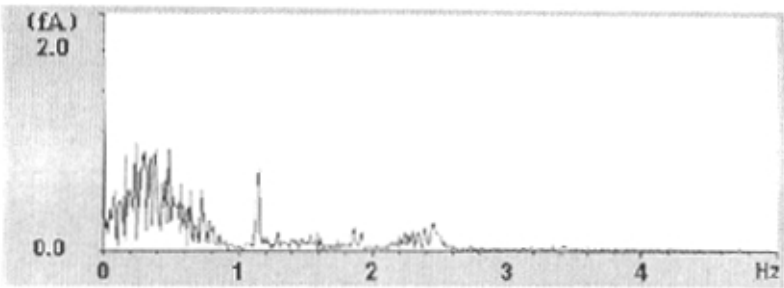


图 6.3 N=1024 个测量序列样本的低频噪声随机过程频率谱

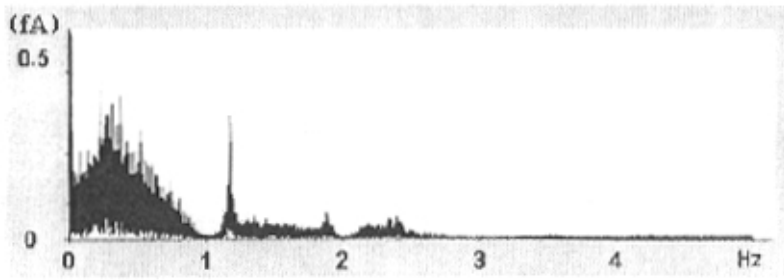


图 6.4 N=32768 个测量序列样本的低频噪声随机过程频率谱

由图 6.3、图 6.4 可见，在 0~2.6Hz 低频范围内,对应不同频率段,微弱电流噪声具有四个峰值群区,每群区中噪声谱最大峰值数据见表 6.11

表 6.11.

| | | | | | |
|---------|-------------|-------|-------|---------|---------|
| N=1024 | 频率(Hz) | 0.1-1 | 1-1.8 | 1.8-2.0 | 2.0-2.6 |
| | 噪声谱最大峰值(fA) | 1.1 | 0.8 | 0.2 | 0.30 |
| N=32768 | 频率(Hz) | 0.1-1 | 1-1.8 | 1.8-2.0 | 2.0-2.6 |
| | 噪声谱最大峰值(fA) | 0.39 | 0.07 | 0.01 | 0.01 |

根据式(4.2)用 ATS 软件包计算的微弱电流噪声功率谱估计见附图 6.5、图 6.6

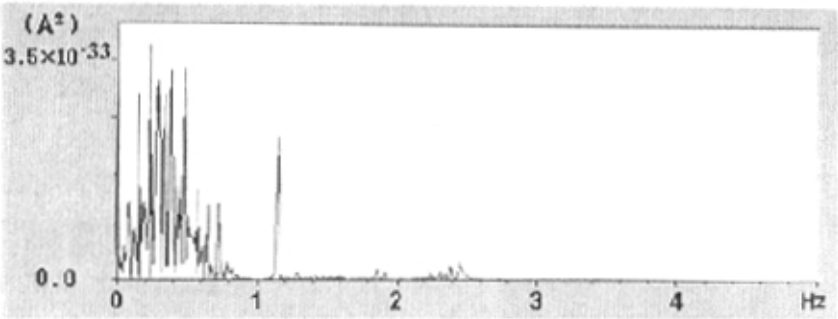


图 6.5 N=1024 个测量序列样本的低频噪声随机过程功率谱

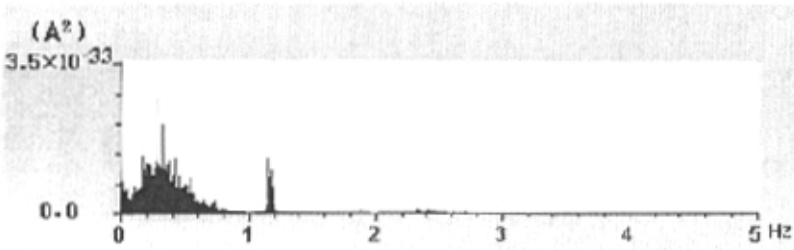


图 6.6 N=32768 个测量序列样本的低频噪声随机过程功率谱

图 6.5、图 6.6 中,在 0~2.6 Hz 低频范围内,噪声功率谱同样具有四个峰值分布群区,每群区中噪声功率、低频电流噪声及低频总噪声数据见表

表 6.12.

| | | | | | |
|---------|---|-------|-------|---------|---------|
| N=1024 | 频率(Hz) | 0.1-1 | 1-1.8 | 1.8-2.0 | 2.0-2.6 |
| | 噪声功率(aA) ² | 21.4 | 1.9 | 0.3 | 1.0 |
| | 低频电流噪声 aA/ (Hz) ^{1/2} | 150 | 50 | 39 | 40 |
| N=32768 | 频率(Hz) | 0.1-1 | 1-1.8 | 1.8-2.0 | 2.0-2.6 |
| | 噪声功率(aA) ² | 712 | 76 | 6 | 21 |
| | 低频电流噪声 aA/ (Hz) ^{1/2} | 28 | 10 | 6 | 6 |
| N=1024 | (0-2.6Hz)低频电流总噪声 0.17 fA/ (Hz) ^{1/2} | | | | |
| N=32768 | (0-2.6Hz)低频电流总噪声 0.03 fA/ (Hz) ^{1/2} | | | | |

§ 6.2.3 极限灵敏度实验数据

微弱电流测量仪极限灵敏度实验，采用美国 Keithley263 标准微弱电流源在 2pA 量程范围步进极限电流值，输入给微弱电流测量仪。上位计算机读取微弱电流测量仪极限电流响应，电流响应测量序列经随机过程处理后，提取极限电流响应值。我们发现，输入极限电流值每步进 0.5fA，随机处理结果有明显响应变化。尽管响应变化受电流噪声影响分散性较大，但证明微弱电流测量仪的极限灵敏度已达到 0.5fA。极限灵敏度实验数据见表 6.13

表 6.13.

| | | | | | | | | | |
|-------------|-----------------------|------|------|------|------|------|------|------|-------|
| 输入极限电流值(fA) | 1.5 | 2.00 | 2.50 | 3.00 | 3.50 | 4.00 | 4.50 | 5.00 | 5.50 |
| 测量值(fA) | 1.36 | 2.09 | 2.71 | 3.04 | 3.30 | 4.70 | 4.82 | 5.07 | 5.20 |
| 极限灵敏度响应(fA) | | 0.73 | 0.62 | 0.33 | 0.26 | 1.40 | 0.12 | 0.25 | 0.13 |
| 输入极限电流值(fA) | 6.00 | 6.50 | 7.00 | 7.50 | 8.00 | 8.50 | 9.00 | 9.50 | 10.00 |
| 测量值(fA) | 6.02 | 6.27 | 7.01 | 7.67 | 7.84 | 8.66 | 8.95 | 9.33 | 10.14 |
| 极限灵敏度响应(fA) | 0.25 | 0.74 | 0.66 | 0.17 | 0.82 | 0.29 | 0.38 | 0.81 | |
| 平均极限灵敏度响应 | 7.96 fA / 18 = 0.43fA | | | | | | | | |

第七章 结论

1. T 型电阻网络负反馈扩展原理的微弱电流测量理论, 是一种可用 ATS 实现的高准确度微弱电流信号自动测量方法。
2. 最小噪声功率下电流信号随机变量参数估计和高斯平稳随机过程处理方法的研究, 为从软件上抑制电流信号随机噪声和干扰背景, 提高 ATS 测量准确度, 提供了一种实用的理论方法。采用这种方法, ATS 在 1pA 量程达到了 0.5fA 极限灵敏度和 1fA 测量分辨率。
3. ATS 研究提供的信号谱分析手段, 不但能完成微弱电流量自动测量, 也可实现低频电流信号时间/频率/相位/功率/噪声谱分析和低频电流噪声测量。采用这一理论方法, 分析观察到 ATS 在 1pA 量程, 0 - 2.6Hz 低频电流总噪声分别为 $0.17\text{fA}/(\text{Hz})^{1/2}$ ($N=1024$) 和 $0.03\text{fA}/(\text{Hz})^{1/2}$ ($N=32768$)。
4. ATS 各量程的示值误差均满足 ATS 研究的技术指标规定的要求。测量不确定度分析评定结果及中国计量科学研究院的测试结果证实了实验数据的真实性。
5. ATS 测量控制软件提供的 SCPI 测量语言面向电流信号测量, 根据被测量电流信号规定测量命令内容, 规范了程序信息的互换性, 便于 ATS 用户测量软件的编制和操作。
6. ATS 研究证实了 ATS 对微弱电流信号的测量, 从自动化程度和综合技术指标 (示值准确度、极限灵敏度和测量分辨率等) 方面提高了测量水平。

致 谢

本论文是在郭树旭导师的悉心指导下完成的。郭老师在学术上的深刻见解和严谨态度，使我受益匪浅，把耕耘的果实结晶到本研究论文中。在此，对郭老师表达最诚挚的谢意；

特别感谢李传南博士对论文项目查新工作给予的帮助；

特别感谢吉林省计量科学研究院钱芸、关维琦、何欣、王又力等同志，对本研究论文工作的密切配合与支持；

感谢田小建老师、王剑刚老师和李宝华老师对本论文给予的关注和帮助，感谢吉林大学辛勤教导过我的各位老师；

感谢吉林大学给予我帮助的各位同学。

参考文献

- [1] 贾伯年等, 传感器技术, 东南大学出版社, 1996
- [2] 袁禄明等, 电磁测量, 机械工业出版社, 1980
- [3] 何圣静, 物理实验手册, 机械工业出版社, 1989
- [4] π.B.诺维茨基,非电量的电测量, 机械工业出版社, 1983
- [5] A.M.屠利庆, 非电量的电测量,水利电力出版社,1957
- [6] 李清泉,集成运算放大器, 科学出版社,1982
- [7] John Yeager and Mary Anne Hrush -Tupta, Low Level Measurements,
5th Edition , Keithley, Inc. U.S.A.,1981
- [8] JiRi Dostal, Operational Amplifiers, Elsevier Scientific Publishing
Company, Czech, 1981
- [9] Burr-Brown Company, Precision Switched Integrator Transimpedance
Amplifier, U.S.A.1996
- [10] Hewlett-Packard Company, HP 3458A Multimeter Operating Manual,
U.S.A.1988
- [11] DATRON Company.,DATRON 1281 Multimeter Operating Manual,
Brit.2000
- [12] Guildline Instruments LTD. Canada, Programmable Digital
Teraohmmeter 6500A
- [13] Quad Tech Instruments Inc., 1865 Megohmmeter/IR tester Product Data,
U.S.A.1992
- [14] Keithley Instruments Inc., Model 6517A Electrometer Users Manual,
U.S.A.1996

- [15] Keithley Instruments, Inc., Keithley 2000/01 Full line Product Catalog USA, 2000
- [16] 陆祖光, 微电流测量技术探讨, 电测与仪表, No.4, 1990
- [17] 周衣林, 智能化直流微电流放大器的研制, 自动化仪表, Vol.16, No.9, 1995
- [18] 徐先, JFET 微电流放大器, 电测与仪表, No.2, 1995
- [19] 何希才, 微小电流的测量, 电测与仪表, No.10, 1991
- [20] 沙振舜, 微电流测量仪的研究, 电测与仪表 Vol.30. No.3, 1993
- [21] 彭文峰, 901-PA 微电流伏安仪的研制, 分析仪器, No.1, 1993
- [22] 周怡, 一种微电流放大器的设计与探讨, 广西物理, Vol.20, No.2, 1999
- [23] 陈新等, 一种微电流直流放大器的研制, 集美航海学院学报, Vol.16, No.3, 1999
- [24] 陈文芎, 采用积分型电路的微电流测量, 分析仪器, No.3, 1998
- [25] 郑洪, CCD 光标式微电流计, 光电工程, Vol.25, No.3, 1998
- [26] 徐琦, 高压智能兆欧表中的微电流检测, 仪表技术与传感器, No.7, 1997
- [27] 朱震均等, 生物电极电流动态检测装置, 测控技术, Vol.19, No.6, 2000
- [28] 沈建等, 弱电流测量技术在放射性仪表中的应用, 实用测试技术, Vol.20, No.3, 1994
- [29] 王仁道等, 高阻运放组件弱电流测量仪及高阻标定的研制, 适用技术成果数据库.(CSTAD), 881408.
- [30] 徐先, 微电流计, 中国专利, 申请号 86103773
- [31] 王仁道, 自动定标型弱电流测量仪, 中国专利, 申请号 87102521.

- [32] 朱小松,微功耗的高精度数字式微电流计,中国专利,申请号 92213380
- [33] 孙洪超,电化学微电流检测仪,中国专利,申请号 93238447
- [34] 吴越,便携式通用微机化离子分析仪,仪表技术与传感器, No.1,1998
- [35] 潘永惠,光电二极管暗电流温度特性的测量,南京大学学报,(自然科学版), Vol. 22 , No.2, 1999.
- [36] 胡作进,真空紫外光吸收实验装置控制与数据采集的软件设计,安徽教育学院学报, No.2, 1999.
- [37] 管建明,微弱电流信号的前置放大和分析,电测与仪表, No.3,1994
- [38] ZC36 型超高电阻/微电流测试仪使用说明书,上海第六电表厂
- [39] ZDZ 型电阻真空计使用说明书,北京第六电表厂,1982
- [40] 刘宝琦 等,有机/聚合物 LED I/V 曲线弱电流自动测试装置,全国计量测试学术大会论文集, 计量学报期刊社, P907~P910
- [41] ANALDG DEVICES Inc., Ultra low Input Bias Current Operational Amplifier, U.S.A. 1987
- [42] C.D. Motchenbacher, Low Noise Electronic Design, John Wiley & Sons, Inc. U.S.A., 1973
- [43] 黄柏,提高低电平低压测量的精度, 电子测试, No.10, 1998
- [44] 李继凡 等, 精密电气测量, 中国计量出版社, 1984
- [45] 吴大正, 线性电路分析, 国防工业出版社, 1979
- [46] P.H. Sydenham, Handbook of Measurement Science, Vol.1, Theoretical Fundamentals, John Wiley & Sons, U.S.A., 1982
- [47] 陈佳圭,微弱信号检测,中央广播电视大学出版社, 1987
- [48] M.SCHWARTZ, Information Transmission Modulation and Noise,

- MCGRAW-HILL BOOK COMPANY, 2th Edition, U.S.A. 1970
- [49] Palo Alto, Solid State Devices, Hewlett-Packard, U.S.A., 1968 P159~213
- [50] 诸邦田, 电子线路抗干扰技术手册, 北京科学出版社, 1988
- [51] ANALOG DEVICES, INC., LC²MOS Signal Conditioning ADC, AD7710 Analog-To-Digital Converters, P2-435-455, U.S.A. 2000
- [52] 高光天, ADI 产品技术指南, 科学出版社, 1997
- [53] 何立民, 单片机应用系统设计, 北京航空航天大学出版社, 1990
- [54] 黄俊钦, 测试误差分析与数学模型, 国防工业出版社, 1985
- [55] D.Hans, j.stetter, Analysis of Discretization Methods for Ordinary Differential equations, NEW YORK, 1973
- [56] 吕扬生, 随机信号处理导论, 天津大学出版社, 1988
- [57] C. Chatfield, The Analysis of time Series: An Introduction, 2th Edition, Chapman and Hall LTD. U.S.A., 1980
- [58] 徐秉铮, 信号分析与相关技术, 科学出版社, 1981
- [59] 信号处理与变换, 复旦大学信息论教研组编, 国防工业出版社, 1979
- [60] 国家计量技术规范, 测量不确定度评定与表示, JJF1059-1999
- [61] Keithley Instruments, Inc. Model 263 Calibrator/Source Instruction Manual, U.S.A., 1987
- [62] DATRON INC., Model 4000A Calibrator/Source Instruction Manual, Brit., 2000
- [63] 刘宝琦、钱芸、郭树旭等, 直流微弱电流自动测试系统, 电子测量与仪器学报, Vol 16, No.4, 北京, 2002