

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610144021.6

[51] Int. Cl.

G01R 15/00 (2006.01)

G01R 17/00 (2006.01)

G01R 19/00 (2006.01)

G01R 27/02 (2006.01)

G01R 33/07 (2006.01)

G01R 35/00 (2006.01)

[45] 授权公告日 2009 年 7 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 100520416C

[22] 申请日 2006.11.24

[21] 申请号 200610144021.6

[73] 专利权人 中国计量科学研究院

地址 100013 北京市朝阳区北三环东路 18 号

[72] 发明人 贺青 张钟华 李正坤

[56] 参考文献

US5880583A 1999.3.9

CN2793732Y 2006.7.5

US4322679A 1982.3.30

GB2311617A 1997.10.1

CN2655246Y 2004.11.10

低温电流比较仪及其应用. 张钟华, 贺青. 现代计量测试, 第 3 期. 2000

量子化霍尔电阻国家标准的研究. 张钟华, 贺青, 李正坤, 刘勇. 计量学报, 第 26 卷第 2 期. 2005

提高低温电流比较仪测量准确度的几方面措施. 张钟华, 贺青, 李正坤, 刘勇. 计量学报, 第 25 卷第 4 期. 2004

中国计量科学研究院建成的量子化霍尔电阻标准. 张钟华, 贺青, 李正坤, 刘勇. 现代测量与实验室管理, 第 6 期. 2004

审查员 黄素霞

[74] 专利代理机构 北京思创毕升专利事务所

代理人 韦庆文 刘明华

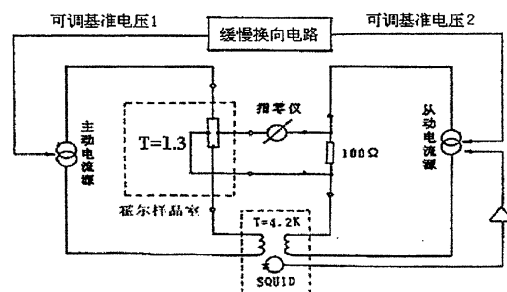
权利要求书 5 页 说明书 18 页 附图 6 页

[54] 发明名称

一种提高低温电流比较仪信噪比的系统及其方法

[57] 摘要

本发明属于一种在计量过程中的一种计量系统及其方法, 和低温电流比较仪装置相关。尤其涉及一种在低温电流比较仪系统中解决高匝数低温电流比较仪测量时中电流换向过渡过程时产生电流跳跃问题的系统及方法。一种提高低温电流比较仪信噪比的系统, 所述系统包括前馈环节和反馈环节; 前馈环节还包括缓慢变向电路, 所述缓慢变向电路是在主动和从动电流源电路的输入端加入一个时间常数可调的补偿 RC 低通电路, 用于解决高匝数低温电流比较仪测量时中电流换向过渡过程时产生电流跳跃的问题。由于解决了高匝数的低温电流比较仪测量过程中的电流跳跃问题, 信噪比大大提高了, 从而测量准确度也大为提高。



1, 一种提高低温电流比较仪信噪比系统, 其特征在于:

所述系统包括前馈环节和反馈环节;

所述反馈环节包括: 检测线圈及磁通变换器、超导量子干涉器件 SQUID 及后续电子电路、积分器、电压电流变换器和二次线圈;

所述前馈环节包括: 主动电流源、从动电流源和一次线圈; 所述前馈环节用于使从动电流源的输出电流接近一个预定值, 减小对反馈环节的信号冲击, 提高信噪比;

所述前馈环节还包括: 缓慢变向电路, 所述缓慢变向电路是在主动和从动电流源的输入端分别加入相关的变化速率可调的基准电压, 使得主动电流和从动电流都成为变化速率可调的缓慢变化电流, 用于解决高匝数低温电流比较仪测量时电流换向过渡过程中产生电流跳跃的问题;

所述主动电流输入所述一次线圈, 所述从动电流输入所述二次线圈; 当低温电流比较仪的检测线圈检测到不平衡磁动势时, 所述不平衡磁动势由磁通变换器变换为不平衡磁通, 所述不平衡磁通依次经过超导量子干涉器件 SQUID 及后续电子线路、积分器, 电压电流变换器后变换为反馈电流输入所述二次线圈, 构成反馈环节。

2, 根据权利要求 1 所述的一种提高低温电流比较仪信噪比系统, 其特征在于: 所述的缓慢变向电路为一个带有时间常数可调的  $RC$  低通滤波器的积分电路, 包括倒向开关、第一、第二集成运算放大器和电容、电阻;

经过所述倒向开关切换将基准电压经由第一电阻  $R1$ 、第一电容  $C1$  构成的第

一低通滤波器后提供给第一集成运算放大器 OP07a, 所述第一集成运算放大器 OP07a 的输出端与第二电阻 R2 连接, 所述第二电阻 R2 与第二集成运算放大器 OP07b 的输入端连接, 且所述第二电阻 R2 通过第三电阻 R3 和第二电容 C2、第三电容 C3 连接, 第二电容 C2、第三电容 C3 与第二集成运算放大器 OP07b 的输出端连接, 所述第一集成运算放大器 OP07a 用作缓冲器, 所述第二集成运算放大器 OP07b 为积分器, 其积分时间常数由第二电阻 R2 和第二电容 C2、第三电容 C3 决定; 第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  为固定的陶瓷电容;

当第二集成运算放大器 OP07b 的输出电压未与输入电压平衡时, 输出电压随时间作线性变化; 输出电压增长或降低到等于输入电压时, 积分过程停止, 线路达到平衡; 整个积分时间就是主动或从动电流变化的时间, 第二集成运算放大器 OP07b 输出电压的变化速率就是主动或从动电流的变化速率; 第六电阻 R6 在第二集成运算放大器 OP07b 的输出和第一集成运算放大器 OP07a 的输入之间起缓冲作用; 第二集成运算放大器 OP07b 的输出电压经可调电位器第四电阻  $R_4$  及由第五电阻  $R_5$ 、第四电容  $C_4$  构成的第二低通滤波器后就作为实际的基准电压提供给主动电流源和从动电流源; 第二低通滤波器的中心频率为零频率, 其截止频率主要由第五电阻  $R_5$ 、第四电容  $C_4$  决定; 第四电阻  $R_4$  用于调节第二集成运算放大器 OP07b 的输出电压, 第二低通滤波器主要用于滤除高频杂散信号。

3, 根据权利要求 2 所述的一种提高低温电流比较仪信噪比系统, 其特征在于:

基准电压为 7.5V 或 -7.5V, 用所述倒向开关切换, 所述切换采取手动操作或计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向;

第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  为固定的 20 $\mu$ F 陶瓷电容, 第二电阻  $R_2$  则从

200k $\Omega$ -200M $\Omega$ 分十档选择；积分时间常数在 4 秒-4000 秒之间变动；第六电阻  $R_6$  为 100k $\Omega$ ，起缓冲作用。

4， 一种提高低温电流比较仪信噪比的方法，其特征在于：

所述低温电流比较仪包括前馈环节和反馈环节；所述反馈环节包括：检测线圈及磁通变换器、超导量子干涉器件 SQUID 及后续电子电路、积分器、电压电流变换器和二次线圈；所述前馈环节包括：主动电流源、从动电流源和一次线圈；

为了解决高匝数低温电流比较仪测量时，电流换向过渡过程中产生电流跳跃的问题，所述方法增加一个环节使从动电流源的输出电流接近一个预定值，减小对反馈环节的信号冲击，提高信噪比；即所述方法在所述前馈环节中增加了缓慢变向电路，所述缓慢变向电路是在主动和从动电流源的输入端分别加入相关的变化速率可调的基准电压，使得主动电流和从动电流都成为变化速率可调的缓慢变化电流。

5， 根据权利要求 4 所述的一种提高低温电流比较仪信噪比的方法，其特征在于：

所述提高信噪比的方法是：由所述缓慢变向电路输出信号，所述信号为可调基准电压 1 和可调基准电压 2；可调基准电压 1 馈入主动电流源决定该主动电流源的输出电流；可调基准电压 2 馈入从动电流源，即是前馈环节的输入信号；可调基准电压 2 馈入从动电流源后，使从动电流源输出一个与预定值很接近的电流，此电流就是前馈环节的输出信号；所述方法中可调基准电压 2 和可

调基准电压 1 的比例可以调节,使得前馈环节的输出电流尽量接近预定值;只要该预定值越准确,前馈环节就越完善。

6, 根据权利要求 4 所述的一种提高低温电流比较仪信噪比的方法,其特征在于:

所述的缓慢变向电路为一个带有时间常数可调的  $RC$  低通滤波器的积分电路,包括倒向开关、第一、第二集成运算放大器和电容、电阻;

经过所述倒向开关切换将基准电压经由第一电阻  $R_1$ 、第一电容  $C_1$  构成的第一低通滤波器后提供给第一集成运算放大器  $OP07a$ ,所述第一集成运算放大器  $OP07a$  的输出端与第二电阻  $R_2$  连接,所述第二电阻  $R_2$  与第二集成运算放大器  $OP07b$  的输入端连接,且所述第二电阻  $R_2$  通过第三电阻  $R_3$  和第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  连接,第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  与第二集成运算放大器  $OP07b$  的输出端连接,所述第一集成运算放大器  $OP07a$  用作缓冲器,所述第二集成运算放大器  $OP07b$  为积分器,其积分时间常数由第二电阻  $R_2$  和第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  决定;第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  为固定的陶瓷电容;

当第二集成运算放大器  $OP07b$  的输出电压未与输入电压平衡时,输出电压随时间作线性变化;输出电压增长或降低到等于输入电压时,积分过程停止,线路达到平衡;整个积分时间就是主动或从动电流变化的时间,第二集成运算放大器  $OP07b$  输出电压的变化速率就是主动或从动电流的变化速率;第六电阻  $R_6$  在第二集成运算放大器  $OP07b$  的输出和第一集成运算放大器  $OP07a$  的输入之间起缓冲作用;第二集成运算放大器  $OP07b$  的输出电压经可调电位器第四电阻  $R_4$  及由第五电阻  $R_5$ 、第四电容  $C_4$  构成的第二低通滤波器后就作为实际的基准电

压提供给主动电流源和从动电流源；第二低通滤波器的中心频率为零频率，其截止频率主要由第五电阻  $R_5$ 、第四电容  $C_4$  决定；第四电阻  $R_4$  用于调节第二集成运算放大器 OP07b 的输出电压，第二低通滤波器主要用于滤除高频杂散信号。

7, 根据权利要求 6 所述的一种提高低温电流比较仪信噪比的方法，其特征在于：

基准电压为 7.5V 或 -7.5V，用所述倒向开关切换，所述切换采取手动操作或计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向；

第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$  为固定的 20 $\mu$ F 陶瓷电容，第二电阻  $R_2$  则从 200k $\Omega$ -200M $\Omega$  分十档选择；

积分时间常数在 4 秒-4000 秒之间变动；第六电阻  $R_6$  为 100k $\Omega$ ，起缓冲作用。

## 一种提高低温电流比较仪信噪比的系统及其方法

### 技术领域:

本发明属于一种在计量过程中的计量系统及其方法,和低温电流比较仪装置相关。尤其涉及一种在低温电流比较仪系统中解决高匝数低温电流比较仪测量中电流换向过渡过程时产生电流跳跃问题的系统及其方法。

### 背景技术:

在电学计量中,电压量标准和电阻量标准是最基本的两种标准。只要有了这两种标准,其它的标准均可由此而导出。在实际应用中,电阻量标准是由标准电阻器保存和维持的,所以用于比较标准电阻量值的测量仪器十分重要。

1980年,德国的冯克里青教授发现了量子化霍尔效应,量子化霍尔效应是指在强磁场及超低温的条件下,半导体器件中的二维电子气可以完全量子化,此时的霍尔电阻为

$$R_H = \frac{h}{ie^2} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

此处  $h$  为普朗克常数,  $e$  为基本电荷电量,  $i$  为正整数。

式(1)的一个重要特点是量子化后的霍尔电阻  $R_H$  只与基本物理常数  $h$  及  $e$  有关,与器件的材料及其它外界条件均无关。这是一种很理想的情况。人们可以据此复现电阻单位,不受地点、时间的限制。因此从发现之日起,各国的标准实验室投入了较大力量来建立此种“量子电阻基准”,并迅速取得了成果。

在满足完全量子化的条件下,量子化霍尔效应对应的平台区的霍尔电阻的数值只取决于恒量  $h/e^2$ 。这个恒量由基本物理常数组成,原则上不会变化,用于复现电阻单位是很理想的。在使用  $\text{GaAs-Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  异质结器件时,与第一个和第二个自然的朗道次能带之间的间隙对应的是  $i=2$  的平台处的量子化霍尔电阻值为

$$R_H = h/(2e^2) = 25812.807/2 \, \Omega = 12906.4035 \, \Omega \quad (2)$$

这是一个由第 18 次 CCE 会议建议,并得到第 77 届国际计量委员会的批准从 1990 年 1 月 1 日起在世界范围内启用的量子化霍尔电阻基准的国际推荐值。各个已建成量子化霍尔电阻实验装置的国家实验室均已根据式(2)建立起了自己的量子电阻基准。

要利用式(2)建立准确的可供日常检定工作使用的十进制电阻基准,要克服一些测量技术方面的困难。首先,式(2)给出的是个非整数值,要用特殊的方法才能与通常的十进制电阻进行比较。同时,式(2)作为国际推荐值,实际上已作为无误差常数使用。因此,在测量技术方面需发展一种能高准确度地比较非整数值电阻量值的精密仪器。

传统的能高准确度地比较非整数值电阻量值的精密仪器有两种类型。第一种是用电阻串并联方法来得到非整数电阻量值比例的哈蒙量具法,可以达到  $10^{-8}$  量级的不确定度。80 年代不少实验室曾使用这种方法得到了较好的结果。但这种方法使用起来比较繁琐,电阻元件的不稳定性也限制了此种方法准确度的进一步提高,因此近年来已很少使用。第二种方法是 90 年代发展起来并逐步成熟的低温电流比较仪法,可达到  $10^{-9}$ - $10^{-10}$  量级。

低温电流比较仪构成的电阻比较电桥如附图 1 所示,它的测量原理是附图 1



中的两个独立回路中的电流  $I_1$  和  $I_2$  被通入绕在同一铁心上的两个绕组中,  $W_1$  和  $W_2$  分别表示这两个绕组的匝数。这样, 铁心中的总磁动势 (即总的安匝数) 将为  $I_1 W_1 + I_2 W_2$ 。当此电路正常工作时, 铁心中的总磁通为零。即满足磁动势平衡条件

$$I_1 W_1 + I_2 W_2 = 0 \quad (3)$$

或写成

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{W_1}{W_2} \quad (4)$$

由于电桥在平衡时满足:

代入 (4) 式可得到

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (5)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = -\frac{W_1}{W_2} \quad (6)$$

其中等式右边的负号表示两个线圈之一的极性端需反接。

从式 (6) 可看到, 利用低温电流比较仪测量电阻时, 电阻之间的比值等于绕组的匝数之比。绕组的匝数是整数, 一旦绕制完成后也不会随时间或温度、气压等外界因素而变化。所以低温电流比较仪原则上可以达到很高的比例准确度。

低温电流比较仪在实际测量电阻时, 磁动势平衡公式 (3) 实际上并不能完美地得到满足, 因而磁调制器式电流比较仪的准确度受到一系列因素的限制。也就是说实践中的式 (3) 应表示成为

$$I_1 W_1 + I_2 W_2 + \Delta = 0 \quad (7)$$

其中  $\Delta$  表示各种因素导致的安匝数平衡方程的误差。为了消除式 (7) 中误差项  $\Delta$  内包括的由于漏磁通而引起的比例误差部分, 在低温电流比较仪中巧妙地应用了超导体的迈斯纳效应, 泄漏出的漏磁通微乎其微, 由漏磁通造成的比例误差小于  $10^{-12}$ , 可以忽略不计。式 (7) 中误差项  $\Delta$  中的第二部分是安匝数平衡装置的噪声引起的误差。附图 3 中的低温电流比较仪使用了超导量子干涉器件 SQUID 作为监视安匝数平衡条件的技术手段。超导量子干涉器件是现代最灵敏的微弱磁通探测手段, 其灵敏度可达到  $10^{-20}$  Wb 量级, 已经在探测生物微弱磁场和空间磁场方面得到了很好的应用。而且这种器件没有磁滞特性, 用于监测安匝数平衡条件可得到很好的效果。由于低温电流比较仪中比较理想地实现了安匝数平衡条件, 其电流比例的准确度极高。在原理上低温电流比较仪由于安匝数平衡检测灵敏度不足而引起的比例误差可小于  $10^{-11}$ 。

然而真正影响测量过程的并不直接是噪声, 而是信噪比。因此如果能增加有用信号, 信噪比也就随之增加。可以看到, 式 (7) 中的  $I_1 W_1$  或  $I_2 W_2$  为有用信号,  $\Delta$  则为包括噪声在内的误差信号。 $I_1 W_1$  和  $I_2 W_2$  两者大小相等, 方向相反。增大安匝数  $I_1 W_1$  或  $I_2 W_2$  的绝对值, 也就扩大了式 (7) 中的有用信号。另一方面, 实验已经验证,  $\Delta$  主要是由于杜瓦瓶中的气压波动而引起的, 并不会随安匝数增大而增加。这样, 通过增大安匝数的方法就可使式 (7) 的信噪比得到改善。

安匝数  $I_1 W_1$  或  $I_2 W_2$  由电流和匝数两者相乘而得。从附图 1 可以看到, 电流  $I_1$  或  $I_2$  要通过被比较的电阻。在精密测量中为了避免电阻发热而引起附加误差, 通过电阻的电流大小受到严格限制。例如通过量子化霍尔样品的电流一般不能

超过  $40\mu\text{A}$ 。通过  $100\Omega$ 电阻的电流则不能超过  $5\text{mA}$ 。所以要加大电流  $I_1$  或  $I_2$  以增加信噪比是很有限的。而在增加匝数  $W_1$  或  $W_2$  方面则存在较大的灵活性。

另一方面，从提高电流比较仪比较非整数电阻时的比例准确度的角度来看，增加匝数  $W_1$  或  $W_2$  也是有利的。对于现在普遍使用的用  $\text{GaAs-Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  异质结制成的量子化霍尔样品，则一般使用  $i=2$  平台处的量子化霍尔电阻。即

$$R_H = \frac{h}{2e^2} = \frac{1}{2} \times 25812.407\Omega = 12906.4035\Omega \quad (8)$$

因为对于这种样品来说  $i=2$  的平台对应于第 1 朗道能级与第 2 朗道能级的间隙处，平台最宽也最平坦。平台中心处样品的量子化最充分，因而可以得到最准确的量子化霍尔电阻测量值 ( $i=1, 3$  处的平台对应于自旋分裂的间隙，平台较窄也不很平坦。 $i=4$  处的平台对应第 2 朗道能级与第 3 朗道能级的间隙，但平台不太宽。其它的平台质量更差)。

把  $R_H$  与  $100\Omega$ 电阻相比较时式 (6) 中的比例绕组匝数比  $W_1/W_2$  的准确值就应该是 129.064035。但另一方面，匝数  $W_1$  和  $W_2$  都只能是整数。因此我们就应该仔细挑选  $W_1$  和  $W_2$  的数值，使得这两个整数之比尽可能地接近其理想值 129.064035。

对于我们所讨论的低温电流比较仪的匝数比问题，不难看出，理想比例值  $129.064035/1$  介于  $129/1$  和  $130/1$  之间。如把若干个实现  $129/1$  和  $130/1$  这两种比例的绕组适当组合起来，应该就可得到接近理想比例的结果。为此我们先取  $n$  组  $129/1$  的绕组相串联。此时一次绕组的总匝数为  $n \times 129$ ，二次绕组的总匝数则为  $n \times 1$ 。为了使比例接近理想情况，我们把  $n$  组  $129/1$  的绕组中的  $m$  组更换成  $130/1$ 。此时一次绕组的总匝数变为  $(n-m) \times 129 + m \times 130$ ，二次绕组的总匝数仍为  $n \times 1$ ，实际比例则成为

$$R_a = [(n-m) \times 129 + m \times 130] / n (129n + m) / n \quad (9)$$

对于不同的  $m$  及  $n$ ，求出的匝数比、比例值及其误差如表 1.1 所示：

从表 1 可以看到，绕组匝数较多时近似值的误差较小。本发明由于在国际上首先解决了后面将分析的电流跳跃的难题，可以选用匝数较多的比例。实际使用的比例是  $m=5$  的 10067/78 和  $m=8$  的 16133/125 两种。从表 1 可知，这两种比例的误差都小于  $1 \times 10^{-6}$ ，为进一步提高测量准确度创造了很好的基础。

表 1 对应不同  $m$  值的匝数比  $R_a$  及对理想值的误差

$m$	$15.61645975 \times m$	$n$ 的最佳近似值	比 例 $R_a = (129n + m) / n$	比例值 $Q = 129 + m/n$	与理想值的误差
0	0	1	129/1	129	$-496.14906 \times 10^{-6}$
1	15.62	16	2065/16	129.0625	$-11.89332 \times 10^{-6}$
2	31.23	31	4001/31	129.064516129	$3.72783 \times 10^{-6}$
3*	46.85	47	6066/47	129.063829787	$-1.59001 \times 10^{-6}$
4	62.46	62	8002/62	129.064516129	$3.72783 \times 10^{-6}$
5	78.08	78	10067/78	129.064102564	$0.52349 \times 10^{-6}$
6	93.70	94	12132/94	129.063829787	$-1.59001 \times 10^{-6}$
7	109.32	109	14068/109	129.064220183	$-1.43482 \times 10^{-6}$
8	124.93	125	16133/125	129.064	$-0.27118 \times 10^{-6}$

从表 1 可以看到，增加了比例绕组的匝数就等效于扩大了表中的  $m$  值，可以选取更加接近理想值的比例。但从现有技术来看，除了英国 NPL 采用过  $m=2$  对应的比例 4001/31 以外，其它各国建成的低温电流比较仪采用的都是与  $m=1$  对应的比例 2065/16。由于比例绕组的匝数较少，测量过程的信噪比较差。从表 1 还可以看到，比例 2065/16 与理想值的差别较大，达到  $1.2 \times 10^{-5}$  左右。为了平衡这一差别，必须有一套补偿量达到  $1 \sim 2 \times 10^{-5}$  的读数补偿装置。补偿量本身的

不确定度也要达到  $10^{-5}$  量级,才能适应总体不确定度为  $10^{-9}$  量级的测量要求。这在实际中做起来也是有相当难度的。

现有技术中未采用与较大  $m$  值相对应的匝数较多的比例绕组的问题,发明人发现之所以现有技术中没有采用匝数较多的比例绕组,主要是解决不了低温电流比较仪测量时电流换向过渡过程出现的电流跳跃问题,如图 9 所示。由于跳跃幅度比较大,指零仪的输出超过了量限,导致指零仪受到了冲击,测量也被迫中断了,有时这样的情况甚至会造成指零仪损坏,所以电流跳跃现象是应该尽一切可能避免的。低温电流比较仪绕组的匝数越多,发生这种跳跃的次数也越频繁。国外为了保证测量系统的稳定性,所以一直采用匝数较低的比例 2065/16。

专利申请人为了解决低温电流比较仪中电流跳跃的难题,用非线性理论中的相平面方法对低温电流比较仪的工作过程进行了细致的分析。低温电流比较仪使用了如附图 4 和附图 5 所示的前馈环节进行补偿,但是这样的前馈环节是按照直流电路,也就是稳态电路设计的。对于暂态过程,前馈环节的补偿作用就不够完全。例如初级(或次级)电流源电路中的采样电阻一般用双线绕法,会有较大的分布电容。线路连接时也有分布电容和分布电感。在暂态过程中这些分布参数的作用使得绕组中的电流不完全等于外电路通入的电流。这样,前馈环节的补偿作用就与按稳态调定的状态有些差别。也就是说在暂态过程中反馈回路的瞬间输入量  $\Delta IW$  可能达到一定的数量,对于附图 5 中的精密反馈回路来说就是一种相当大的冲击量。

对于低温电流比较仪来说,暂态过程的冲击是难以避免的。例如,为了消除测量回路中热电势的影响,工作电流要进行正负换向。电流从正到负的过程就是

一种暂态过程。换向过程中因开关磨擦而产生的热电效应、开关断开时产生的电火花也均是较强的干扰源。如果用继电器进行自动切换,则还会加上因继电器线圈的驱动电流而产生的干扰。这样的暂态过程可以用非线性理论中的相平面方法表示出来,如图6所示。暂态过程中的变动因素所产生的冲击使得反馈回路的工作点不会停留在原来的稳定平衡点上而被移到相平面的某一点处。如果冲击量不太大,冲击过程过去后,反馈回路就会以这一点作为新的起始点而回归到原来的稳定平衡点处。如果冲击量比较大,使得反馈回路的工作点移到了与别的稳定平衡点相应的积分曲线族的区域,此时反馈回路就不会回到原来的平衡点而趋向别的稳定平衡点处,这就是附图6中所表示出的电流跳跃现象。根据上面的分析,电流跳跃现象是由于换向过程中前馈电路的平衡条件受到影响而引起的。低温电流比较仪绕组的匝数加大时,暂态过程中的变动因素所产生的冲击也就随之按比例地加大。也就越容易产生电流跳跃现象。

### 发明内容:

为了解决上述技术问题,即:

1, 影响测量过程的并不直接是噪声,而是信噪比,即  $I_1 W_1$  或  $I_2 W_2$  的绝对值;所以要增加信噪比。增大安匝数  $I_1 W_1$  或  $I_2 W_2$  的绝对值,也就扩大了式(7)中的有用信号。另一方面,  $\Delta$  主要是由于杜瓦瓶中的气压波动而引起的,并不会随安匝数增大而增加。这样,通过增大安匝数的方法就可增加信噪比。

2, 而增大安匝数-增加信噪比的实现方法有:

a 加大电流  $I_1$  或  $I_2$  以增加信噪比,但是很有限。

b 增加线圈匝数  $W_1$  或  $W_2$  则存在较大的灵活性,可以同时提高电流比较

仪比较非整数电阻时的比例准确度。

3, 而增加线圈匝数  $W_1$  或  $W_2$  带来的问题, 电流换向过渡过程中出现的电流跳跃次数也越频繁。

综上, 为了解决低温电流比较仪测量时、电流换向过渡过程中出现的电流跳跃的难题, 实现增加线圈匝数从而提高测量时的信噪比, 达到提高低温电流比较仪测量比例确定度的目的, 本发明研制了一种提高信噪比的装置和方法。

本发明的技术方案是:

一种提高低温电流比较仪信噪比的系统, 所述系统包括前馈环节和反馈环节; 所述反馈环节包括: 检测线圈及磁通变换器、SQUID 及后续电子电路、积分器、电压电流变换器和二次线圈;

所述前馈环节包括: 主动电流源、从动电流源和一次线圈; 所述前馈环节用于使从动电流源的输出电流接近一个预定值, 减小对反馈环节的信号冲击, 提高信噪比;

所述前馈环节还包括: 缓慢变向电路, 所述缓慢变向电路是在主动和从动电流源电路的输入端分别加入相关的变化速率可调的基准电压, 使得主动电流和从动电流都成为变化速率可调的缓慢变化电流, 用于解决高匝数低温电流比较仪测量时中电流换向过渡过程时产生电流跳跃的问题。

所述的缓慢变向电路为一个带有时间常数可调的  $RC$  低通滤波器的积分电路, 包括倒向开关、两个集成运算放大器和电容、电阻;

经过所述倒向开关切换将基准电压经由第一电阻 ( $R_1$ )、第一电容 ( $C_1$ ) 构成的低通滤波器后提供给一个组合积分器。其中的第一个集成运算放大器

(OP07a) 用作缓冲器, 第二个为积分器 (OP07b), 积分时间常数由第二电阻 ( $R_2$ ) 和第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 决定。第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 为固定的陶瓷电容;

当积分器 (OP07b) 的输出电压未与输入电压平衡时, 输出电压随时间作线性变化; 输出电压增长或降低到等于输入电压时, 积分过程停止, 线路达到平衡; 整个积分时间就是主动 (或从动) 电流变化的时间, 积分器 (OP07b) 输出电压的变化速率就是主动 (或从动) 电流的变化速率; 第六电阻 ( $R_6$ ) 在积分器 (OP07b) 的输出和输入之间起缓冲作用; 积分器 (OP07b) 的输出电压经可调电位器第四电阻 ( $R_4$ ) 及由第五电阻 ( $R_5$ )、第四电容 ( $C_4$ ) 构成的低通滤波器后就作为实际的基准电压提供给主动电流源和从动电流源; 低通滤波器的中心频率为零频率, 其截止频率主要由第五电阻 ( $R_5$ )、第四电容 ( $C_4$ ) 决定;  $R_4$  用于调节积分器的输出电压, 此滤波器主要用于滤除高频杂散信号。

在具体的应用中, 所述倒向开关参考电压 7.5V 或 -7.5V, 采取用手动操作切换或计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向;

积分时间常数由第二电阻 ( $R_2$ ) 和第三、四电容 ( $C_2 + C_3$ ) 决定。第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 为固定的 20 $\mu$ F 陶瓷电容,  $R_2$  则可从 200k $\Omega$ -200M $\Omega$ 分十档选择; 这样, 积分时间常数可在 4 秒-4000 秒之间变动; 优选用的积分时间常数为 10 秒左右; 第六电阻 ( $R_6$ ) 为 100k $\Omega$ , 起缓冲作用。

一种提高低温电流比较仪信噪比的方法, 所述低温电流比较仪包括前馈环节和反馈环节; 所述反馈环节包括: 检测线圈及磁通变换器、SQUID 及后续电



子电路、积分器、电压电流变换器和二次线圈；所述前馈环节包括：主动电流源、从动电流源和一次线圈；

为了解决高匝数低温电流比较仪测量中，电流换向过渡过程时产生电流跳跃的问题，所述方法增加一个环节使从动电流源的输出电流接近一个预定值，减小对反馈环节的信号冲击，提高信噪比；即在所述方法中在所述前馈环中还增加了缓慢变向电路，所述缓慢变向电路是在主动和从动电流源电路的输入端分别加入相关的变化速率可调的基准电压，使得主动电流和从动电流都成为变化速率可调的缓慢变化电流，用于解决高匝数低温电流比较仪测量时中电流换向过渡过程时产生电流跳跃的问题。

所述提高信噪比的方法是由所述缓慢变向电路输出信号为可调基准电压1和可调基准电压2；可调基准电压1馈入主动电流源决定该电流源的输出电流；可调基准电压2馈入从动电流源，即是前馈环节的输入信号；可调基准电压2馈入从动电流源后，使该电流源输出一个与预定值很接近的电流，此电流就是前馈环节的输出信号；方法中可调基准电压2和可调基准电压1的比例可以调节，使得前馈环节的输出电流尽量接近预定值；只要该预定值越准确，前馈环节就越完善；

所述方法中增加的缓慢变向电路为一个带有时间常数可调的  $RC$  低通滤波器的积分电路，包括倒向开关、两个集成运算放大器和电容、电阻；

经过所述倒向开关切换将基准电压经由第一电阻 ( $R_1$ )、第一电容 ( $C_1$ ) 构成的低通滤波器后提供给一个组合积分器。其中的第一个集成运算放大器 (OP07a) 用作缓冲器，第二个为积分器 (OP07b)，积分时间常数由第二电阻 ( $R_2$ ) 和第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 决定。第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 为固定的陶瓷电

容;

当积分器(OP07b)的输出电压未与输入电压平衡时,输出电压随时间作线性变化;输出电压增长或降低到等于输入电压时,积分过程停止,线路达到平衡;整个积分时间就是主动(或从动)电流变化的时间,积分器(OP07b)输出电压的变化速率就是主动(或从动)电流的变化速率;第六电阻( $R_6$ )在积分器(OP07b)的输出和输入之间起缓冲作用;积分器(OP07b)的输出电压经可调电位器第四电阻( $R_4$ )及由第五电阻( $R_5$ )、第四电容( $C_4$ )构成的低通滤波器后就作为实际的基准电压提供给主动电流源和从动电流源;低通滤波器的中心频率为零频率,其截止频率主要由第五电阻( $R_5$ )、第四电容( $C_4$ )决定; $R_4$ 用于调节积分器的输出电压,此滤波器主要用于滤除高频杂散信号。

在具体的应用中,所述倒向开关参考电压 7.5V 或-7.5V,采取用手动操作切换或计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向;

积分时间常数由第二电阻( $R_2$ )和第三、四电容( $C_2+C_3$ )决定。第二、三电容( $C_2+C_3$ )为固定的 20 $\mu$ F 陶瓷电容, $R_2$ 则可从 200k $\Omega$ -200M $\Omega$ 分十档选择;这样,积分时间常数可在 4 秒-4000 秒之间变动;优选用的积分时间常数为 10 秒左右;第六电阻( $R_6$ )为 100k $\Omega$ ,起缓冲作用。

为了解决技术问题,设计了一种使电流源缓慢变向的电路,以减小换向过程中的冲击,参考电压 7.5V 或-7.5V 用倒向开关切换(自动操作时用计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向)。此基准电压经由  $R_1$ 、 $C_1$  构成的低通滤波器后提供给一个组合积分器。其中的第一个 OP07 集成运算放大器用作缓冲器,第二个 OP07 则为积分器。积分时间常数由  $R_2(C_2+C_3)$  决定。( $C_2+C_3$ ) 为固

定的  $20\mu\text{F}$  陶瓷电容,  $R_2$  则可从  $200\text{k}\Omega$ - $200\text{M}\Omega$  分十档选择。这样, 积分时间常数就可在 4 秒-4000 秒之间变动。当积分器的输出电压未与输入电压平衡时, 输出电压随时间作线性变化。输出电压增长 (或降低) 到等于输入电压时, 积分过程停止, 线路达到平衡。 $100\text{k}\Omega$  的  $R_6$  在输出和输入之间起缓冲作用。积分器的输出电压经可调电位器  $R_4$  及由  $R_5$ 、 $C_4$  构成的低通滤波器后就作为实际的基准电压提供给主动电流源和从动电流源。可以看到由于积分器的作用, 尽管基准电压  $+7.5\text{V}$  或  $-7.5\text{V}$  是瞬间切换的, 但经过积分电路后的输出电压总是缓慢变向的, 变化速率则可以调节  $R_2$  进行选择。

电流源缓慢变向的电路的作用是减小换向过程中的冲击。用补偿方法使初级和次级电流源电路在动态过程中更加平衡, 也可有效地使前馈环节在换向过程中的冲击进一步减小, 更好地避免跳跃现象。在初级和次级电流源电路的输入端都加入一个时间常数可调的补偿  $RC$  低通电路。仔细调节这两个补偿低通电路的时间常数, 就可使初级和次级电流源电路在动态过程中更加平衡, 减小换向过程中前馈环节的冲击, 更好地避免跳跃现象。实际实验数据表明, 当  $RC$  低通电路的电容采用  $8200\text{pF}$ , 电阻采用  $1000\Omega$  时, 可达到最佳效果。效果正如附图 10 所示。

由于解决了高匝数的低温电流比较仪测量过程中的电流跳跃问题, 实际使用了  $m=5$  的 10067/78 和  $m=8$  的 16133/125 两种比例绕组。信噪比大大提高了, 从而测量准确度也大为提高。另一方面, 这两种比例的误差都小于  $1\times 10^{-6}$ , 也为进一步提高测量准确度创造了很好的基础。通过 2005 年的国际比对说明, 我们用低温电流比较仪传递  $100\Omega$  电阻的准确度全世界最高。达到  $10^{-10}$  量级。见图 11 所示。

### 附图说明:

图 1 是现有技术中由低温电流比较仪构成电阻比较电桥;

图 2 是本发明中包含缓慢变向电路由低温电流比较仪构成电阻比较电桥;

图 3 是低温电流比较仪的结构;

图 4 是用于低温电流比较仪的反馈系统框图;

图 5 是消除前馈环节与反馈回路交叉部分后的框图;

图 6 是相平面上的积分曲线族;

图 7 是缓慢变向电路图;

图 8 是现有技术的信噪比效果图;

图 9 是增加了安匝数但出现电流跳跃示意图;

图 10 是本发明的信噪比效果图。

图 11 是国际计量局发表的各国的国家实验室用量子化霍尔电阻测量  $100\Omega$  电阻量值的结果。

### 具体实施方式

如图 2 本发明中包含缓慢变向电路由低温电流比较仪构成电阻比较电桥;

图 4 中的二次线圈是指包括前馈环节的回路及反馈回路的交叉部分。图 5 是按照反馈理论把两个回路的交叉部分解开而得到的。因而其中的二次线圈\*\*会在附图 5 中出现两次,其实是指同一个线圈。

所述一种提高低温电流比较仪信噪比的系统,所述系统包括前馈环节和反馈环节;所述反馈环节包括:检测线圈及磁通变换器、SQUID 及后续电子电路、积分器、电压电流变换器和二次线圈;

所述前馈环节包括：主动电流源、从动电流源和一次线圈；所述前馈环节用于使从动电流源的输出电流接近一个预定值，减小对反馈环节的信号冲击，提高信噪比；

所述前馈环节还包括：缓慢变向电路，所述缓慢变向电路是在主动和从动电流源电路的输入端分别加入相关的变化速率可调的基准电压，使得主动电流和从动电流都成为变化速率可调的缓慢变化电流，用于解决高匝数低温电流比较仪测量时中电流换向过渡过程时产生电流跳跃的问题。

具体的电路如图 7 所示，缓慢变向电路为一个带有时间常数可调的  $RC$  低通滤波器的积分电路，包括倒向开关、两个集成运算放大器和电容、电阻；

经过所述倒向开关切换将基准电压经由第一电阻 ( $R_1$ )、第一电容 ( $C_1$ ) 构成的低通滤波器后提供给一个组合积分器。其中的第一个集成运算放大器 (OP07a) 用作缓冲器，第二个为积分器 (OP07b)，积分时间常数由第二电阻 ( $R_2$ ) 和第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 决定。第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 为固定的陶瓷电容；

当积分器 (OP07b) 的输出电压未与输入电压平衡时，输出电压随时间作线性变化；输出电压增长或降低到等于输入电压时，积分过程停止，线路达到平衡；整个积分时间就是主动（或从动）电流变化的时间，积分器 (OP07b) 输出电压的变化速率就是主动（或从动）电流的变化速率；第六电阻 ( $R_6$ ) 在积分器 (OP07b) 的输出和输入之间起缓冲作用；积分器 (OP07b) 的输出电压经可调电位器第四电阻 ( $R_4$ ) 及由第五电阻 ( $R_5$ )、第四电容 ( $C_4$ ) 构成的低通滤波器后就作为实际的基准电压提供给主动电流源和从动电流源；低通滤波器的中心频率为零频率，其截止频率主要由第五电阻 ( $R_5$ )、第四电容 ( $C_4$ ) 决定； $R_4$

用于调节积分器的输出电压，此滤波器主要用于滤除高频杂散信号。

变化速率主要是由积分时间常数决定的。通常选用的电流变化速率从正最大值（或负最大值）变到负最大值（或正最大值）为 10 秒左右，如果电路的稳定性不够理想，可适当加大积分时间常数，使变化速率进一步变慢。

在具体的应用中，所述倒向开关参考电压  $7.5\text{V}$  或  $-7.5\text{V}$ ，采取用手动操作切换或计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向；

积分时间常数由第二电阻 ( $R_2$ ) 和第三、四电容 ( $C_2 + C_3$ ) 决定。第二、三电容 ( $C_2 + C_3$ ) 为固定的  $20\mu\text{F}$  陶瓷电容， $R_2$  则可从  $200\text{k}\Omega$ - $200\text{M}\Omega$  分十档选择；这样，积分时间常数可在 4 秒-4000 秒之间变动；优选用的积分时间常数为 10 秒左右；第六电阻 ( $R_6$ ) 为  $100\text{k}\Omega$ ，起缓冲作用。

即参考电压  $7.5\text{V}$  或  $-7.5\text{V}$  用倒向开关切换（自动操作时用计算机发出倒向脉冲经光纤传输驱动继电器进行换向）。此基准电压经由  $R_1$ 、 $C_1$  构成的低通滤波器后提供给一个组合积分器。其中的第一个 OP07 集成运算放大器用作缓冲器，第二个 OP07 则为积分器。积分时间常数由  $R_2(C_2 + C_3)$  决定。（ $C_2 + C_3$ ）为固定的  $20\mu\text{F}$  陶瓷电容， $R_2$  则可从  $200\text{k}\Omega$ - $200\text{M}\Omega$  分十档选择。这样，积分时间常数就可在 4 秒-4000 秒之间变动。当积分器的输出电压未与输入电压平衡时，输出电压随时间作线性变化。输出电压增长（或降低）到等于输入电压时，积分过程停止，线路达到平衡。 $100\text{k}\Omega$  的  $R_6$  在输出和输入之间起缓冲作用。积分器的输出电压经可调电位器  $R_4$  及由  $R_5$ 、 $C_4$  构成的低通滤波器后就作为实际的基准电压提供给主动电流源和从动电流源。可以看到由于积分器的作用，尽管基准电压  $+7.5\text{V}$  或  $-7.5\text{V}$  是瞬间切换的，但经过积分电路后的输出电压总是缓慢变向的，变化速率则可以调节  $R_2$  进行选择。 $R_4$  用于调节积分器的输出电压，正常工作时放在 100%。但在

测量一个未知电阻时，为了避免电路失衡而对指零仪造成冲击，可把  $R_4$  先置到零位，使馈入后续电路的电压为零，再慢慢调大  $R_4$  使馈入后续电路的电压逐步加大，可保证电路的稳定运行。低通滤波器的中心频率为零频率，其截止频率主要由  $R_5$ 、 $C_4$  决定， $R_4$  的阻值比较小（5 千欧），与截止频率关系不太大。此滤波器主要用于滤除高频杂散信号，截止频率可选择为 1 秒左右。

电流源缓慢变向的电路的作用是减小换向过程中的冲击。用补偿方法使初级和次级电流源电路在动态过程中更加平衡，也可有效地使前馈环节在换向过程中的冲击进一步减小，更好地避免跳跃现象。在初级和次级电流源电路的输入端都加入一个时间常数可调的补偿  $RC$  低通电路。仔细调节这两个补偿低通电路的时间常数，就可使初级和次级电流源电路在动态过程中更加平衡，减小换向过程中前馈环节的冲击，更好地避免跳跃现象。实际实验数据表明，当  $RC$  低通电路的电容采用 8200pF，电阻采用 1000 $\Omega$  时，可达到最佳效果。效果正如附图 10 所示。

图 8 是现有技术一般采用比例为 2065/16 的绕组。由于匝数比较低，可以稳定工作，不出现电流跳跃，但是信噪比较低。该图中的曲线为与图 1 中相应的测量电路中指零仪的输出曲线。可以看到，噪声比较大。

图 9 是当把比例绕组匝数增加到 4001/31 时，噪声小了一些，但出现了电流跳跃现象的效果图。

图 10 是当专利申请人采用了本发明的技术方案的措施后，比例绕组的匝数提高到了 16133/125，低温电流比较仪可以稳定工作，不出现电流跳跃，而噪声大大降低了。

图 11 是国际计量局发表的各国的国家实验室用量子化霍尔电阻测量 100 $\Omega$  电阻量值的结果。测量值用不同形状的点标志标出。穿过测量值的竖线为测量

---

不确定度。竖线越长，测量不确定度越大。



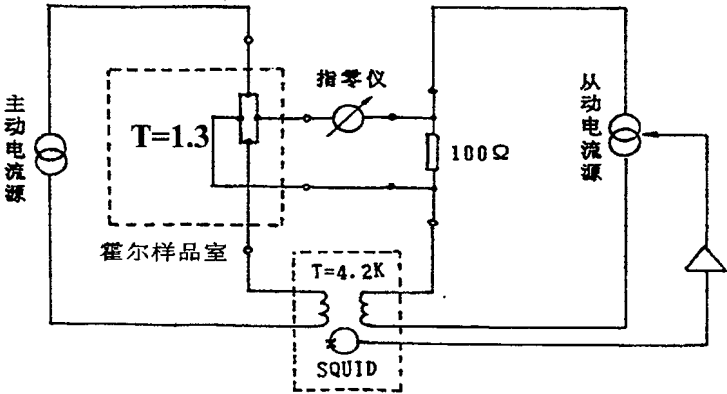


图 1

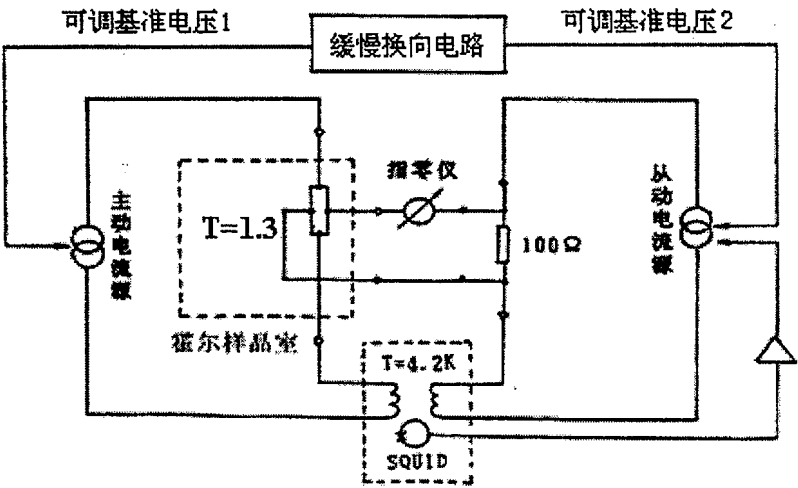


图 2

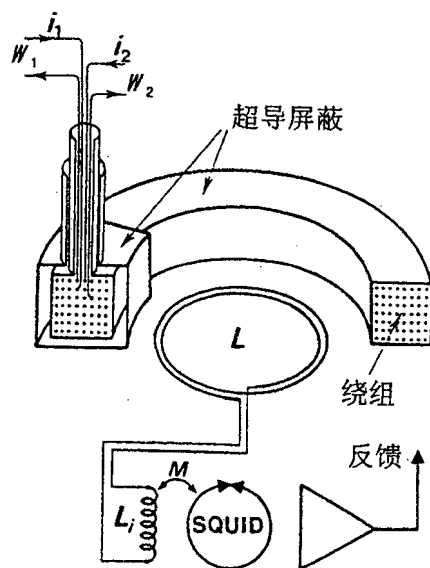


图 3

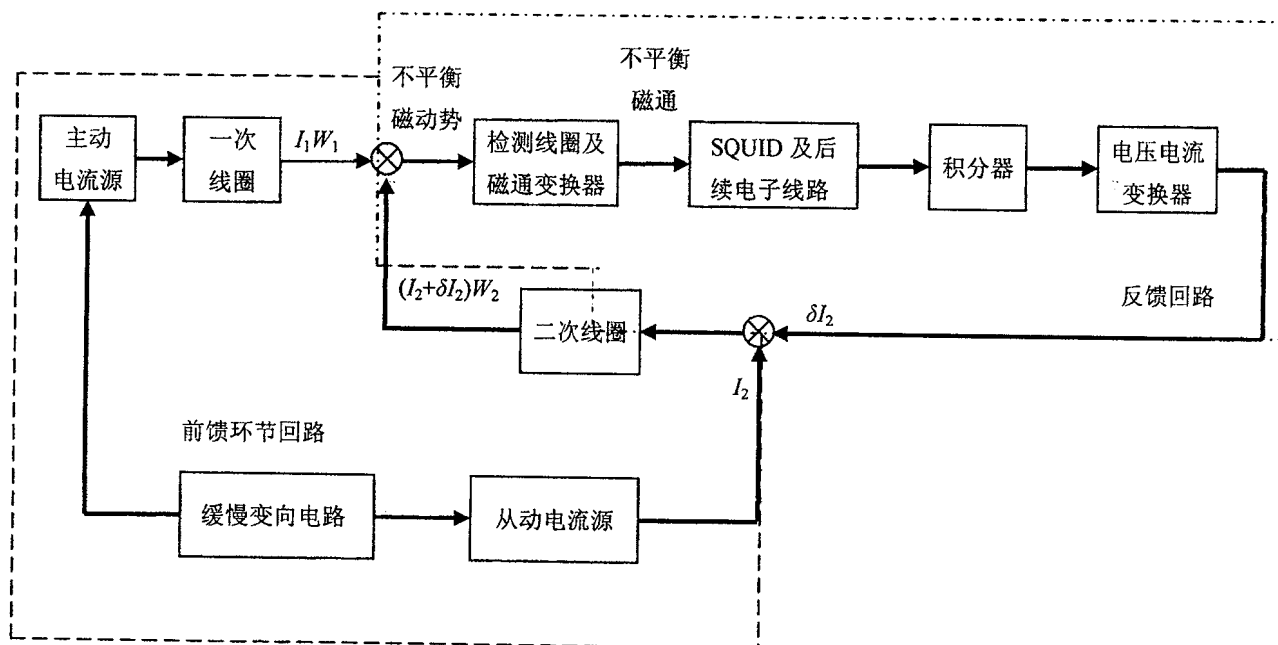


图 4

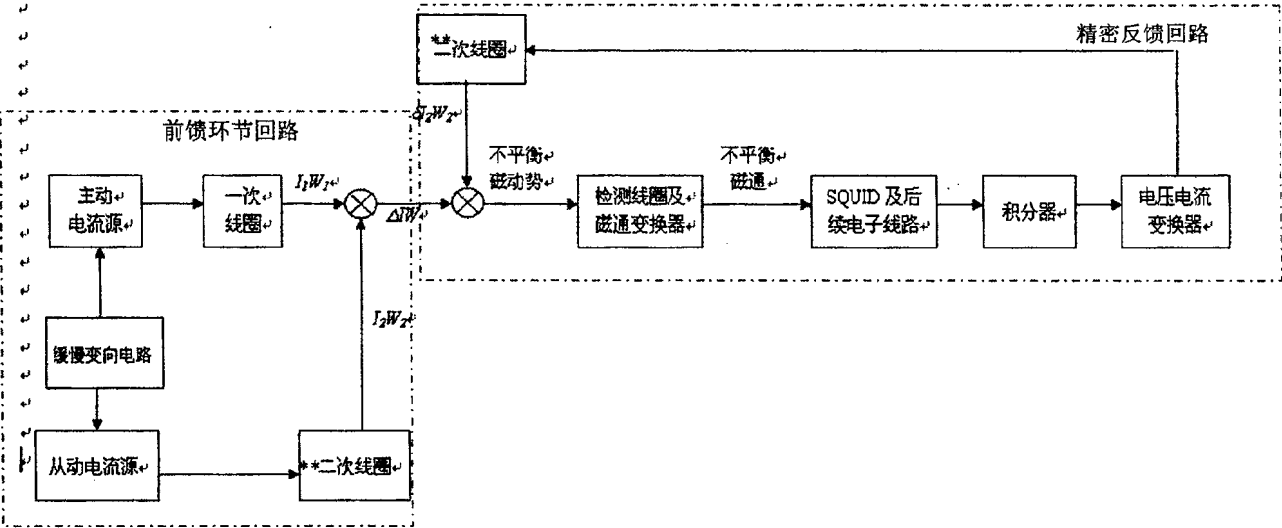


图 5

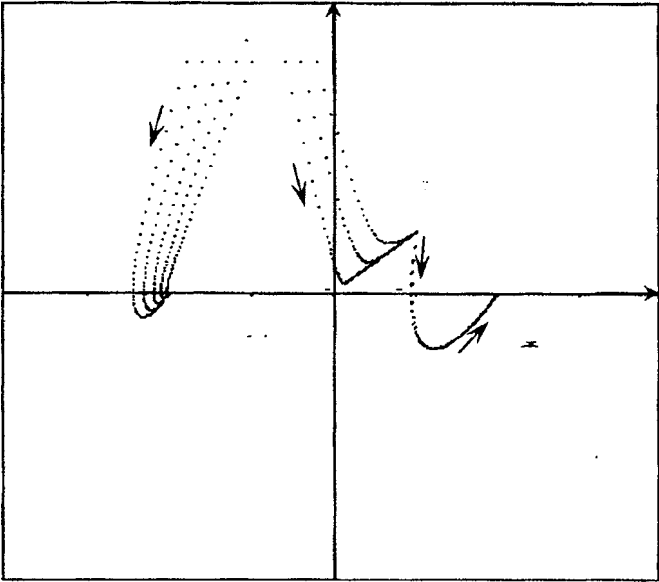


图 6

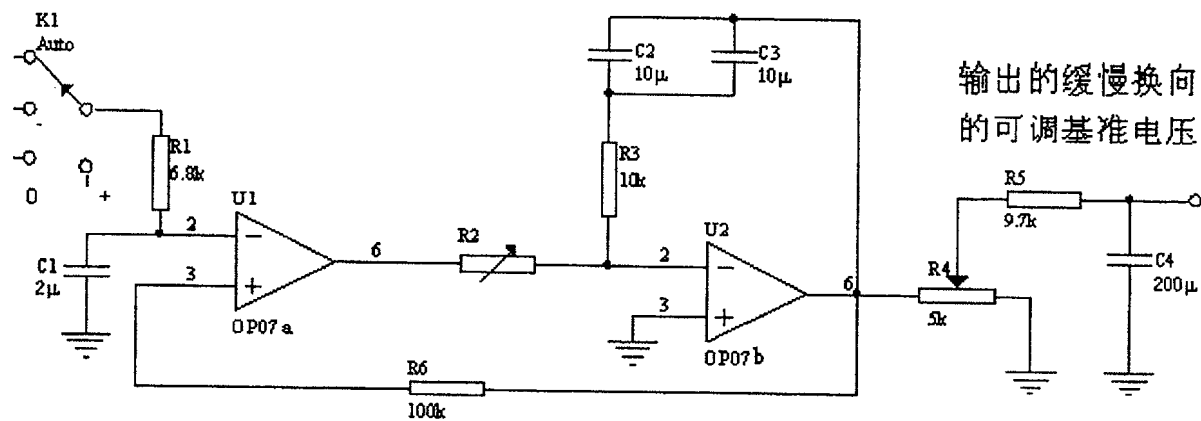


图 7

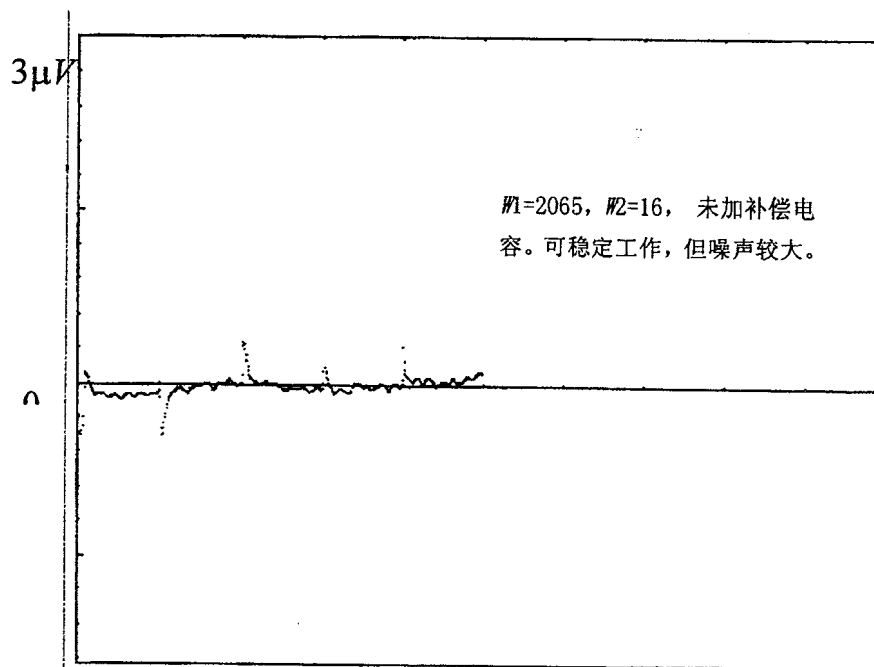


图 8

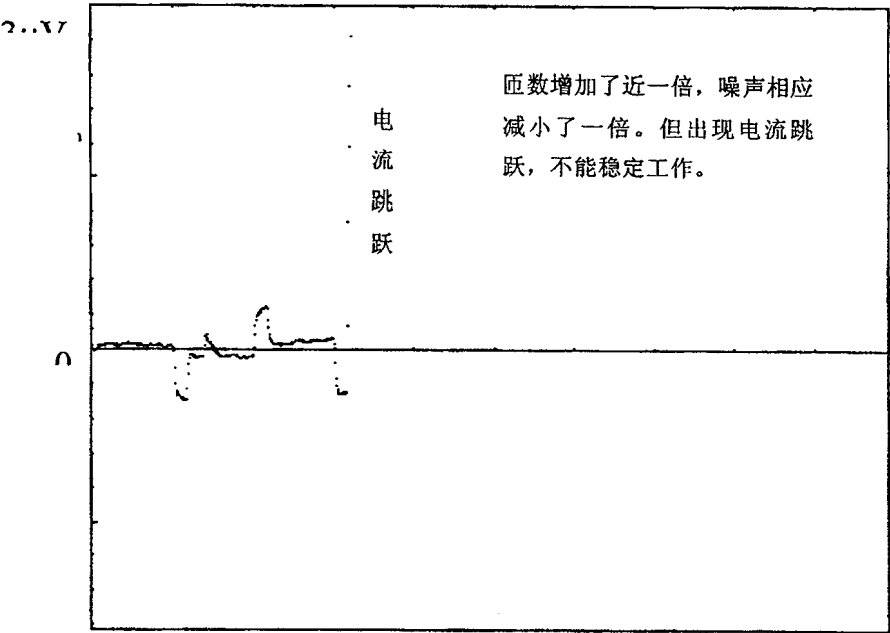


图 9

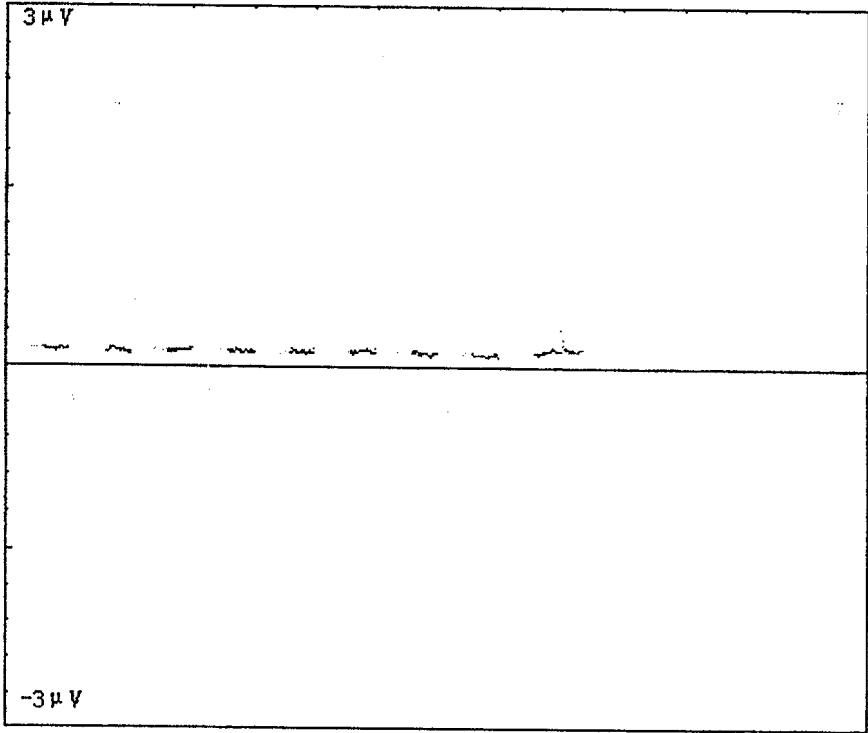


图 10

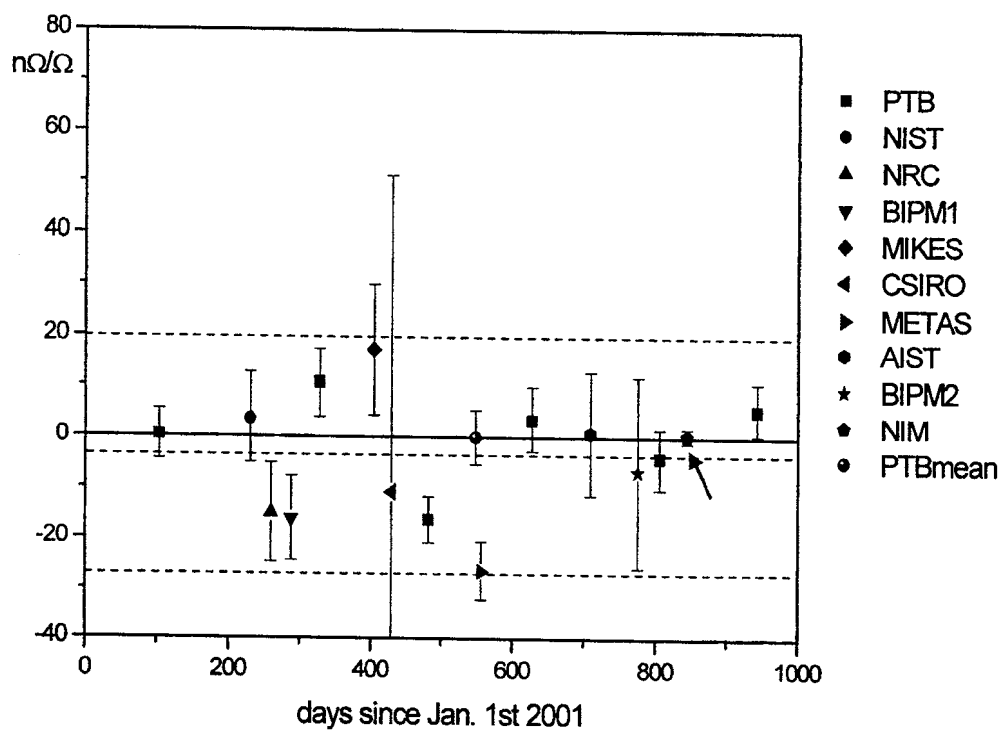


图 11