

高温噪声温度计的系统误差

L. Crovini 等

一、引言

对于克服噪声温度计的常见困难,例如放大器噪声的影响,由于增益稳定性和测量频带宽的清晰度以及测量程序的复杂性等引起的问题,已介绍过各种不同的方法。但试验表明,最终准确度在很大程度上取决于传感器的设计。

本文目的是估计和概括各种误差源以估算最终的准确度。这些估计已为意大利计量研究所(IMGC)积累的有关噪声温度计应用的直接经验充分证明。

二、传感器

就热噪声而言,传感电阻的内部结构(例如化学成分、物理状态等)并不影响一般关系式:

$$\bar{v}^2 = 4kRT\Delta f \quad (1)$$

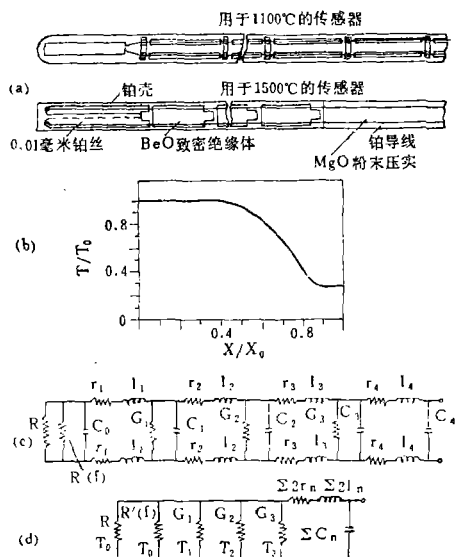


图 1 (a) 高温热噪声传感器原理图; (b) 在比较炉内的温度分布图; T_0 为测量温度; x_0 为炉内最大插入深度; T 是在炉内特定位置 x 的温度; (c) 高温热噪声传感器集总常数等效线路; (d) 简化等效线路

这就是 Nyquist 方程。它表示电阻 R 的导线上的电动势变化的方差与热力学温度 T 的关系, 式中 Δf 是测量频带宽, k 是波尔兹曼常数。

高温环境使电阻 R 完全等温有困难, 因为导线的电阻和绝缘体的电导, 由于温度不同而影响输出电压。

常用的双引线配置示于图 1(a)。在带有金属平衡块的普通三绕组电炉中传感器及其连接电缆上的温度分布示于图 1(b)。部分电缆绝缘材料处于高温下, 高纯金属氧化物的绝缘体在高于 700°C 时出现显著的漏电。此外绝缘电阻具有频率相关性, 如氧化铝及氧化钡那样。图 1(c) 的非等温电路准确地表示了有一小段电缆 (小于 50 厘米) 暴露在高温中的传感器的实际状态。图 1(d) 的电路足以代替更复杂的电路, 正如实际上常见的, 如果 C_n 远大于其它电容, 对于分流电阻而言导线阻抗可以忽略。传感器可测量的电阻表示为:

$$R''(f) = \sum 2r_n + \frac{1}{(1/R) + ((1/R')(f)) + \sum G_n}, \quad (2)$$

因为 $R'(f)$ 的影响相对小些 (但对准确测量仍重要), 传感器电阻 R_s 可按式定义来导出:

$$R_s = \frac{1}{(f_2 - f_1)} \int_{f_1}^{f_2} \frac{R R'(f)}{R + R'(f)} df, \quad (3)$$

式中 f_2 及 f_1 为矩形带宽的量限。在 R'' 两端的热噪声与一般低于传感器温度 T_0 的温度 T_a 有关:

$$T_a = \frac{1}{R''} \left(\sum 2r_n T_n + \frac{(T_0/R_s) + \sum G_n T_n}{((1/R_s) + \sum G_n)^2} \right), \quad (4)$$

在导线电阻影响与绝缘体电导影响之间有一随 R_s 而变的折衷值, 两种极限情况是:

$$T_a = \frac{R_s T_0 + \sum 2r_n T_n}{R_s + \sum 2r_n} \quad (4a)$$

$$\text{和} \quad T_a = \frac{(T_0/R_s) + \sum G_n T_n}{(1/R_s) + \sum G_n} \quad (4b)$$

(4a) 式用于极低的传感器电阻, 而 (4b) 式用在对于 Σr_n 来说更高的 R_s 值。

所以很明显, 产生在噪声温度计早期阶段的误差, 对于至今提出的各种方法是相同的, 可以将 $\varepsilon_s = T_n - T_0$ 表示如下:

$$\varepsilon_s = \frac{\Sigma 2r_n (T_n - T_0)}{R''} + \frac{\Sigma G_n (T_n - T_0)}{[(1/R_s) + \Sigma G_n]^2 R''} + \delta, \quad (5)$$

式中 δ 是在测量噪声电压情况下得到的:

$$\delta = K \left[\frac{1}{(f_2 - f_1)} \int_{f_1}^{f_2} \frac{RR'}{R + R'} df - \frac{RR'(f_M)}{R + R'(f_M)} \right], \quad (6)$$

在 (6) 式中, 希望测定出频率 f_M 时的 R_s 。当温度由噪声功率测定而导出时 (Borkowski 等 1974), 如噪声电压和噪声电流是确切地在同样频带下测定的, 则 δ 等于零。

1. 传感器电阻的频率相关性

即使实际上不可能在适当频带内联机测定 R_s , 但用一台合适的阻抗比较仪和已经算出的修正值 δ , 也能容易地得到 R_s 对直流电阻的偏差值。

在 IMGC 将传感器与同样直流电阻和相同时间常数的标准电阻在 780°C 进行比较后可得若干电阻对频率的测定值。传感器电阻是商用氧化铝绝缘的铂电阻 (在测温时约为 750 欧); 在比较时, 一般采用通用无线电公司 1654 型阻抗比较仪, 其频率范围在 1~100 千赫内。在频率 10~100 千赫范围内 R_s 的平均偏差是直流值的 5×10^{-4} 。图 2 (实线) 表示绝缘体分流电阻 R' 为频率的函数。

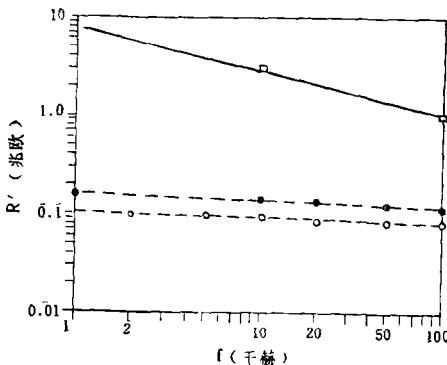


图 2 绝缘电阻的频率相关性

含氧化铝 99.5% 的双芯绝缘体 (外径 0.6 厘米, 长 4 厘米) 在 1300°C (图 2 虚线黑点) 及 1400°C

(图 2 虚线圆圈) 下作相同的测量。绝缘体在 1300°C 烧 1 小时以清除表面污染。绝缘电阻用灵敏的电容电桥测定, 结果示于图 2 中的两条虚线。

在熔融硅绝缘体 (熔融透明硅土) 上重复进行自 600 至 1100°C 的测量, 结果未检测到有意义的漏电和频率相关性。

2. 非等温分路电导的影响

位于图 1(b) 倾斜正域的绝缘体电导是 (5) 式右边第二项的母函数。系统误差只能在试验中可靠地测定, 因为在那里, 材料、实际大小和温度分布都能足够准确地复现。而在实际应用中就不易明确估计, 原因是在材料及物理配置两方面有较大变动。氧化铝和氧化钡绝缘体的初次近似评定列于表 1 (用氧化铝时在 1773 开时的最大误差可达 30 开)。误差近似地与电缆的温度梯度成反比, 通常在正高温分布最陡 (20~40 开·厘米⁻¹), 而在 1300~1800 开温度范围内传感器的电阻不应超过 500 欧。

3. 导线电阻的影响

非等温导线电阻产生的温度误差由式 (5) 右边第一项给出。

表 1 按 (5) 式右边第二项在 1500°C 时的温度测量误差

传感器电阻, (欧)	100	200	500
Al ₂ O ₃ 温度误差 [1]、[2]	7.4 开	14 开	30 开
BeO 温度误差 [1]、[3]	1.7 开	3.4 开	8.2 开

[1] 均匀电缆一端为 1500°C, 另一端为 700°C, 并在温度梯度为 10 开·厘米⁻¹ 时导致的误差。

[2] 这里研究的是致密 Al₂O₃ 绝缘体, 两导线间于 800°C 时产生 1 微西门子·米⁻¹ 的情况。计算用的电阻率—温度特性取自 Touloukian (1967)。

[3] 假定用 BeO 的电阻率—温度特性 (Touloukian 1967) 时条件与 [2] 相同。

在 1300~1800 开的测量范围内, 将导线电阻降低到小于 0.5~1 欧是不实际的。提高导线高温侧的温度梯度可以减小这些误差, 要达到最陡温度分布, 主要的限制是导线的热传导。

这种限制还未考虑到辐射热交换。假定 Wiedemann 和 Franz 定律对导线金属有效, 并考虑到沿整个导线的温度分布仅决定于导线的热传导, 则温度

的相对误差 η 可表示为导线的热噪声与传感器产生的噪声比,即:

$$\eta = \frac{2}{R_s T_0} \int_{T_1}^{T_0} \frac{L_e}{\dot{Q}} T^2 dT \quad (7)$$

由此得出

$$\eta = (2L_e T_0^2 / 3\dot{Q}R_s) (1 - (T_1 / T_0)^3) \quad (8)$$

式中: L_e 是 Lorentz 数; \dot{Q} 是经过每根导线的热流; T_1 是导线“冷”侧的温度。例如当 T_0 等于 1500 开, T_1 / T_0 为 0.5 时, 如果 $R_s \dot{Q} = 1$ (即每根导线为 100 欧, 10 毫瓦或 500 欧 2 毫瓦), 则 η 等于 3.2%。当然, 要使传感器本身不引起大的温度梯度, \dot{Q} 不应无限地增大。

辐射热交换可用来对导线高温侧提供一定程度的热稳定, 这时 (8) 式的误差会减小一些。

4. 传感器带宽

图 1(d) 的等效电阻、电感和分路电容表示传感器的频率响应及其时间常数 τ 定义为

$$\tau = R'' \left(\Sigma C_n - \frac{\Sigma I_n}{R''^2} \right) \quad (9)$$

如果测量系统是一转角频率为 f_1 及 f_2 的陡沿频带, 传感器的有效电阻 R_{eff} 与 R'' 的差异如下式:

$$\frac{R'' - R_{eff}}{R''} = \frac{4}{3} \pi^2 \tau^2 (f_1^2 + f_1 f_2 + f_2^2) \quad (10)$$

在比较法中, 测量与参考传感器之间的时间常数得到平衡, 因此 (10) 式的影响被抵消。

只用一个传感器对热力学温度输入产生线性输出的直读法可能受 (10) 式的影响。时间常数要大得足够以免受测量频带宽的影响。但是, 如果传感器远离测量设备, 那么连接电缆就使电容增大, 而时间常数可以超过 20 毫微秒, 在 $f_2 \geq 100$ 千赫时产生 1% 的系统误差, 但电阻与电容的变化可引起大于 ± 0.1 的不精确性。

三、测量系统

1. 放大器

放大器的性能是选择测量方法的基础, 在目前噪声温度计装置的发展中, 普遍采用了场效应管输入固体放大器, 场效应管放大器虽然在亚声频时有干扰, 但在高于 10 千赫时呈现低噪声水平。它们接近于理论极限值:

$$R_e = 0.7 g_{fs}^{-1} \quad (11)$$

式中: R_e 为等效输入噪声电阻, g_{fs} 是共源连接时的跨导 (Van der Ziel 1962)。IMGC 用的放大器是双共射共基结构, 当其泄漏电流接近于饱和极限时 R_e 达 95 欧。它采用四个精选的 2N5245, 两个输入场效应晶体管的 $g_{fs} = 13$ 毫西门子, $I_D = 16$ 毫安。塑料封装的场效应管的沟道有比环境温度更明显的过热现象, 这一事实可部分地说明 R_e 的实验值与理论值的不一致。

R_e 的稳定性主要受放大器温度波动的影响。在 IMGC 中温度系数 ($1/R_e$) ($\Delta R_e / \Delta t$) 为每度 0.8%, 其中温度控制在 $\pm 0.5^\circ C$, 电源稳定性为 $\pm 0.5\%$ 。试验结果的标准偏差优于 0.37%。

场效应晶体管放大器具有很高的输入阻抗, 栅电流低于 50 微微安, 这样低的电流引起的散粒噪声对放大器的输出噪声没有显著影响, 传感器电阻不超过 10 千欧。

2. 比较方法

Garrison 等 (1949) 提出的比较方法是用两个电阻 R_1 和 R_2 接在放大器的输入端。假定 Δf 是常数, 当由 (1) 式导出

$$R_1 T_1 = R_2 T_2 \quad (12)$$

时达到噪声平衡。这一条件相当于假定测量装置没有变化和传感器的带宽保持不变 (即 $\tau_1 = \tau_2$)。后一条件通常是在两个不同带宽 (例如 10~100 千赫和 100~200 千赫内用 (12) 式来实现的。短时期的比较不受放大器增益和噪声的影响, 只要 R_e 与传感器阻抗无关。

后一条件 Hogue (1954), Pursey (1959) 等以及 Actis 等 (1972) 用真空管放大器仔细研究过, 控制栅极电流内的散粒噪声以及由输出到输入电容反馈可能使 R_e 对输入电阻约成二次方关系。

在 IMGC 中用五个电阻器 (电阻范围 300~1100 欧) 与第六个电阻器 (750 欧) 进行比较试验证实这种影响可以忽略。所有传感器均须保持在冰点 (± 5 毫开以内), 传感器的带宽要先用微调电容器仔细平衡。根据 Actis (1972) 所述方法用校准过的电压分压器可在不到三小时内得到五次平衡。等温功率衰减相对于传感器电阻的比率可用直线或二次方线拟合。实验的衰减比率对最好直线的标准偏差小于 1.9×10^{-4} , 所用噪声电阻为 0.2 欧。 R_e 是用直线外推至传感器电阻变为零而得到的。

在锡点重复作等温线以比较结果, 用一个甚低传感器电阻或在输入端采用短电路时, 就可找出差异, 而频谱失真用灵敏的频谱分析仪检测。一种还不能解释的效应, 使甚低信号源电阻的增益降低, 在稍微改变接地网络后, 用IMGC装置来检测这种效应。所以在使用噪声温度计前应进行频谱分析。

精密测定放大器噪声, 如最初由Purse等(1959)提出的, 使用IMGC噪声温度计比较两个相等的电阻在高温下进行绝对测量。比较法的优点是时间常数平衡容易, 而无须考虑传感器电阻的频率相关性, 另外可以测量相对于高温基准的温度比, 因为微小的电阻不平衡是容许的, 而其结果也是可以修正的。

3. 单电阻器法

Storm (1970) 提出用两个独立的放大器同时放大一个电阻器的噪声电压, 并把输出信号送给相关器。放大器内的噪声几乎可完全抵消, 而且输出信号将正比于电阻器的热力学温度。此法的优点在于简单, 但有以下缺点:

- (1) 增益不稳定会影响分度;
- (2) 模拟相关器(乘法器)不能提供比 $\pm 0.2\%$ 更高的准确度;
- (3) 必须计算传感器内的电阻变化;
- (4) 必须计算传感器的频带变化;
- (5) 两个输入放大器中的相关噪声使输出信号产生偏移。

两点校正法可以消除或降低(2)及(3)项的误差。增益不稳定性可以减到低于0.1%的极限。为了消除电阻相关性, Borkowski等(1974)最近提出对电阻器的均方根噪声电压及均方根噪声电流二者进行连续测量, 取合成信号的积, 输出信号就正比于传感器的噪声功率及其热力学温度, 而与电阻变化无关。放大器的噪声保持在最小值, 以获得小于满刻度输出电压0.1%的影响。应当指出, 此法不受传感器频率相关性的影响, 只要电压放大器及电流放大器的频率响应相同。但是为了使最终准确度不受影响需同时利用两个非线性变换器, 即一个准确的均方根计和一个乘法器。

4. 积分时间和外部干扰

在测量噪声温度时, 任何一次测量对于无数次测量总体的平均值的偏差可用下式表示(Van der Ziel 1954)

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{K}{\tau_0 (\Delta f \tau_0)^{1/2}} \quad (13)$$

式中: τ_0 为积分时间或读出仪表的两倍时间常数; K 为任何一种含有二次连续测量的方法, 在 $R_e \ll R_s$ 时接近于2, 对于直读法 K 减至1。因而在带宽为100千赫, 积分时间为40秒的情况下, 以及在相同带宽, 积分时间为10秒的直读方式中可得到 $\pm 0.1\%$ 的准确度。

仪器周围的电源开关可能产生噪声脉冲, 通常会使前置放大器饱和。电磁屏蔽, EMI滤波和一种适当的接地网络的配置大大有助于降低EMI效应的影响。但是单次测量仍会因电磁干扰而偏离平均值的0.1%以上。

在这方面所作的重大改进是: 当噪声温度计装置中出现电磁干扰脉冲时切断输入信号和积分器的时基(Cibrario 1973)。图3表示IMGC噪声温度计, 它的积分是用电压-频率变换器和可逆计数器来实现的, 有效积分时间为8分钟。当测得的噪声超过调至5V_{RMS}的阈1毫秒以上时, 信号和时基即被切断。没有一个输入电阻器的噪声尖峰信号能产生跃迁, 而几乎任何一个电磁干扰噪声脉冲都可以触发输入门, 后者隔离计数器, 并中断时基, 断路时间之长短足以使EMI效应消失。为验证IMGC噪声温度计的复现性, 在三天中九次重复测量铬镍铁合金块的温度。合金块的温度保持在约1053 ± 0.03 开, 用一标准铂电阻温度计测定。噪声温度计测定的标准偏差为0.20开。改善放大器的温度控制将大大减小这一偏差。

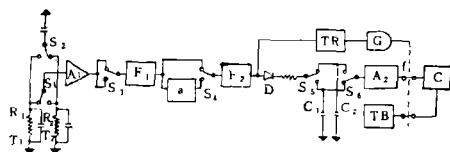


图3 IMGC噪声温度计方框图

A—低噪声放大器; F_1, F_2 —带通滤波器; a —衰减器; C_1, C_2 —记忆电容; A_2 —低噪声放大器, 解调器和电压频率变换器; C—可逆计数器; TB—时基发生器; G—门; TR—EMI检测电路和控制门触发器; S_1, S_2 —机械式驱动同步开关

四、结 论

这里所研究的所有测量方法都足以达到
(下转第25页)

关于用氮气测定的问题,关键在于用单管水银柱测得的值和用静容量型压力计测得的值之间有差异。

作为计算表 1 中体积值的重要组成部分的压力测定值如表 2 所示。表 2 中两种压力计指示值不同的原因,我们认为是前面,所碰到的水银柱的温度不稳定、弯月面的变形,视值误差等综合因素,但是在测定 P_1 和 P_2 时,由于观察到的弯月面的形状不一样,肯定会给压力测定值带来误差。

水银管内弯月面的形状,在理论上,由水银玻璃管材料和水银相接触的流体所决定,实际上只要水银玻璃管内有少量的污浊物,水银的表面张力就受到影响。

在通常校正水银压力计时,为了能使弯月面形状保持一定,一般采用先上升水银柱后停止的办法,不过当实际测定时,也有往下降水银柱后停止的测量情况。特别是在这次测量中,上升水银柱测出 P_1 ,下降水银柱时测出 P_2 ,求 $P_1 - P_2$ 的差值时,即使确定出校正时的压力计的精度也难免出现由于弯月面变形而引起的误差。

关于液柱型压力计性能的详细叙述,这里省略了。要读出 1 毫米以下压力值时,其玻璃管的内径,在水银柱压力计中为 13 毫米以上,在水柱压力计中为 30 毫米以上。

用静容量型压力计测量完了以后,再重新校正来验证它的正确性。

充入容器的氮气的温度也是计算容器体积的重要量值之一。在垂直方向放置的长型容器中的气体,一般存在温度梯度。另外受到来自底面和四周辐射的影响。在这次测定中,容器是垂直放置的,温度测定值极不稳定。所以将容器横向吊起来,离开地面约 0.6 米,要想尽办法把温度传感器尽可能安置在容器体积中心。记录出容器内温度的变化情况,由

于充气,温度上升,可是充气停止后温度开始下降,确认稳定后再测量温度。容器内温度变化的情况如图 6 所示。

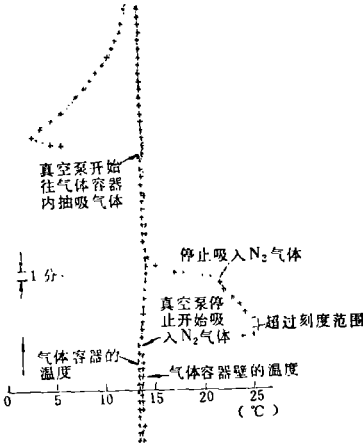


图 6 容器内的温度变化

5. 结束语

如以上所述,如果密切注意进行压力、温度等参数的测量,就能够用气体确定气体用的容器的体积。

可是,对于形状复杂的容器,当测量温度时,找出该容器中气体的温度代表值是困难的。如搅拌容器中的气体,或者把几个温度传感器放入容器测温等也是一种方法,然而必须从这些平均值中确定出代表气体体积温度的测温点。

这次进行的测量,因体积至多不超过 500 升,所以用了吊空的办法,对于已经固定的大型的容器来说,测量体积精度的求取是今后研究的课题。而且这个精度取决于对容器内气体的温度的测定水平。

金善国释自“计量研究所报告”1976, 25, No4, 45~48, 张昭田校

(上接第 20 页)

±0.2% 的准确度。准确度的极限由传感器的设计决定。在绝对测量方法中,如在 IMGC 中所采用的传感器和炉子都设计得能可靠地测定引线和绝缘体的输出噪声。在现场应用中不易得到这方面的可靠资料,因此在测量温度 1000~1800 开范围内,会引起百分之 0.1 到百分之几的系统误差。当使用温度超过 1800 开时,由于绝缘毁坏,准确度还要进一步降

低,故必须使用比铂的电阻率更高的金属来作引线材料。

由此可以得出结论,噪声温度计高温应用的主要问题是传感器的设计问题。不同的测量方法都可应用,但是都没有足够的准确度。最后的选择是根据准确度和系统的复杂性二者折衷决定。

朱林章译自“Temperature measurement” 1975, No. 26, 张龙生校