

科学和工业中 温度的测量与控制

(下 册)

【美】 J. F. 斯库利 主编
邓 大 任 等译

计 量 出 版 社

79.851

616

2

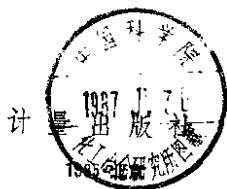
科学和工业中

温度的测量与控制

(下 册)

〔美〕 J. F. 斯库利 主编

邓大任 等译



内 容 提 要

本书选译自J.F.斯库利(James F. Schooley)主编的论文集《科学和工业中温度的测量与控制》第五卷(1982年)。它概括了近十年来世界各国在温度测量与控制方面的最新研究成果以及电阻、超导、射流等新设备新技术在该领域的应用情况。上册主要内容包括:温标与热力学温度、辐射测温法以及温度的控制与分度等,下册内容有:电阻温度计测温、热电偶测温及特殊环境——深海、航天、核辐射条件下的测温等。

本书可供温度测量和有关方面的研究工作者、工程技术人员及大专院校有关专业的师生和研究生阅读。

James F. Schooley
**TEMPERATURE
ITS MEASUREMENT
AND CONTROL
IN SCIENCE AND INDUSTRY
(VOLUME FIVE)**

American Institute of Physics New York 1982

科学和工业中温度的测量与控制

(下 册)

〔美〕 J. F. 斯库利 主编

—

邓大任 等译

责任编辑 裴绍昕 吴 全

计量出版社出版

(北京和平里11区7号)

北京计量印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

—

开本 850×1168 1/32 印张 13 3/4

字数 358 千字 印数 1—18 000

1985年10月第一版 1986年10月第一次印刷

统一书号 15210·462

定价 2.90 元

译者的话

1982年3月14日至18日在美国首都华盛顿举行了第六届温度讨论会。同年年底，收到了美国有关方面寄来的会议论文集。当时我们就认为应该尽快把这次会议的内容介绍给我国温度界的同志们，这个愿望得到了计量出版社的支持，经过一年左右的努力，本书终于和广大读者见面了。

美国有关方面主办的以 Temperature, Its Measurement and Control in Science and Industry (科学和工业中温度的测量与控制) 为题的国际性学术讨论会，已经有很长久的历史了。第一届会议可以追溯到本世纪二十年代末期。以后大约每隔10年就召开一次。从第二届讨论会开始，会议的论文汇编出版，至今已经出了五大卷。

由于该书汇编的论文具有无与伦比的深度和广度，因此它一直是世界各国的温度工作者经常参考和引录的权威性文献。

1982年的第六届讨论会全面地系统地总结了1971~1981年期间世界各国在温度测量与控制方面的成就和面临的问题。各国的温度工作者都对这次会议的成果十分重视。这届讨论会与历届会议相比，还有一个显著的不同点：中华人民共和国首次派出了代表团参加会议，并在会上宣读了论文。国际同行对中国的温度工作者的工作给予了很高的评价。

本书选译了第六届讨论会的论文共39篇，现分上下两册出版。上册内容包括：热力学温度、温标、辐射测温法以及温度的控制和分度等。下册内容有：电阻温度计测温、热电偶测温 and 特殊场合——深海、航天、核辐射条件下测温等。我们相信，这些文章将对我国从事温度测量和控制工作的同志有比较大的参考价值。

本书是集体智慧和共同努力的结晶。上册分别由赵琪、凌善康、戴乐山、夏永健、王梓林、何绍济、黄宁生、崔志尚、石质彦、仇乃荣、李郁芬、金耀根、吕诚哉等同志翻译。下册分别由邓大任、朱瀛松、王振河、孙崇正、王震森、姚全发、朱其俊、成玉骏、贺宗勤、郭乃宁、陆月芸、隋思聪、陈日新、陈愈忠、傅乐勇、李迎春等同志翻译。计星出版社总编辑汤永厚同志和本书责任编辑窦绪昕、吴全同志为本书的出版作出了贡献，谨表示衷心的感谢。

由于本书涉及面广，内容充分反映了现代科学技术在测温领域中的应用，因而翻译难度较大，此外，有些新词新语甚至是我国出版的英汉词典未曾收入的，所以误译、错译之处肯定不少，我们诚恳地希望读者们批评指正。

1984年6月

目 录

第四篇 电阻温度计测温

- (一) 电阻温度计自动电桥 (1)
- (二) 工业用高精度铂电阻测温装置的设计 (26)
- (三) 实用高温电阻温度计 (38)
- (四) 工业铂电阻温度计在 $-200 \sim +420^{\circ}\text{C}$ 范围的内插公式 (52)
- (五) 铂电阻温度计的热回差效应和热应力效应 (72)
- (六) 有关高温铂电阻温度计的一些情况 (95)
- (七) 铱铱电阻温度计十年概况 (122)
- (八) 用于深低温宽范围测温的铂-钎合金电阻温度计 (134)

第五篇 热 电 偶 测 温

- (九) 热电偶不均匀性试验的理论和实例 (147)
- (十) 关于铠装热电偶的结构以及装入测温插管内加快响应的研究 (161)
- (十一) 铠装热电偶经受热循环而产生的故障 (177)
- (十二) 铠装热电偶的分度蜕变 (195)
- (十三) 用于高温和温度突变的小直径铠装热电偶寿命的提高 (246)
- (十四) 在高温和核辐射条件下测量用的热电偶 (276)
- (十五) Microsil/Nisil 热电偶的最新进展与现状 (287)
- (十六) 钨对 Microsil/Nisil 热电偶合金热电稳定性和抗氧化性的影响 (301)
- (十七) Microsil/Nisil 热电偶和难金属热电偶的对比 (332)

第六篇 特殊场合的测温

- (十八) 深海温度测量 (349)

(十九) 航天飞机返回大气层途中空气温度的测量	(372)
(二十) 温度高达2750℃的接触式射流毛细管高温计的设计	(387)
参考文献	(407)

(一) 电阻温度计自动电桥

N. L. Brown A. J. Fougere J. W. McLeod R. J. Robbins

(美国 Neil Brown Systems, Incorporated 公司)

~~~~~

〔提 要〕本文描述一种微处理机控制的交流电桥，用于测量标准铂电阻温度计的电阻值，测量范围为  $0 \sim 125 \Omega$ 。电桥的输出电压与输入电压的比值精确地正比于标准铂电阻温度计与  $10000 \Omega$  参考电阻的比值。可以使用桥内的参考电阻，也可以使用外接的参考电阻，桥内的参考电阻工作在恒定的温度。电桥的输出电压和输入电压是  $384 \text{ Hz}$  的正弦波。由于使用了高品质因数的反馈放大器，故结构简单、精度提高。反馈放大器的反馈系数一般为  $150 \text{ dB}$ 。电桥的输出电压和输入电压的比值，用一个数字读出器测量，总精度为满值的  $\pm 0.12 \times 10^{-6}$ ，分辨率为满值的  $0.015 \times 10^{-6}$ 。数字读出器中的数模转换器由两只级联的两级变压器组成，级联电开关用 VMOS 场效应管。微处理机的作用是：操纵各种测量和自校功能，计算温度计的电阻值和温度，通过面板上的键盘输入标定数据并完功能控制，把输出数据送给数字和字母数字显示器，通过 RS 232 接口或者 IEEE-488 接口把输出数据送到外部设备。

~~~~~

1. 引 言

1968年国际实用温标的固定点之间的温度，是通过内插法由标准铂电阻温度计定义的；此外，在科学和工业中标准铂电阻温度计还被用来进行精确测温。既然如此，迅速地、自动地测量标

标准铂电阻温度计的电阻值显然是有必要的。由于存在热电势和探测元件的噪声这两个问题，用直流的方法对标准铂电阻温度计进行高精度自动测量是不切实际的，而交流的方法却没有热电势问题，并且可以使用感应耦合的比率标准（比率变压器）。实践已经证明，对于电阻的相互比对，比率变压器是非常准确、非常稳定的工具。

2. 历史背景

以往的交流电桥，不管是手动的还是自动的，不外乎利用两种基本方法。方法之一是使流过标准铂电阻温度计和参考电阻的电流保持相同，然后测量二者电压降之比。电压比是用可调比率变压器来测量的。例如，1963年 Hill 和 Miller⁽¹⁾ 描述了一种双桥线路，它与开尔文线路相仿，其中用了两套可调的比率变压器。这种双桥线路已经有自动测量型商品出售了⁽²⁾。1969年 Cutkosky⁽³⁾ 描述了一种工作频率为 400 Hz 的三级比率变压器电桥，其中有两级由增益为 1 的缓冲放大器驱动，以获得所需的输入阻抗。1980年 Cutkosky⁽⁴⁾ 又描述了一种微处理机控制的自动电桥，由 15 Hz 或 30 Hz 的方波激励。为获得所需的输入阻抗（与参考电阻并联），电桥使用了一个五级变压器。在这种电桥结构中，五个电阻值相等的电阻器相互串联，再与标准铂电阻温度计串接。然后，各级变压器以并联的方式与这五个电阻器及标准铂电阻温度计相连，使输入阻抗逐级递增。各电阻器的电阻值由第一级至第五级愈来愈起关键作用，第五级电阻器即为参考电阻。

方法之二是调整相应的电流值，使参考电阻两端的电压降等于标准铂电阻温度计两端的电压降。例如，MacMartin 和 Kusters^(5,6,7) 研制的直流比较仪，使用这种方法高度实用化，它被用来进行高精度的直流测量。1977年 Knight⁽⁸⁾ 描述了一种方法（这种方法是基于 Brooks 和 Holtz⁽⁹⁾ 早先的工作为基础的），它利用一个三级电流变换器作为交流比较仪，工作频率是 400 Hz。

纯电阻电桥对众多的电阻器以及电阻比的要求极为严格，并且易受温度漂移和热电势的影响。上述各种设计方案只需要一个参考电阻器，并且利用了比率变压器固有的稳定性和精度，因而性能大大地优于纯电阻电桥。然而，在上述的设计方案中，只有两种(2,4)是自动的，而且这两种方案都要用很多继电器来使平衡过程自动化。由于这些开关承载着很大的电流，因此连固态开关（如场效应管）有限度的“通”态电阻也不能容许。

下面描述一种在平衡回路中使用固态开关的自动电桥，它具有噪声低、精度高，速度快，可靠性好的新颖特色。

3. 电桥的基本部分

图1为电桥的基本部分，它有三个关键单元：

(1) 恒流源电路：它由驱动电压源（变压器 T_{10} 的 W_2 绕组）、10 000 Ω 参考电阻器 (R_{ref}) 和具有极高开环增益的调谐反馈放大器三部分组成。参考电阻器置于温度恒定的铝块中。电路能使流过参考电阻器和标准铂电阻温度计的电流 (I_{ref}) 保持恒定，此电流值为：

$$I_{ref} = \frac{E_{ref}}{R_{ref}} \quad (1)$$

(2) 固定增益放大器：它由三重屏蔽的音频变压器 (T_3)、增益极高的调谐反馈放大器 (A_2 ，它和 A_1 相同) 和输出变压器 (T_4) 三部分组成。输出变压器的绕组 W_2 和 W_3 的输出电压比精确地等于其匝数比。可以证明，固定增益放大器的增益 (G_f) 由下式决定：

$$G_f = N_2/N_3 \quad (\text{假定 } A_2 \text{ 的开环增益为无穷大}) \quad (2)$$

式中， N_2 ——变压器 T_4 的绕组 W_2 之匝数；

N_3 ——变压器 T_4 的绕组 W_3 之匝数。

同样，如果假定 A_2 的开环增益为无穷大，则可证明，与标准铂电阻温度计并联的固定增益放大器的输入阻抗也为无穷大。

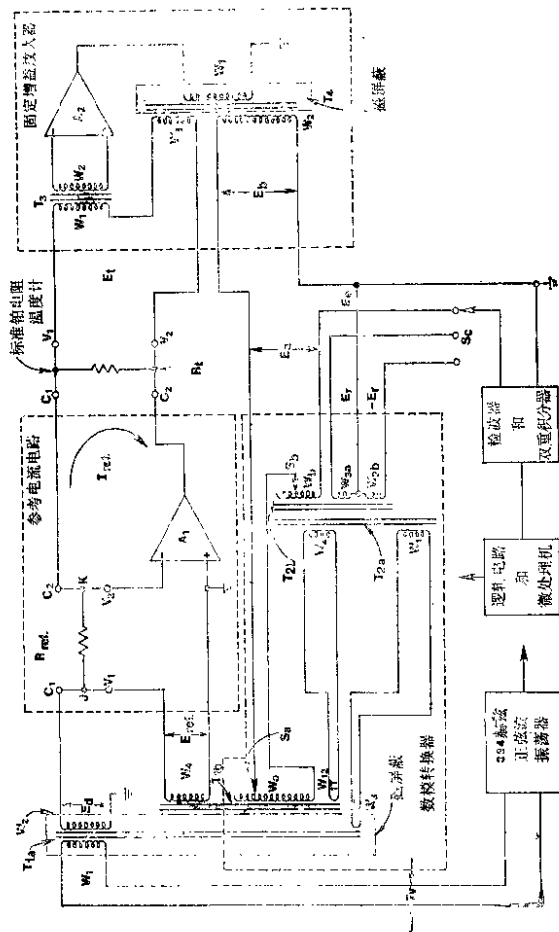


图 1

(3) 数模转换器 (D/A) : 它由两个两级变压器组成。第二只两级变压器 (T_{2a} 和 T_{2b}) 级联于第一只两级变压器 (T_{1a} 和 T_{1b})，使输出电压 E_a 为：

$$E_a = \left(\frac{E_{ref}}{N_1} \right) (N_a + N_b K) \quad (3)$$

式中： N_a —— T_{1b} 的绕组 W_a 之匝数；

N_b —— T_{2b} 的绕组 W_b 之匝数；

N_1 —— T_{1b} 的绕组 W_1 之匝数；

K —— 变压器 T_1 至变压器 T_2 的压降比，其值等于 2^{-1} 。

匝数 N_a 和 N_b 由各场效应晶体管开关的置位综合而定。场效应晶体管开关有多个，在简图中以 S_a 、 S_b 表示。数模转换器的详细情况见下文。

4. 电桥工作原理

电桥的工作原理如下：流过标准铂电阻温度计电流引线的参考电流 (I_{ref}) 在标准铂电阻温度计上产生电压降 E_t ，它由下式决定：

$$E_t = I_{ref} R_t = E_{ref} \left(- \frac{R_t}{R_{ref}} \right) \quad (4)$$

增益量 (G_f) 为定值的放大器将 E_t 放大，得到电压 E_b ， E_b 值由下式决定：

$$E_b = G_f E_t = E_{ref} G_f \left(- \frac{R_t}{R_{ref}} \right) \quad (5)$$

故
$$R_t = \frac{(R_{ref} E_b)}{(G_f E_{ref})}$$

既然 R_{ref} 和 G_f 已知，测量 E_b 与 E_{ref} 的比值即可决定 R_t 的电阻值。测量比值的过程分两步进行。第一步：固态开关 S_1 (图 1) 把“误差”信号 E_e 接到检波器 (图 2) 的输入端。数模转换

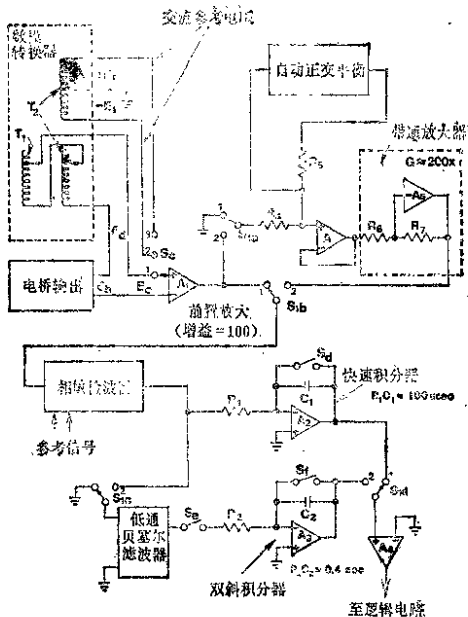


图 2

器的开关 S_a 和 S_b (详示于图 4) 由逻辑电路驱动, 这些逻辑电路通过逐次逼近法调整数模转换的输出电压 (E_a), 使它与电桥输出电压 (E_b) 相等。由于数模转换器实际上是一只 13 位的二进制分配器, 所以平衡时数模转换器的开关的置位表示电桥读数的 13 位最高有效位。

测量比值的第二步: 信号在检波前先经前置放大和带通滤波处理, 然后利用我们熟知的双重积分电路的一种变型进行数字化, 以获得 13 位最低有效位 (总计为 26 位)。双重积分电路的变型见下文。

5. 参考电流电路

参考电流电路由参考电阻器 (R_{ref})、标准铂电阻温度计和反馈放大器 (A_1) 三部分组成, 参见图1, 其工作原理如下:

未接反馈时, 放大器 A_1 在工作频率384 Hz时开环增益为 2.5×10^7 , 它的输出幅值及相位与工作频率有关 (详见下文), 这就使放大器可以在 100% 反馈量时极其稳定地工作在闭环状态。令 $E_{ref} = 10 \text{ V}$ (有效值), $R_{ref} = 10000 \Omega$, 就获得所需的 1 mA 参考电流。标准铂电阻温度计的最大值为 125 Ω 时, 放大器 A_1 的输出电压为 0.125 V, 输入电压为 $5 \times 10^{-6} \text{ V}$ 。因此, 参考电阻器电压端 V_1 和地之间的开路电压与参考电阻器两个电压端 V_1 、 V_2 之间的开路电压, 二者的差异仅为 5×10^{-10} ●。参考电阻器 (R_{ref}) 用 Vishay 公司制造的玻璃基底油浸金属膜电阻, 其值为 10000 Ω 。参考电阻安置在铝块中, 铝块的温度变化控制在 $\pm 0.01^\circ\text{C}$ 以内。此外, 各有微处理机控制的继电器转换, 允许外接标准, 例如 Pailthorp⁽¹⁰⁾ 报道的 10000 Ω “可移式电阻标准”, (由 Electro Scientific Industries 公司生产)。这些标准电阻稳定性特好, 交流工作与直流工作差异甚小 (在 384 Hz 时小于 0.5×10^{-6}), 而且极为坚固。

图3更为详细地示出了参考电流电路的连接方式。由于全部采用同轴连接, 大大地减小了来自外部的感应影响和噪声引起的误差。此外, 选用这种连接方式, 同轴导线的电容不会影响测量结果, 原因如下:

(1) 与这种电容并联的源阻抗极低, 例如与放大器 A_1 的输出或变压器 T_{1a} 的输出并联。

(2) 这种电容与放大器 A_1 的输入并联, 而放大器 A_1 几乎为零电压输入。

● 指相对量, 下文凡用指数表示的无量纲差异, 均指相对量。——译注。

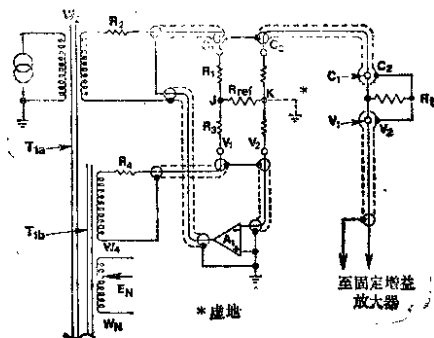


图 3

(3) 这种电容与 R_1 并联，而 R_1 的电阻值很小，6m 长同轴导线的电容也不会造成严重的正交效应。这些同轴导线的介质损耗所造成的旁路电阻大约是 $10^8 \Omega$ ；对 25Ω 的温度计而言，由此引起的误差为 0.125×10^{-6} 。由导线电容造成的正交信号，通过一个电路自动平衡，该电路在下文叙述。

上述讨论表明：参考电流回路将产生一个流过标准铂电阻温度计的参考电流，此电流由下式精确地确定：

$$I_{\text{ref}} = \frac{E_{\text{ref}}}{R_{\text{ref}}}$$

6. 参考电压电路

两级变压器 T_{1b} 的次级绕组并接于参考电阻器的电压端 V_1 与地之间，构成参考电压电路。由于流入 V_1 端的电流极小 ($0.16 \mu A$)，我们就把参考接点 J 与地之间的电压定为参考电压 (图 3)。

可以看出, 可变绕组 W_n 的输出电压 E_n 由下式算出:

$$E_n = E_{ref} \left(\frac{W_n}{W_4} \right) (1 + e) \quad (6)$$

式中, $W_4 = W_2$,

e 为分步比率误差,

$$e = \left\{ \frac{R_1 + R_2}{R_{ref}} \right\} \left\{ 1 - \frac{Z + R_1 + R_2}{Z + R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \right\} \quad (7)$$

如图 3 所示, R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 为接线电阻和绕组内阻, Z 为 T_{1b} 的激励阻抗, 由于 $R_1 + R_2 = 0.75 \Omega$, $R_3 + R_4 = 1.0 \Omega$, 在最坏情况下 $Z = 2500 \Omega$ (电阻性), 所以分步比率误差 e 为 2.998×10^{-8} , 这种误差是可以忽略的, 所以我们可以将等式 (6) 改写为:

$$E_n = E_{ref} \left(\frac{W_n}{W_4} \right) \quad (8)$$

7. 数模转换器

数模转换器 (图 4) 的输出电压 E_a 是逻辑开关 S_1 至 S_{13} 所选取的 13 个电压的总和, 因此, 这个数模转换器是电压求和单元, 而常规的数模器是电流求和单元。当数模转换器的输出与外部模拟量的交流电压平衡时, 电路的净输出电压为零, 从而使流过各开关的电流为零。既然电流为零, 图 5 所示的场效应晶体管有限度的“通”态电阻也就不会引起误差。 S_1 至 S_{13} 共 13 个开关, 每个都由一对场效应管来实现。每对场效应管 (图 4 中 Q_1 与 Q_2), 其中一只是由逻辑电路来的控制线信号直接使其“通”或“断”的, 另一只则同时由反向控制线信号驱动至相反的状态。

第一个两级变压器 (T_{1a} 和 T_{1b}) 有 6 个输出绕组, 实现 6 位数模转换, 其匝数分别为 32、16、8、4、2、1, 第二个两级变压器 (T_{2a} 和 T_{2b}) 级联于第一个两级变压器, 它有两组 128 匝的输

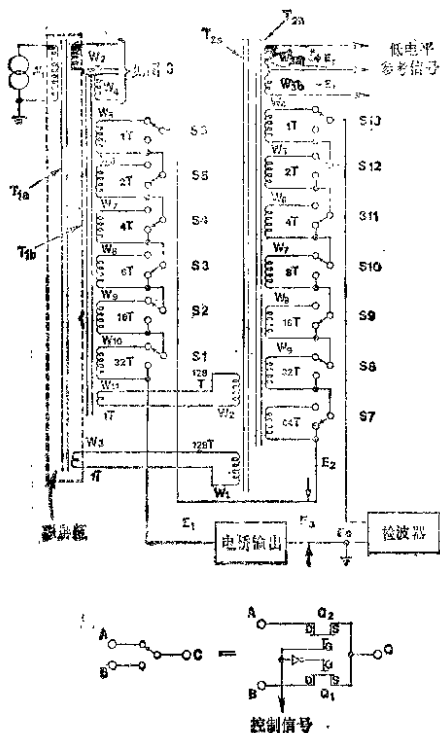


图 4

入绕组 (W_1 和 W_2)。输入绕组 W_1 和 W_2 分别由 T_{1a} 和 T_{1b} 的输出绕组驱动, 两个输出绕组均为 1 匝。因此, 第二个变压器的绕组 W_{10} (64 匝) 的输出电压为第一个变压器的绕组 W_1 (1 匝) 的输出电压之半, 由此二进制位的加权比率延伸下去, 总共形成 13 个二进制级。