

编辑的话

这是一部在传感器设计和检测领域极富开拓性的著作。

作者对传感器的电路、结构、工艺和检测手段、检测方法进行了一系列的创新，改进了传感器的性能，扩展了其应用范围，显著提高了标定水平。这种创新不是零星的、偶然的发明创造，而是依据新的技术理论——比率技术，创造了一个新型传感器系列——比率网络型传感器。

比率技术作为一个完整的技术理论，是作者创立的。2005年作者出版了其专著《新型阻抗比率测量电路》（中国计量出版社出版），系统地介绍了这一技术。该技术应用前景十分广阔，本书就是介绍其在传感器领域的应用。

传感技术是信息技术的三大支柱之一，近几十年来得到了空前的发展，新型传感器及新的检测技术不断涌现。作为正在实现现代化的大国，在跟踪国外最新技术发展的同时，走自主创新之路是我们的唯一选择。目前我国，有关传感技术的书籍汗牛充栋，绝大部分都是对国外技术的介绍，极少关于国内的自主创新能力。本书无疑令人耳目一新。

说到自主创新，不得不提到目前我国技术界的一些不良风气。

一是浮躁心态。不管本职工作干什么，不管主客观条件如何，一窝蜂地跳进高新技术的潮流中，仿佛不干点高新技术就不算技术人员；眼睛只盯着外国的技术，忙着引进，花费不菲还得不到真传，自己却变成了纯粹的商人……。这些人从未想过自己能在技术上创造点什么。其实技术创新并非一定要有大笔的资金和高精尖的设备。创新最需要的是智慧和锲而不舍的精神。哪怕最普通、最传统的技术岗位，也存在着创新的广阔空间。

二是技术管理干部官僚化。技术管理干部一般都是搞技术出身，当了官后不再看技术书，对本领域的技术动态漠不关心。管技术不研究技术，靠这种领导走技术创新之路，结果可想而知。

与此相反，本书的作者值得学习。虽早已过了古稀之年，作者仍锲而不舍地钻研着技术，从自己微薄的工资中省出一部分作为研究经费，用最简陋的自制仪器做实验，凭着扎实的科学功底和独立思考，硬是在传统的技术领域成功地开拓出一条新路。这是值得每一个技术工作者和技术管理干部深思的。

自主创新如果仅停留在一般性号召上是远远不够的。在政策层面上，比如在对技术人员和技术管理干部的考核上，课题的审批上，甚至企业的认证上都应考虑这一点。

古人曾说，天下兴亡，匹夫有责。希望本书的出版带给人们的不仅仅是创新的技术，还

有我国知识分子传统的、以天下为己任的精神。

本书作者在传感器领域的创新是严肃认真的，其成果是经过科学实验验证的。将这些成果转化为产品，还有待有识之士的努力。比率技术在传感器领域的应用还只是开始，其潜在价值有待后继者的开拓。从这个意义上说，本书的出版，对推动我国传感技术的自主创新，将产生有益的影响。

本书责任编辑 刘汉钧

2006 年 8 月

前 言

本书的内容是介绍比率技术在传感器的技术改造方面的应用。比率技术是作者数十年来研究“比率计量学”的成果,在许多领域内都起到推陈出新的作用,特别是在传感器领域,在应用比率技术后出现了一系列新的概念和技术。

本书提出了用匝比工艺改造螺管式差动传感器绕组的结构;用圆形和三角形电极电容器改造差动电容器;建立电阻式传感器的电学模拟理论,从而提高了其计量水平,并给相应的虚拟测量和虚拟测量仪器提供了软件编程依据;对压磁式、电磁式测力和速度传感器的绕组进行工艺改造等。通过对金属和磁性材料、高压传感网络、测功传感网络和复合高温计的网络特性的研究,获得了比率网络式传感器系列。事实上作者在传感器领域的研究是围绕着比率网络式传感器的主题进行的。实验证明比率网络型传感器的性能远比一般传感器的性能优越。

关于比率技术的内容,本书第1章做了高度概括,是本书的理论基础;第2章的重点是匝比比率工艺的提出,该工艺可以作为传感器技术改造的工具使用;第3章介绍用匝比工艺改造螺管式差动位移传感器,从而降低了零位、提高了线性;第4章介绍用同轴可动电容器的结构取代平板式差动电容的结构,并提出了新型的三角形电极的电容器概念;第5章是对建立应变计量值传递系统提出的建议;第6章提出了一系列新型传感器电桥;第7、8章是对电阻式、电容式传感器建立的量化和线性化的数值模拟理论的介绍;第9章提出比率网络型传感器的系列。通过以上各章可以得出结论:比率技术与传感器关系十分密切,把它们结合起来研究,会得到一系列创新的成果。

顺便说一下,作者认为作为一个系统,传感器一般由敏感器(sensor)、信号传输系统和测量显示系统组成,三者合称为传感器,英文谓之transducer。有些人习惯把敏感器也称为传感器,可能会引起混乱。

在本书中,作者探讨了许多比率网络型传感器,发现了比率网络型传感器的优越性,所以提出了用匝比工艺去改造传感器的绕组结构。这里说的比率网络型传感器是指具有比率网络结构的传感器。其实传统传感器中就有电位器式位移传感器、电位器式测振器。一个电位器总阻为 R ,在滑动接点的两侧, $\frac{U_{出}}{U_{入}}$ 具有 $\frac{DR}{(1-D)R}$ 的比率, $\frac{D}{1-D}$ 正是典型的比率。由此可见,一个电位器式传感器就是一个电阻比率网络型传感器。通常遇见的螺管式差动电感传感器和差动互感传感器,它们的绕组经过匝比工艺改造后又是一个典型的感应式比率器,它们也属于比率网络型传感器。在本书第9章中提到的几种新型传感器,都是比率网络型传感器的典型。由此可见,电阻式比率网络型传感器是早已存在的,说明比率网络与传感器的关系是很密切的,也说明比率技术是有生命力的。

还要指出一点,传感器与虚拟仪器和虚拟测量系统关系密切,在传感器现代化的时代,研究传感器的软件编程、硬件显示和分析是必要的。

作者于1991年出版过一本书,名为《电阻应变仪检定技术》(张功铭、赵复真著,中

国计量出版社出版)。该书重点介绍了电阻应变片模拟技术、电阻应变仪检定标准的建立和量值传递体系。在2005年出版了《新型阻抗比率测量电路》一书(张功铭,赵复真著,中国计量出版社出版),总结了50余年在比率计量学的自主研究成果,奠定了比率计量学的基础。本书的出版,记录了比率计量科学在传感器领域的应用和促进作用。这三本书的中心内容是比率计量工作,也是比率计量科学的继续开拓。

在本书出版之际,对支持本书出版的中国计量出版社,特别是刘汉钧编辑,深表感谢。

作者欢迎有志在有关领域做深入研究的人士共同探讨,共勉共进。

联系电话:(010) 64293099

张功铭
2006年3月

目 录

第1章 比率测量技术与比率计量概论	(1)
1.1 比率测量技术	(1)
1.2 阻抗比率网络的研究成果	(6)
1.3 电阻中和测量原理	(13)
1.4 传感器测量电桥	(17)
1.5 感应比率器的研究成果	(21)
1.6 新型感应比率标准的建立	(24)
1.7 四端结构的低阻测量电桥	(26)
1.8 小结	(27)
第2章 匝比比率器件的结构、工艺及其比率的测定	(30)
2.1 匝数比率器件的提出依据	(30)
2.2 变压器的基本概念	(31)
2.3 变量器的分类	(32)
2.4 匝比比率器件的结构工艺	(36)
2.5 几种典型的匝比比率器设计	(36)
2.6 匝比比率器的比率测量	(45)
2.7 小结	(56)
第3章 测量位移的差动变压器的技术改进	(58)
3.1 现在的位移测量用的差动变压器	(58)
3.2 改进型位移变压器	(60)
3.3 实验模型	(60)
3.4 宽频变压器比率臂电桥	(63)
3.5 匝比工艺位移差动传感器的技术测量	(68)
3.6 几种与差动变压器有关的传感器的改造	(69)
3.7 小结	(71)
第4章 新型电容传感器的研究	(73)
4.1 交叉电容器的概念	(73)
4.2 对计算电容器的评论	(74)
4.3 中等准确度的电容型位移传感	(76)
4.4 圆截面同轴式差动电容器的研究	(77)
4.5 同轴电容差动传感器的比率特性	(79)
4.6 圆截面同轴差动电容传感器的分度实验	(80)
4.7 三角形截面同轴差动电容传感器的研究	(80)
4.8 小结	(85)

第5章 电阻应变计(片)的革新	(86)
5.1 电阻应变计概论	(86)
5.2 电阻应变计结构的改进意见	(91)
5.3 关于应变片标定梁的改革问题	(95)
5.4 电阻应变片量值传递系统的建立	(97)
5.5 小结	(98)
第6章 新型传感器电桥	(99)
6.1 新型传感器电桥的概念	(99)
6.2 张功铭-赵复真双曲线函数电桥分析	(100)
6.3 环形复合比率网络	(104)
6.4 环形复合比率网络的电桥特性	(105)
6.5 张-赵氏电桥与 Wheatstone 电桥比较	(106)
6.6 张-赵氏电桥的应用	(108)
6.7 电阻中和测量电桥	(109)
6.8 电容增量比率网络与电容中和测量原理	(110)
6.9 长引线传感器的测量电桥	(113)
6.10 小结	(114)
第7章 电阻式传感器模拟标准	(117)
7.1 电阻应变片的半桥模拟方法	(117)
7.2 负值电阻增量比率网络的建立依据及要点	(118)
7.3 正电阻增量的电阻应变片的模拟网络	(120)
7.4 半桥电阻应变计的模拟电路	(122)
7.5 1/4 桥电阻应变计的模拟电路	(124)
7.6 半桥电阻应变计的交流模拟	(126)
7.7 电阻温度计的 $R-T$ 曲线的模拟	(130)
7.8 小结	(135)
第8章 电容式传感器的数值模拟	(136)
8.1 电容增量比率网络的理论与实践	(136)
8.2 负值电容增量比率网络	(138)
8.3 电容中和测量原理	(141)
8.4 正值电容增量比率网络	(142)
8.5 差动电容增量比率网络	(143)
8.6 1/4 桥电容传感器的模拟	(145)
8.7 小结	(145)
第9章 比率网络型传感器的发现	(147)
9.1 压磁式传感器的结构原理及改进	(147)
9.2 电磁式传感器的结构原理及改进	(148)
9.3 高电压测量传感器	(153)
9.4 测量金属电阻率的传感器	(156)

9.5 复合高温计传感器	(159)
9.6 比率网络式测功传感器	(161)
9.7 比率网络式磁性材料的识别传感器	(163)
9.8 小结	(163)
参考文献	(164)

第1章 比率测量技术与比率计量概论

在测量领域中,按确定的比率将一个量分解(或放大)为若干分量的器件(或网络),称之为比率器件(或网络)。比率器件或网络的比值与计量单位无关,可以进行绝对测定,可以有效地提高测量的准确度。利用比率器件(或网络)进行测量的技术称为比率测量技术,简称比率技术。

1.1 比率测量技术

计量学的基本任务是建立和保存计量单位,并力求达到量值统一。

在电学计量领域中已出现的电桥、电位差计、万用比率臂、电压互感器、电流互感器、分压器、分流器、流比计、衰减器、应变仪等精密测量仪器,稍作系统分析就可以看出它们都是比率测量仪器,只不过一些直接一点,另一些间接一点。

下面介绍一些常用的和改进的电测量比率器。

1.1.1 分压器和分流器

如图1-1所示的阻抗电路由 Z_1 和 Z_2 组成,图(a)为分压器, C 为比率器的输出端,俗称抽头,分压比率 $D = \frac{Z_1}{Z}$,则

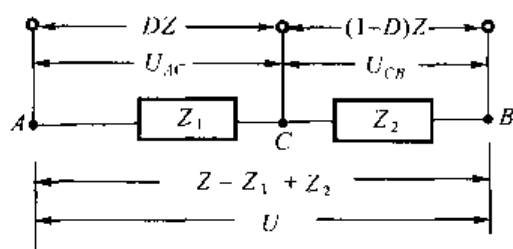
$$\begin{cases} Z_1 = DZ \\ Z_2 = (1-D)Z \end{cases} \quad (1-1)$$

在 A 、 B 端加上电压 U ,在 AC 臂上的压降为 U_{AC} ,在 CB 臂上的压降为 U_{CB} 。

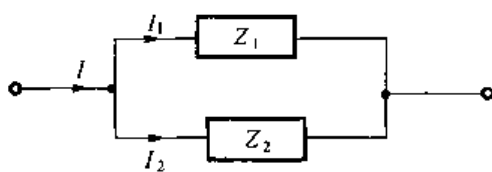
$$\begin{cases} \frac{U_{AC}}{U_{AC} + U_{CB}} = \frac{U_{AC}}{U} = D \\ U_{CB} = (1-D)U \end{cases} \quad (1-2)$$

由此可见,阻抗比率与电压比率相同。调准 Z_1 和 Z_2 值, D 值获得很高准确度,直流高精度分压器 D 值可准确到 1×10^{-6} 。可以利用分压器作为量程变换器,例如利用分压原理可以把电位差计的量程扩大,而毫不损失电位差计的原有准确度。

图(b)表示由两个阻抗 Z_1 和 Z_2 组成的分流电路, $I_1 + I_2 = I$ 。



(a) 分压器



(b) 分流器

图1-1 分压器和分流器

$$\begin{cases} I_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} I \\ I_2 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} I \end{cases} \quad (1-3)$$

若令 $Z_1/Z_2 = S, Z_1 = SZ_2$ (S 为分流系数), 则 $I_2 = SI_1$ 。

利用分流比率关系可以改变电流指示表的量程, 而不降低指示表的原来准确度。

1.1.2 电流比率计(俗称流比计)

电流比率计是典型的测量电流比率仪表。以测绝缘电阻的摇表为例子, 如图 1-2 所示。在磁电式仪表中, 增加一个导电流的线框, 成交叉形结构。在图 1-2 中线圈 W_1 和 W_2 就是交叉线框。每个线框分别与 R_x 和 R_s 串联连接, 并联接于电源 U 。在 R_x 和 R_s 上流过的电流分别为 I_x 和 I_s , 并联于电源的回路。当 $R_x = R_s$ 时, 两支路内的电流 I_s 等于 I_x , 动框平衡于零位。如 R_x 不等于 R_s , 则 I_x 不等于 I_s , 动框将随着 I_x/I_s 的比值而偏转一个角度 $\alpha = f\left(\frac{I_s}{I_x}\right)$ 。如图 1-3 所示, 设 w_1 线框绕组的平面与 x 轴交角为 α_1 , w_2 线框绕组的平面与 x 轴夹角为 α_2 , 指针偏转角为 α , w_1 与 w_2 平面之间的夹角为 2β 。

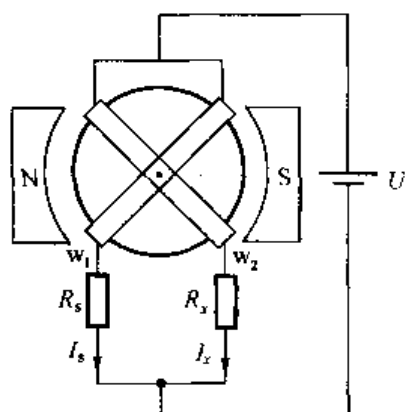


图 1-2 电流比率计

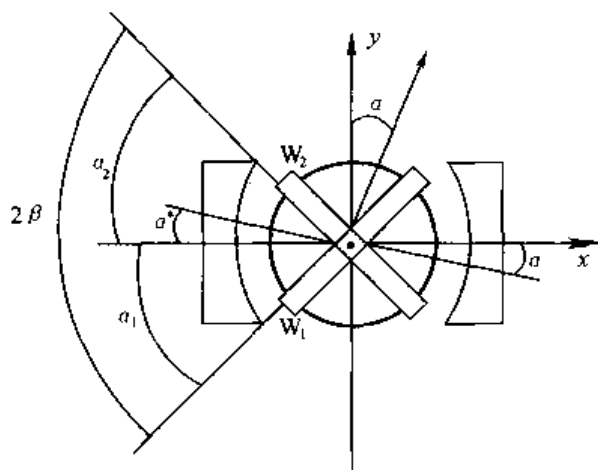


图 1-3 电流比率偏转角 α 的分析

设流经 W_1 线框绕组的电流为 I_s , 流经 W_2 绕组的电流为 I_x 。对线框 W_1 的偏转, 有下列关系:

$$M_1 = CI_s B \alpha_1 = CI_s B(\beta - \alpha)$$

式中: C ——线框的偏转系数;

M ——力矩;

B ——磁场的磁感应强度。

对线框 W_2 的偏转有:

$$M_2 = CI_x B \alpha_2 = CI_x B(\beta + \alpha)$$

当指针平衡时, $M_1 = M_2$,

$$I_s B(\beta - \alpha) = I_x B(\beta + \alpha)$$

$$\frac{I_s}{I_x} = \frac{B(\beta + \alpha)}{B(\beta - \alpha)}$$

因为 B 和 β 为常数, 所以

$$\alpha = f\left(\frac{I_s}{I_x}\right) = f\left(\frac{R_x}{R_s}\right) \quad (1-4)$$

当 $R_x = \text{常数}$, 则 $\alpha = f(R_x)$

式(1-4)表示利用电流比率测量方法去测量电阻 R_x 的实用情况。

1.1.3 电桥

最基本的电桥电路如图 1-4 所示, 由四个阻抗 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 和 Z_4 组成电桥的四个臂, 在 A、C 点间接入电源, 在 B、D 点间接入指零仪, 它的阻抗为 Z_5 。

按传统的分析方法, 即按电流回路法分析, 得到下列方程:

$$\begin{cases} I_1(Z_1 + Z_4 + Z_5) - I_2Z_5 - I_3Z_4 = 0 \\ -I_1Z_5 + I_2(Z_2 + Z_3 + Z_5) - I_3Z_3 = 0 \\ -I_1Z_4 - I_2Z_3 + I_3(Z_3 + Z_4) = U_\lambda \end{cases}$$

用行列法解上面的方程组, 得

$$I_1 = \frac{E}{\Delta} [Z_3Z_5 + Z_4(Z_2 + Z_3 + Z_5)]$$

$$I_2 = \frac{E}{\Delta} [Z_3(Z_1 + Z_2 + Z_5) + Z_4Z_5]$$

式中:

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_1 + Z_4 + Z_5 & -Z_5 & -Z_4 \\ -Z_5 & Z_2 + Z_3 + Z_5 & -Z_3 \\ -Z_4 & -Z_3 & Z_3 + Z_4 \end{vmatrix}$$

流过指零仪的电流为 I_0 :

$$I_0 = I_1 - I_2 = \frac{E}{\Delta} (Z_1Z_3 - Z_2Z_4)$$

当 $I_0 = 0$, 即电桥平衡。此时,

$$Z_1 = \frac{Z_2}{Z_3} Z_4$$

当 Z_4 为标准阻抗, 测通过 Z_2/Z_3 的比率可以测出 Z_1 的数值, Z_2/Z_3 即电桥的比率臂, 也就是说电桥是一个比率测量的仪器。

下面给出张-赵氏电桥[●]的分析方法。如图 1-5 所示, 在节点⑨、⑫之间[●], 及⑥、③之间各接入阻抗 Z , 在节点⑫、③之间接入 Z_x , 而在⑨、⑥之间接入 Z_s , 流经⑨、⑫、③支路的电流为 I_x , 流经⑨、⑥、③支路的电流为 I_s , 从电源流出的总电流为 I 。

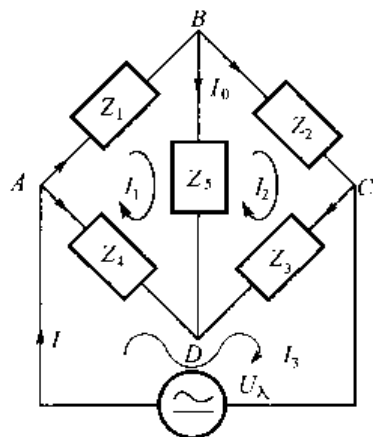


图 1-4 基本电桥电路

- 该电桥是由张功铭和赵复真 1991 年在北京召开的第二届国际计量学会议上提出的, 是一种具有双曲线函数的系统方程、超大量程的电桥。详见张功铭、赵复真的著作《新型阻抗比率测量电路》(中国计量出版社, 2005 年出版)。
- 为了准确而直观地表达比率网络中电压高端、电压低端和比率输入和输出抽头等关键节点的顺序, 作者创立了时钟坐标系。⑫、③、⑥、⑨模拟钟表盘上的数字 12、3、6、9, 是时钟坐标系的四个特定坐标点。⑨和③为电桥的输入端, ⑫和⑥为电桥的输出端。详见作者的《新型阻抗比率测量电路》一书的附录。

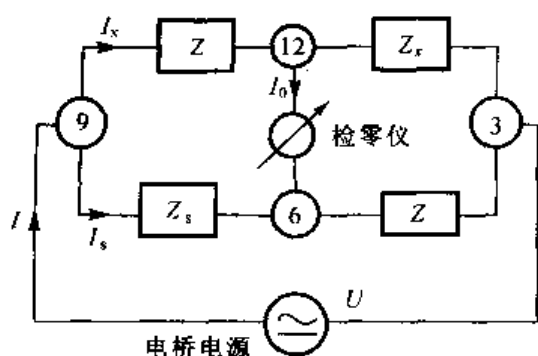


图 1-5 张-赵氏电桥

按照作者的复合比率网络理论●来分析,在⑨、⑫、③支路为一个 Z 与 Z_x 组成的分压网络,在⑨、⑥、③支路为一个 Z_s 与 Z 组成的另一个分压网络。两个分压网络复合于电源,并在两个分压网络的抽头⑫和⑥处接入测差指零仪,则这个复合比率网络具有平衡条件:

$$Z_s Z_x = R^2 \quad (1-5)$$

而且在节点⑨、③之间的输入阻抗恒定,不管 R_x 与 R_s 取何值也无关系。

在⑨、⑫、③支流中的分压器,其分压比为

$$D_x = \frac{Z_x}{Z + Z_x}$$

在⑨、⑥、③支路中的分压器,其分压比为

$$D_s = \frac{Z}{Z + Z_s}$$

当 $D_s = D_x$ 时,在指零仪支路⑫和⑥之间电位差为零,即

$$\begin{aligned} D_x - D_s &= 0 \\ \frac{Z_x}{Z + Z_x} - \frac{Z}{Z_s + Z} &= 0 \\ \frac{Z_s(Z_s + Z) - Z(Z + Z_x)}{(Z + Z_x)(Z_s + Z)} &= 0 \end{aligned} \quad (1-6)$$

按照复合比率网络理论,当 $Z_s Z_x = Z^2$ 时,式(1-6)成立, $Z_s Z_x = Z^2$ 为复合比率网络的特征方程,也是张-赵氏电桥的平衡方程。比率测量技术的研究不仅创立了平衡方程为非线性的平衡电桥,而且获得了一个更为精准的电桥定义:具有平衡条件和有源的复合比率网络。从平衡条件来分类电桥,将会出现非线性平衡件的电桥如张-赵氏电桥和 Wheatstone 电桥两大类,线性电桥的量程窄,元件功率随测量范围而变动。非线性电桥的输入阻抗恒定,在 R_x 上的功率 P_x 与 R_s 上的功率 P_s 恒相等,所以具有宽量程和等功率测量的优点。这些进步源于比率计量的研究成果。

1.1.4 电位差计的比率特性

按电路分析,电位差计是以一个恒定电流 I 流过十进位电位器 R_p 而产生线性压降 E_p 的仪器,如图 1-6 所示。 R_p 为具有恒定阻抗的十进位电位器; R_s 为电流标准化时使用的标准电阻器; E_s 为标准电池。当指零仪接向 E_s 时, E_s 与 IR_s 通过指零仪进行比较,使电流 I 被

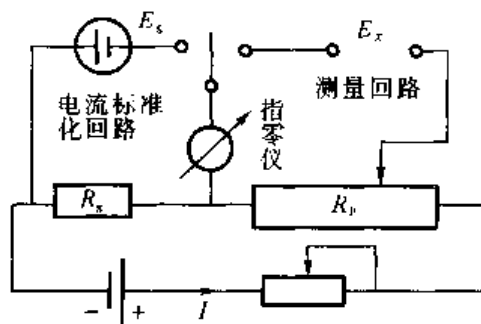


图 1-6 电位差计电路

● 复合比率网络是由两个比率网络复合后产生的新型比率网络。当改变量程时,输入阻抗恒等,被测阻抗与标准阻抗功率恒等。适用于高准确度的阻抗精密测量。

标准化后,它在 R_p 上产生的压降为 $E_p = IR_p$ 。由于 R_p 为线性电位器,所以 E_p 也是线性的。当测量 E_x 时,把指零仪接向 E_x , E_x 与 E_p 通过指零仪构成测量回路。调节 E_p 数值使 $E_x - E_p = 0$,于是测量结果便是 $E_x = E_p$ 。

在通常的电位差计设计中,线性的十进位的电位器 R_p 设计至为关键。为了使 R_p 恒定,必须采用特殊技术措施。例如采用替换盘式电路,各盘的电阻设计值都不相同,名义值繁多,而且不容易保证准确度。

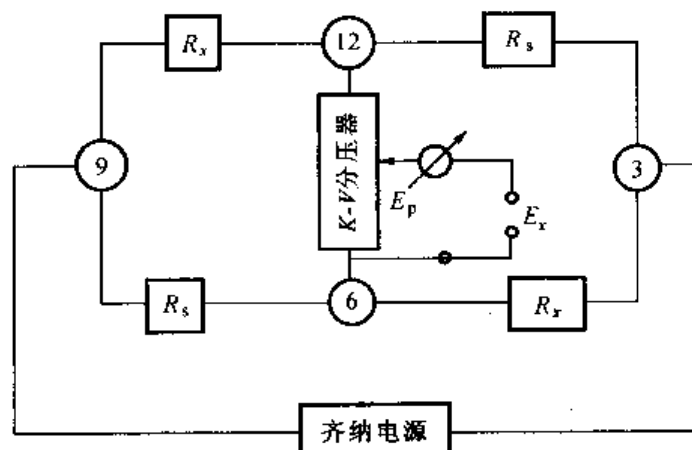


图 1-7 新型电位差计

作者曾研究了图 1-7 所示的新型电位差计原理。十进位线性电位器由 $K-V$ 分压器代替。 $K-V$ 分压器是一个十进盘的多位分压器,是由几个单十进盘电阻分压器级联而成的多比率线性分压器,如图 1-8 所示。

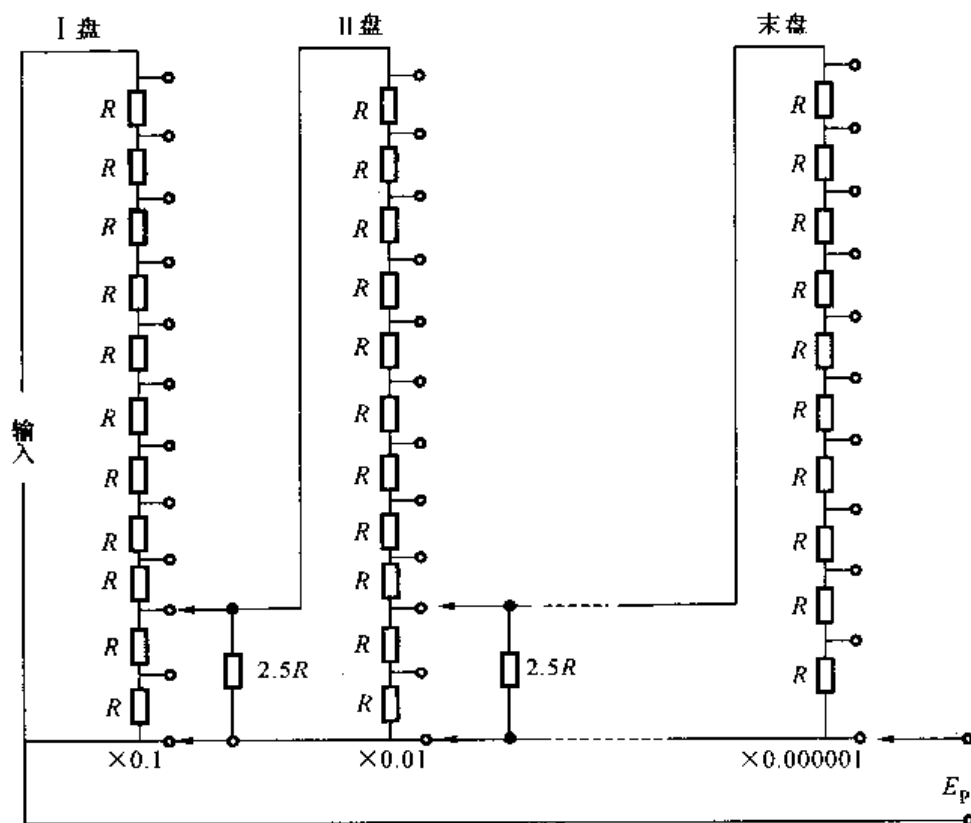


图 1-8 $K-V$ 分压器

各型结构相似,末盘有10个 R ,其余各盘有11个 R 。后盘的输入端接到前盘的两个 R 的抽头上,而且在其上并接级联电阻 $2.5R$ 。

$K-V$ 分压器只需加工多个 R 名义值和几个 $2.5R$ 名义值的电阻,容易加工且容易保证准确度。一个具有六个十进盘的 $K-V$ 分压器,准确度可达 1×10^{-6} ,换句话说用这样的电阻比率电路便可以实现高准确度的 R_p 。

至于恒定的工作电流 I ,则可由 R_x, R_s 和 R_s, R_x 及负载为 R_p 组成的全息比率网络提供。全息比率网络是作者提出的具有输入阻抗恒等于负载阻抗的复合比率网络。由于输入阻抗恒定因而由齐纳电源给出的电流 I 便恒定,已知齐纳电源的稳定度已达 1×10^{-6} ,只要全息比率网络的输入电阻准确度达 1×10^{-5} 时,则这个新型电位差计的准确度可达 1×10^{-5} 。与传统的电位差计比较有所提高,一是省去标准程序,二是发挥比率技术的作用,三是简化加工。

从上面的典型电测仪器可以看出,比率测量技术的运用能取得准确而稳定的测量结果。下面继续介绍作者在比率技术上的研究成果。

1.2 阻抗比率网络的研究成果

复合阻抗比率网络、阻抗增量比率网络、双曲线函数电桥和全息比率网络是比率计量的新成果,由作者提出,通过实践证明是正确和有用的。下面将对这些比率网络的特点、结构和计量方法分别介绍。

1.2.1 复合阻抗比率网络

复合阻抗比率网络分复合电压比率网络和复合电流比率网络两种。

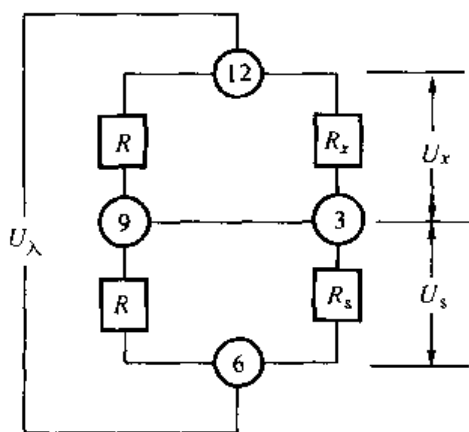


图1-9 复合电压比率网络 阻为

图1-9示出复合电压比率网络的结构。两个 R 都是恒定电阻, R_x 为被测电阻, R_s 为标准电阻。在⑥、⑨、⑫支路有两个名义值相同的 R 组成的分压器,在⑥、③、⑫支路中由 R_x 和 R_s 组成的分压器。将这两个分压的节点⑨和③连接起来,则这两个分压器的全部节点都对应连通起来。这种两个分压器的特殊连接方式称之为复合比率网络式并联。这个特殊连接网络具有特征方程 $R_x R_s = R^2$ (R 为该复合网络的入口电阻),而且还有明确的电压比率,所以称之为复合电压比率网络。

从图1-9可知电阻型复合电压比率网络的入口电阻为

$$\begin{aligned} R_A &= \frac{RR_x}{\langle R + R_x \rangle} + \frac{RR_s}{\langle R + R_s \rangle} = R \left[\frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle} + \frac{R_s}{\langle R + R_s \rangle} \right] \\ &= R \left[\frac{RR_x + R_x R_s + R_s R + R_s R_x}{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle} \right] = R \left[\frac{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle} \right] \\ &= R \end{aligned}$$

其中引入关系式 $R_x R_s = R^2$

式中尖括号表示复合阻抗。

进一步分析,电阻型复合电压比率网络具有下列关系式:

$$\begin{cases} U = U_x + U_s \\ R_x R_s = R^2 \\ R_{\lambda} = R \\ \frac{U_x}{U_s} = \frac{R_x}{R} = \frac{R}{R_s} \\ \frac{U_x}{U} = \frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle} = \frac{R}{\langle R + R_s \rangle} \\ \frac{U_s}{U} = \frac{R}{\langle R + R_x \rangle} = \frac{R_s}{\langle R + R_s \rangle} \\ P_x = P_s = \frac{U^2}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \end{cases} \quad (1-7)$$

式中: P_x —— R_x 的功率;

P_s —— R_s 的功率。

电阻型复合电压比率网络, 不仅提出了一种新型比率网络, 而且能定性和定量地描述。

电阻型复合电压比率网络原理可推广, 构成电感型和电容型复合电压比率网络。

1.2.2 电阻型复合电流比率网络

电阻型复合电流比率网络如图 1-10 所示。在节点⑨、③之间存在两个分流器, 一个是 R 与 R 组成的分流器, 电流 I 从节点⑫输入。另外有 R_x 与 R_s 组成的分流器, 输出节点为⑥。两个分流器的结合点是⑨和③。电流 I 从节点⑫流入, 分流为 I_x 和 I_s , 经过相关支路后, 汇合为 I , 从节点⑥流出。图 1-10 中那样的两个分流器是按特殊方式复合起来的, 所以称之为复合电流比率网络。因为它除了有特征方程 $R_x R_s = R^2$ 以外, 还有特定的电流比率关系。

从图 1-10 可知电阻型复合电流比率网络的入口电阻为

$$\begin{aligned} R_{\lambda} &= \frac{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} = \frac{R^2 + RR_s + RR_x + R_x R_s}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \\ &= \frac{R[\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle]}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} = R \end{aligned}$$

在式中引入关系式 $R_x R_s = R^2$

进一步分析, 电阻型复合电流比率网络具有下列关系式:

$$\begin{cases} I = I_x + I_s \\ R_x R_s = R^2 \\ R_{\lambda} = R \\ \frac{I_x}{I_s} = \frac{R}{R_x} = \frac{R_s}{R} \\ \frac{I_x}{I} = \frac{R}{\langle R_x + R \rangle} = \frac{R_s}{\langle R_s + R \rangle} \\ \frac{I_s}{I} = \frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle} = \frac{R}{\langle R_s + R \rangle} \\ P_s = P_x = \frac{I^2 R^2}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \end{cases} \quad (1-8)$$

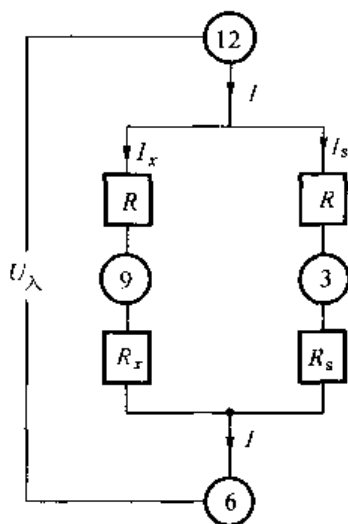


图 1-10 电阻型复合电流比率网络

电阻型复合电流比率网络理论还可推广到电感型和电容型复合电流比率网络。

电阻型复合电流比率网络与电阻型复合电压比率网络都有共同的特征方程 $R_x R_s = R^2$, 所以它们是有共性的新型比率网络。

电阻型复合比率网络可以利用来建立精密的交流电阻标准。

就电阻的频响而言,薄膜型电阻器的频响为好,但是这类电阻器的功率都比较小,通常是 $1/4\text{ W}$, 所以不能满足建立标准电阻器的要求。

如果在同名义值电阻器当中,选择一些正误差与负误差很接近的电阻器,两两串联起来,然后再并联起来建立一个如图 1-11 那样的电阻型复合电流比率网络,那么它们的误差会得到被偿,从而把误差降低到极小值。与此同时,复合电阻器的功率却增大 4 倍。也就是说,复合电阻器功率可增至 1 W 。这就满足了建立标准交流电阻器的要求。

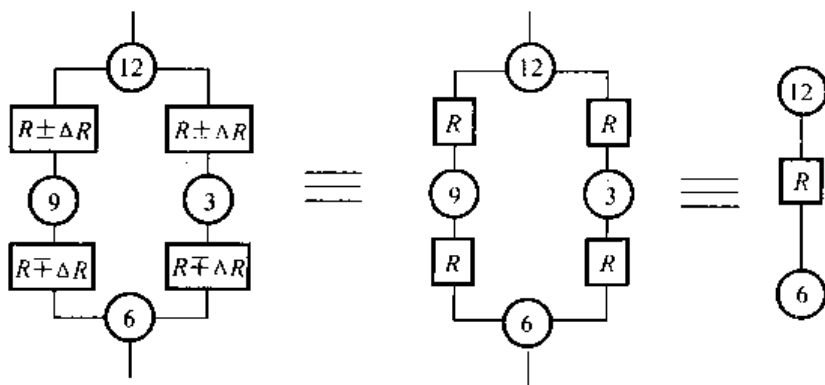


图 1-11 电阻型复合电流比率网络原理的标准交流电阻器

1.2.3 全息比率网络

全息比率网络原是一个带负载的环形的复合比率网络,如图 1-12 所示。在⑨、⑫、③支路中的分压器由 Z_s 与 Z_x 组成,在⑨、⑥、③支路中的分压器由 Z_s 与 Z_x 组成。将两个分压器在⑨、③节点并联并与电源连接,在两个分压器的抽头⑫和⑥之间接一个负载 R_L 就构成了一个环形复合比率网络。

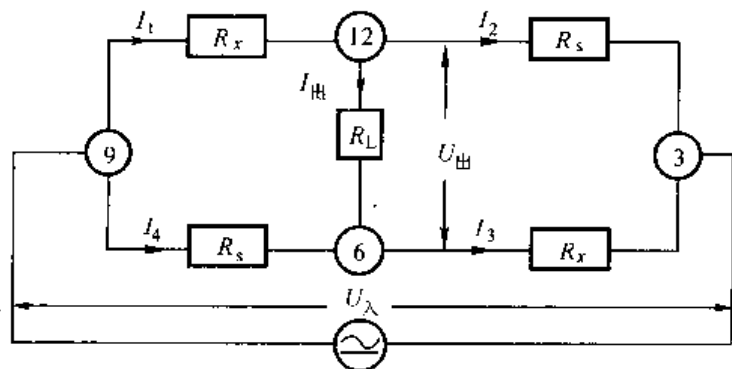


图 1-12 带负载的环形复合比率网络(全息比率网络)

经过理论分析,环形复合比率网络具有下列关系式:

$$\begin{cases} R_{\lambda} = R_L \\ R_x R_s = R_L^2 \\ \frac{I_{\text{出}}}{I_{\lambda}} = \frac{\langle R_s + R_L \rangle - \langle R_x + R_L \rangle}{\langle R_s + R_L \rangle + \langle R_x + R_L \rangle} \\ \frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}} = \frac{\langle R_s + R_L \rangle - \langle R_x + R_L \rangle}{\langle R_s + R_L \rangle + \langle R_x + R_L \rangle} \\ \frac{P_{\text{出}}}{P_{\lambda}} = \left(\frac{I_{\text{出}}}{I_{\lambda}} \right)^2 = \left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}} \right)^2 \end{cases} \quad (1-9)$$

式中: $P_{\text{出}}$ ——出口功率;

P_{λ} ——入口功率。

这个带负载的环形复合比率网络具有比率网络的特征方程 $R_x R_s = R_L^2$, 而且能同时给出电流比、电压比和功率比的信息, 这对于一个衰减网络来说是很有特色的。第一, 它具有 R_{λ} 等于 R_L 的特点, 第二, 它具有桥式衰减网络的特点, 第三, 它可以获得从电流比、电压比和功率比的严格定义

$$A = 20 \lg \left(\frac{I_{\text{出}}}{I_{\lambda}} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}} \right) = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{出}}}{P_{\lambda}} \right)$$

第四, 它具有差值比率的特性, 也就是说可以从单个分压器的比率求出网络的比率。

$$U_{\text{出}} = (D_1 - D_2) U_{\lambda}$$

式中 D_1 、 D_2 分别为两个分压器的比率, 可以用感应比率测量方法准确地测定, 从而求出 $\frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}}$ 的准确数值。

带负载的环形复合比率网络具有准确和多信息的特点, 所以把它作为衰减网络使用最为合适。它比通常使用的 T 形衰减网络更为优越, 因此作者称它为全息比率网络。

全息比率网络作为桥式衰减网络如图 1-12 所示。若给定网络衰减系数为 D 及 R_L , 可按下式计算 R_x 及 R_s :

$$\begin{cases} R_x = \frac{1-D}{1+D} R_L \\ R_s = \frac{1+D}{1-D} R_L \end{cases} \quad (1-10)$$

则此时全息衰减网络的 $U_{\text{出}}/U_{\lambda}$ 、 $I_{\text{出}}/I_{\lambda}$ 的比值必为 D , 按下式可算出此时网络的衰减量为

$$A = 20 \lg D$$

全息比率网络还可以应用到高压测量领域, 并可以做成多十进盘的结构, 成为一个新型的衰减箱, 供衰减计量和高压测量之用。

1.2.4 阻抗增量比率网络

在传感器计量领域, 有测量阻抗增量的要求, 例如电阻应变计、电阻应变仪和电阻温度计等都要求建立 $R + \Delta R$ 与应变值 ε 或温度 t 的线性函数关系。

在应变计量方面, 人们已熟悉的标定方程为

$$\frac{\Delta R}{R} = K\varepsilon$$

式中: R ——应变计的电阻值;

ΔR ——在应力场下电阻应变计的电阻增量;

ε ——应变值;

K ——应变计标称灵敏系数。

必须在恒定的 K 值下, 准确地弄清 $\frac{\Delta R}{R}$ 与 ε 的函数关系。 $\frac{\Delta R}{R}$ 就是电阻增量比率, 对不同的 ε , 求出电阻应变计的函数 $f\left(\frac{\Delta R}{R}\right)$ 的线性方程, 便可解决电阻应变计及电阻应变仪的标定问题。

在电阻测量方面, 人们也熟悉用电阻温度计测量温度的标定方程:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2)$$

式中: R_0 ——电阻温度计在 0°C 时的电阻值;

t ——温度(待测温度);

α, β ——温度计分度常数;

R_t ——在 $t^\circ\text{C}$ 下电阻温度计的数值, 即 $R_0 + \Delta R$ 。

ΔR 是在温度间隔 $t - t_0$ 内电阻温度计的电阻增量。

对不同的温度间隔, 当然有对应的电阻增量, 若能弄清电阻温度计的电阻增量函数 $R + \Delta R$ 便可以准确地求出待测温度 t 。

又如在长度传感测量方面, 经常会遇到长度变化与 $\frac{\Delta C}{C}$ 或 $\frac{\Delta L}{L}$ 的函数关系, $\Delta C, \Delta L$ 等都是阻抗增量。在位移传感器方面就有许多例子。

由此可见, 若把比率技术局限于阻抗比率, 显然是不够的, 应当进一步研究“阻抗增量比率技术”。

作者首先提出“阻抗及阻抗增量叠加的比率网络”结构原理。建立了线性的负值阻抗增量比率网络和正值阻抗增量比率网络, 满足了传感器线性标定的要求。

为了简明起见, 首先在图 1-13 中给出一个能产生 $R \pm \Delta R$ 的电阻增量比率网络, 以六个十进盘结构为例。

在图 1-13 中, 首先将一个恒定电阻 R , 按比率为 $\sqrt{D}$ 的展开成等比级数, 不足部分用剩余电阻 R^* 凑整。即

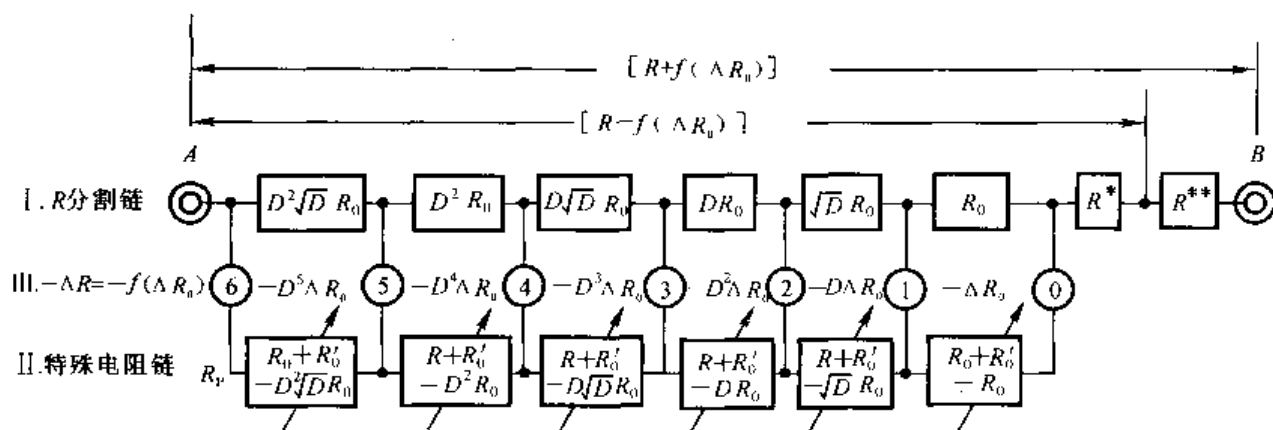
$$R = (D^2 \sqrt{D} R_0 + D^2 R_0 + D \sqrt{D} R_0 + D R_0 + \sqrt{D} R_0 + R_0) + R^* \quad (1-11)$$

在式(1-11)中, 线性展开部分为

$$(D^2 \sqrt{D} + D^2 + D \sqrt{D} + D + \sqrt{D} + 1) R_0$$

R_0 称为量化电阻, 前项与后项的比值为 $\sqrt{D}$ 。

当给定量化电阻值后, 一个恒定电阻 R 可以量化为线性的多项函数。通俗一点说, R 可以分割为几个有线性关系的部分电阻。这些部分电阻之间存在着分割系数 $\sqrt{D}$ 。

图 1-13 电阻 R 与线性的正负电阻增量叠加的比率网络

$$R_{AB}^{(-)} = [R - f(\Delta R_0)] = [R - \Delta R_0(D^5 + D^4 + D^3 + D^2 + D + 1) + R^*]$$

$$R_{AB}^{(+)} = [R + f(\Delta R_0)] = [R + \Delta R_0(D^5 + D^4 + D^3 + D^2 + D + 1) + R^* + R^{**}]$$

图中说明:第 I 行是电阻 R 的分割链,即比例系数为 $\sqrt{D}$ 的等比电阻级数 R^* 为剩余电阻, R^{**} 为从负增量比率改为正增量的调节电阻。当 $R^{**} = 0$ 时有 $[R_{AB} - \Delta R]$ 的函数。 $R^* + R^{**}$ 时,有 $[R + \Delta R]$ 的函数。

第 II 行为特殊电阻链,当把各链节并联于 I 行的对应链节时,便构成电阻增量比率网络,其结构形式如下:

$$\begin{aligned} \text{特殊电阻链 } R_p = & (R + R'_0 - D^2 \sqrt{D} R_0) + (R + R'_0 - D^2 R_0) + (R + R'_0 - D \sqrt{D} R_0) \\ & + (R + R'_0 - D R_0) + (R + R'_0 - \sqrt{D} R_0) + (R + R'_0 - R_0) \end{aligned}$$

特殊电阻链与 R 分割链是按复合电压比率网络方式连接。

第 III 行是各网孔内由于并联效应产生的负电阻增量之和,以 $-\Delta R$ 或 $-f(\Delta R)$ 表示,增量间的比值为 D 。

图下式子中 R 的上角码 $(-)$ 、 $(+)$ 分别表示负、正电阻增量比率网络。

用线性分割方法可以把一个恒定电阻等效为一个线性变化的电阻链。这是增量比率网络理论的第一个观念。

对式(1-11)所示的电阻 R 分割链,对一个链节如果能并联一系列电阻,便可以并联效应得知,它能产生一系列的负电阻增量。对所有链节,同样可以通过并联电阻,使产生一系列的负电阻增量。问题在于此并联电阻应采用什么结构才能保证各节点间所产生的负电阻增量成线性关系。

经作者研究后指出,将一个特殊结构的电阻链 R_p ,同时并联于 R 分割链上,则 R_p 链与 R 链按复合电压比率网络方式并联后,产生多个相邻链节的网孔,则在每个网孔内都会出现负电阻增量 $(-\Delta R_i)_j$,这些负电阻增量可以累加起来成为 $-\Delta R$ 。但是要保证多网孔内产生的 $(-\Delta R_i)_j$ 要成线性函数关系,这就是一个技术难题。为此作者提出这样一个理论:保持各网孔内的电阻和为常数(不包括负电阻增量),则 $(-\Delta R_i)_j$ 函数也是线性的,而且前项/后项的比值为 D 。

从图 1-13 可见,若对最后一个网孔用 R'_0 与 R_0 并联,在 0-1 网孔内呈现负电阻增量 $(-\Delta R_0)_0$,根据作者的研究结论,这个网孔具有电阻和为 $R_0 + R'_0$,对 2-1 网孔,把并联电阻设计为 $R_0 + R'_0 - \sqrt{D} R_0$,则 2-1 网孔内的电阻和为 $\sqrt{D} R_0 + (R_0 + R'_0 - \sqrt{D} R_0) = R + R'_0$,对其他网孔同样有电阻和为 $R + R'_0$ 。由此设计出特殊电阻链 R_p 如下:

$$\begin{aligned} R_p = & (R_0 + R'_0 - D^2 \sqrt{D} R_0) + (R_0 + R'_0 - D^2 R_0) + (R + R'_0 - D \sqrt{D} R_0) \\ & + (R_0 + R'_0 - D R_0) + (R_0 + R'_0 - \sqrt{D} R_0) + (R_0 + R'_0 - R_0) \end{aligned} \quad (1-12)$$

把 R_p 链与 R 链按复合电压比率网络方式并联时, 在各个网孔内便获得各自的负电阻增量, 把这些负电阻增量累加起来, 用 $\sum_{j=1}^6 (-\Delta R_i)_j$ 表示:

$$\begin{aligned}\sum_{j=1}^6 (-\Delta R_i)_j &= -D^5 \Delta R_0 - D^4 \Delta R_0 - D^3 \Delta R_0 - D^2 \Delta R_0 - D \Delta R_0 - D^0 \Delta R_0 \\ &= -(D^5 + D^4 + D^3 + D^2 + D^1 + D^0) \Delta R_0\end{aligned}\quad (1-13)$$

如式(1-13)成立, 则可以从图 1-13 线路中获线性负值电阻增量比率函数。这是一个重要问题, 还可进一步证明如下:

先把各网孔内的并联电阻计算出来, 然后把计算结果叠加起来:

$$\text{对 } 0-1 \text{ 网孔 } R_{01} = R_0 // (R_0 + R'_0 - R_0) = (\sqrt{D})^0 R_0 - D^0 \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0}$$

$$\text{对 } 1-2 \text{ 网孔 } R_{12} = \sqrt{D} R_0 // (R_0 + R'_0 - \sqrt{D} R_0) = \sqrt{D} R_0 - D^1 \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0}$$

$$\text{对 } 2-3 \text{ 网孔 } R_{23} = D R_0 // (R_0 + R'_0 - D R_0) = D R_0 - D^2 \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0}$$

$$\text{对 } 3-4 \text{ 网孔 } R_{34} = D \sqrt{D} R_0 // (R_0 + R'_0 - D \sqrt{D} R_0) = D \sqrt{D} R_0 - D^3 \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0}$$

$$\text{对 } 4-5 \text{ 网孔 } R_{45} = D^2 R_0 // (R_0 + R'_0 - D^2 R_0) = D^2 R_0 - D^4 \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0}$$

$$\text{对 } 5-6 \text{ 网孔 } R_{56} = D^2 \sqrt{D} R_0 // (R_0 + R'_0 - D^2 \sqrt{D} R_0) = D^2 \sqrt{D} R_0 - D^5 \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0}$$

$$\begin{aligned}R_{AB}^{(-)} &= R_{01} + R_{02} + R_{03} + R_{04} + R_{05} + R_{06} + R^* \\ &= [(\sqrt{D})^0 + \sqrt{D} + D + D \sqrt{D} + D^2 + D^2 \sqrt{D}] R_0 + R^* \\ &= \frac{R_0}{R_0 + R'_0} (D^0 + D^1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5) + R^*\end{aligned}\quad (1-14)$$

然后对最后网孔的电阻增量进行计算:

$$\frac{R_0 R'_0}{R + R'_0} - R_0 = -\Delta R_0$$

$$\text{得 } \frac{R_0^2}{R_0 + R'_0} = -\Delta R_0 \text{ 或 } R_0 + R'_0 = -\frac{R_0^2}{\Delta R_0}\quad (1-15)$$

将式(1-15)代入式(1-14)得

$$R_{AB}^{(-)} = R - \Delta R (D^0 + D^1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5) + R^* \quad (1-16)$$

从式(1-16)可以得出 R_{AB} 值为电阻 R 与 $\Delta R (D^0 + D^1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5)$ 的叠加值, 即 $[R - f(\Delta R_0)]$ (编辑注: $[R - f(\Delta R_0)]$ 是作者表达阻抗增量函数的专用形式)。

最后对全部网孔, 计算出其并联电阻 R'_{Pi} :

$$\text{对 } 0-1 \text{ 网孔 } R'_{P0} = \frac{R_0 (R_0 - \Delta R_0)}{\Delta R_0} = \frac{R_0^2}{\Delta R_0} - R_0$$

$$\text{对 } 1-2 \text{ 网孔 } R'_{p1} = \frac{\sqrt{DR_0}(\sqrt{DR_0} - D\Delta R_0)}{\Delta R_0} = \frac{R_0^2}{\Delta R_0} - \sqrt{DR_0}$$

$$\text{对 } 2-3 \text{ 网孔 } R'_{p2} = \frac{DR_0(DR_0 - D^2\Delta R_0)}{D^2\Delta R_0} = \frac{R_0^2}{\Delta R_0} - DR_0$$

$$\text{对 } 3-4 \text{ 网孔 } R'_{p3} = \frac{D\sqrt{DR_0}(D\sqrt{DR_0} - D^3\Delta R_0)}{D^3\Delta R_0} = \frac{R_0^2}{\Delta R_0} - D\sqrt{DR_0}$$

$$\text{对 } 4-5 \text{ 网孔 } R'_{p4} = \frac{D^2R_0(D^2R_0 - D^4\Delta R_0)}{D^4\Delta R_0} = \frac{R_0^2}{\Delta R_0} - D^2R_0$$

$$\text{对 } 5-6 \text{ 网孔 } R'_{p5} = \frac{D^2\sqrt{DR_0}(D^2\sqrt{DR_0} - D^5\Delta R_0)}{D^5\Delta R_0} = \frac{R_0^2}{\Delta R_0} - D^2\sqrt{DR_0}$$

把式(1-15)代入上式得

$$\begin{cases} R'_{p0} = R_0 + R'_0 - R_0 \\ R'_{p1} = R_0 + R'_0 - \sqrt{DR_0} \\ R'_{p2} = R_0 + R'_0 - DR_0 \\ R'_{p3} = R_0 + R'_0 - D\sqrt{DR_0} \\ R'_{p4} = R_0 + R'_0 - D^2R_0 \\ R'_{p5} = R_0 + R'_0 - D^2\sqrt{DR_0} \end{cases} \quad (1-17)$$

从式(1-17)可以获得负值电阻比率网络的设计依据,即说明特殊并联电阻链的设计是正确的。

对于十进盘结构的负电阻增量比率网络应当有 0 ~ 10 个增量,因此 R_p 链也相应应有 10 个。

对于正增量电阻链,只要取 $R^{**} = \sum_{j=1}^5 (\Delta R_{10})_j$ 即每个十进盘的第 10 点电阻增量之和,便可以把负电阻增量链改变为正电阻增量链,即 $[R + \Delta R]$ 。

用正、负电阻增量链组成差动式电阻增量比率器,建立了应变模拟量校准器(DR-120/350 型),作为我国普及的应变计量标准,达到了国际先进水平。

1.3 电阻中和测量原理

在前面有关电阻增量比率网络理论的叙述中已经明确提出,一个恒定电阻 R 的数值可以用等比级数展开,以 R_0 为量化单位,以 $\sqrt{D}$ 为分割系数,获得对恒定电阻 R 的线性展开方程

$$R = R_0(1 + \sqrt{D} + D + D\sqrt{D} + D^2 + D^2\sqrt{D} + \cdots) + R^*$$

式中: D ——大于 1 的比例系数;

R_0 ——电阻量化方程中的量化单位;

R^* ——剩余电阻,即量化方程的数值总和与 R 的差值。

当对 R 的线性展开链与一个特殊的并联电阻链 R_p 按复合电压比率网络的方式并联时,

可获得负值线性的电阻增量链,即

$$-f(\Delta R_0) = -\Delta R_0(D^0 + D^1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5 + \dots)$$

这个 $-f(\Delta R_0)$ 即是以 ΔR_0 为量化单位的,以 D 为比例系数的线性方程。这个 $-f(\Delta R_0)$ 是与恒定电阻 R 叠加的,即以 $[R - f(\Delta R_0)]$ 的形式呈现出来,即

$$[R - f(\Delta R_0)] = R - \Delta R_0(D^0 + D^1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5 + \dots) + R^*$$

从上式可以看出,当 $D = 10$ 时, ΔR_0 即有十进位的结构形式。一个十进位的示值盘当然包括 $0 \sim 10$ 的示值点,即除“0”以外,必须有对应于 $1 \sim 10$ 的示值点,若第一个示值点为 $1\Delta R_0$,则第2个示值点应是 $2\Delta R_0$,第3个示值点应是 $3\Delta R_0$,余类推,直到第10个示值点为 $10\Delta R_0$ 。对这样的10个电阻增量,就应当有十个对应值,为此可以建立一个十进盘结构的电阻增量比率网络 $[R - f(S_m \Delta R_0)]$, S_m 为十进盘的示值点的序号, $S_m = 0 \sim 10$ 。为了明确起见,作者建立下列十进盘仪器的结构方程:

$$R = \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline \end{array} \times D^{n-1} \Delta R_0 + \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline \end{array} \times D^{n-2} \Delta R_0 + \dots + \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline \end{array} \times D^{n-n} \Delta R_0 + R^* \quad (1-18)$$

式中: ΔR_0 ——量化电阻增量,是十进盘的最小步进值;

D ——大于1的正整数;

n ——十进盘的位数;

$\times D^4, \times D^3, \dots, \times D^0$ ——十进盘的倍乘系数;

10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0

——十进盘的示值点,每次读数只取其中一个数字;

$D^{n-1}\Delta R_0$ ——位权数 W 。 $W = D^0\Delta R_0$ 时为个位, $W = D^1\Delta R_0$ 时为十位, 余类推。

对式(1-18)所示的十进盘结构方程是普遍适用的, 其最小示值 ΔR_0 是可以改变的。例如改变为 R_0 时只是测量上限和位权数有所改变, 但对十进盘的示值线性关系并未改变。如今以 R_0 代替 ΔR_0 , 获得下列的十进盘结构的普遍方程:

$$[R - f(R)] = R - \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline n \end{array} \times D^{n-1}R_0 - \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline n-1 \end{array} \times D^{n-2}R_0 - \cdots - \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline n-n+1 \end{array} \times D^{n-n}R_0 + R^* \quad (1-19)$$

式(1-19)表示, 把最小步进值从 ΔR_0 改变为 R_0 , 这意味着量化单位改变, 线性关系仍不变。它表示了任一个恒定电阻 R 的量化表达式。

现在可以进一步考虑一个被测电阻 R_x 与式(1-19)的 R 线性展开式串联的场合, 即组成一个 $R_x[R - f(S_m R_0)]$ 的串联电路的场合, 将会得出什么结果。对此, 作者提出了电阻中和测量的概念。其中 S_m 为十进盘的序号。

设想一个被测电阻 R_x 存在的话, 也可以按电阻量化和线性化展开的原理, 获得下列十进位结构方程:

$$R_x = \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline n \end{array} \times D^{n-1}R_0 + \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline n-1 \end{array} \times D^{n-2}R_0 + \cdots + \begin{array}{|c|} \hline 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ \hline n-n+1 \end{array} \times D^{n-n}R_0 + R^* \quad (1-20)$$

将 $R_x + [R - f(S_m R_0)]$ 即将 R_x 的线性展开式(1-20)与电阻增量比率网络相加, 即当 R_0 替代 ΔR_0 的结构式时, 便得到下列方程式:

$$\begin{aligned}
 R_x + [R - f(S_m R_0)] = & \begin{array}{c} 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{array} \times D^{n-1} R_0 + \begin{array}{c} 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{array} \times D^{n-2} R_0 + \cdots + \begin{array}{c} 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{array} \times D^{n-n} R_0 - \\
 & \begin{array}{c} 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{array} \times D^{n-1} R_0 - \begin{array}{c} 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{array} \times 10^{n-2} R_0 - \cdots - \begin{array}{c} 10 \\ 9 \\ 8 \\ 7 \\ 6 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{array} \times D^{n-n} R_0 + R^* \quad (1-21)
 \end{aligned}$$

从式(1-21)中可以看出相同数位的盘有正号示值也有负号示值,它们有抵消的可能。只要把 $[R - f(S_m R_0)]$ 中的 $-f(S_m R_0)$ 函数调整,得到下列条件:

$$R_x - f(S_m R_0) = 0 \quad (1-22)$$

则从式(1-21)可见,此时它的电阻值必为 R ,当 R_x 与 $[R - f(S_m R_0)]$ 串联时,电路的总电阻应有下列的表达式:

$$R_x + [R - f(S_m R_0)] = R \quad (1-23)$$

式(1-23)表达了 R_x 与负值电阻增量比率网络串联电路的结果。但式(1-23)的前题是式(1-22),式(1-22)意味着 R_x 与负电阻增量比率网络的电阻有中和的现象。作者采用测量恒定电阻的办法去确定式(1-22)的成立条件。比如一个简单的方法,就是用一台数字欧姆计跨接在 R_x 与 $[R - f(S_m R_0)]$ 的串联支路上,测量它们的组合串联电阻数值。起初这个串联电阻值大于 R ,但当调节 $-f(S_m R_0)$ 的数值,使欧姆计的读数为 R ,则意味着 R_x 被 $-f(S_m R_0)$ 的电阻值中和。当式(1-23)成立以后,式(1-22)的条件就出现。这样就得到测量结果 $R_x = f(S_m R_0)$ 。只要 R_x 处于 $[R - f(S_m R_0)]$ 的量程以内, R_x 总是能准确地由负电阻增量比率网络的各盘示值累加值所确定。作者称 $R_x + [R - f(S_m R_0)]$ 的电路为电阻中和电路。用此方法测出电阻值的方法称为电阻中和原理。显然这个方法有特点和优点,因为 $-f(S_m R_0)$ 具有 $1 \times$

10^{-4} 的准确度,而且能直接读出 R_x 的数值,对两端结构的电阻元件,可以方便而准确地快速测定,这对精密仪器的装配是有好处的。从来测量电阻的方法都是伏安法、电桥法、万用比率臂方法和电位差计方法。至此可以增加一个用电阻中和原理测量电阻的方法。毫无疑问,这在传感器和电测领域,都是一个创新之举。

有关电阻中和器的设计可参看作者所著的《新型阻抗比率测量电路》一书。

在交流下更准确的测量方法是采用电桥电路如图 1-14 所示。

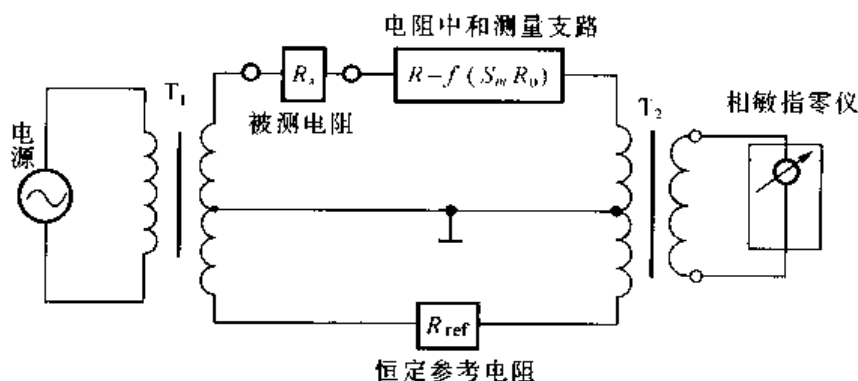


图 1-14 在交流下电阻中和测量电路

图 1-14 所示的电阻中和电桥由两个三绕组结构的变压器、一个相敏指零仪和一个交流电源组成。 T_1 的初级与交流电源连接,次级有中心抽头。 T_2 的初级有中心抽头,次级与相敏指零仪连接。 T_1 与 T_2 的中心抽头连接并接地,在 T_1 与 T_2 之间有电阻中和测量支路及恒定参考电阻支路。当 R_x 被负电阻增量比率网络中的 $-f(S_m R_0)$ 所中和时,电阻中和支路的总阻即为 R ;当 $R = R_{ref}$ 时,相敏指零仪输出为零;当电桥平衡时, $R_x = f(S_m R_0)$ 。

1.4 传感器测量电桥

按照复合比率网络理论,获得了复合电压比率网络和复合电流比率网络。这两种网络都是新型比率网络,除了有各自的电压比率和电流比率以外,它们还有一个共同的特征方程 $R_x R_s = R^2$ 。 R_x 是被测电阻, R_s 是标准电阻, R 既是网络中的恒定电阻数值,也是每个复合比率网络的入口电阻。这两种网络都具有明显的测量特性。结合到传感器测量电桥理论,可以导出下列的电桥系列。

1.4.1 第一类双曲线函数电桥

在四等臂传感器电桥中,四个臂都具有相同的电阻 R 。由于复合电流比率网络和复合电压网络都具有恒定的输入阻抗 R ,因此就可以组成如图 1-15 所示的新型电桥电路。

无论是复合电压比率网络或复合电流比率网络,当被测电阻 R_x 与标准电阻 R_s 具有下列关系时,

$$R_x R_s = R^2$$

则他们的入口电阻均为 R ,此时无论图 1-15 中的(a)电桥或(b)电桥电路都处于传感器测量电桥的全桥工作状态。由于全桥的特点,测量准确度容易保证,稳定度也最好。通常的传感器全桥测量电路的量程有限也易受引线电阻的影响,但在图 1-15 的特殊电路中,由于 $R_x R_s =$

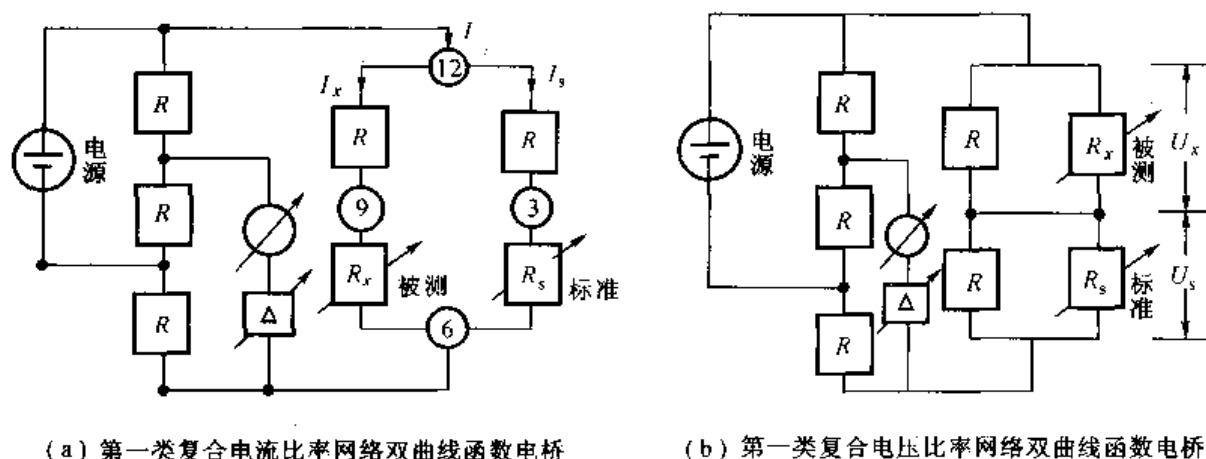


图 1-15 第一类双曲线函数电桥

R^2 的特征方程关系决定了该种电桥有很大的量程且不受全桥本身引线电阻的影响。举一个数学例来说明量程的宽广,例如各种参数如下表,给出的量程是一般传感器测量电桥所不及的,何况在一般传感器测量电桥中,当量程变化时输入阻抗随之变化,因而在 R_x 和 R_s 中的功率是变化的,而复合比率网络中的 R_x 的功率 P_x 是恒等于 R_s 的功率 P_s 的。由此看出含有复合比率网络的四等臂电桥十分优越,它不是普通的传感器测量电桥。

R/Ω	R^2/Ω^2	R_x/Ω	R_s/Ω
10 ⁶	10 ¹²	10 ⁶	10 ⁶
	10 ¹²	10 ⁷	10 ⁵
	10 ¹²	10 ⁸	10 ⁴
	10 ¹²	10 ⁹	10 ³
	10 ¹²	10 ¹⁰	100
	10 ¹²	10 ¹¹	10
	10 ¹²	10 ¹²	1

双曲线函数电桥的名称是作者提出的,因为该电桥的平衡方程是 $R_x R_s = R^2$, 与其他电桥的平衡方程不相同。由于 $R_x R_s = R^2$ 具有双曲线函数的方程式,故称之为双曲线函数电桥。为了与后续研究的双曲线函数电桥有区别,这里的含有复合比率网络桥臂的传感器电桥,特称之为第一类双曲线函数电桥。

从第一类电阻式双曲线函数电桥,可以扩展到电容式和电感式双曲线函数电桥。

1.4.2 第二类双曲线函数电桥

对第一类电阻式双曲线函数电桥深入一步研究,可以用 $[R + f(\Delta R_0)]$ 代替复合电流比率网络中的 $[R + R_s]$ 支路,进一步减小 R 与 R_s 的引线电阻影响,如图 1-16 所示,就形成了第二类电阻式双曲线函数电桥。

第二类电阻式双曲线函数电桥的工作原理与第一类电阻式双曲线函数电桥相同。在 $[R + f(\Delta R_0)]$ 中的 $f(\Delta R_0)$ 就是正电阻增量函数,它的准确度和线性度与 $[R + R_s]$ 相同。调整 $f(\Delta R_0)$ 时可以使复合电流比率网络满足 $R_x R_s = R^2$ 及入口电阻为 R 的条件。此时复合比率网

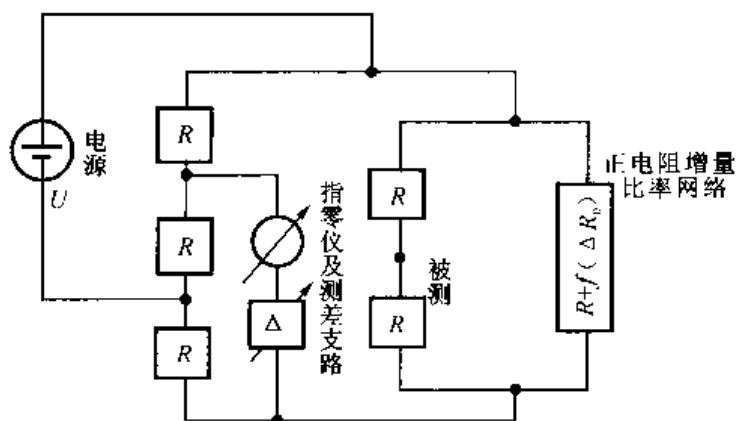


图 1-16 第二类电阻式双曲线函数电桥

络的特征方程变成第二类双曲线函数电桥的平衡方程。由于在第一类双曲线函数电桥中引入了正电阻增量比率网络,而改善了电桥的测量准确度,所以特别称为第二类双曲线函数电桥。

在第二类双曲线函数电桥中也有连着电容式、电感式的第二类双曲线函数电桥系列。

1.4.3 第三类双曲线函数电桥

经过环形复合比率网络的深入研究(详见作者另一著作《新型阻抗比率测量电路》),完成了第三类双曲线函数电路,如图 1-17 所示。第三类双曲线电桥具有结构简单,宽量程和双曲线函数的平衡方程,可用来测量绝缘电阻、大电阻、电导、大电容、小电容、大电感、小电感等多种用途。

第三类双曲线函数电桥平衡方程的推导如下:电桥由两个比率电路复合而成,实质上是一个环形复合比率网络。第一个分压器由 R 与 R_x 组成,第二个分压器由 R_s 和 R 组成。

在⑫、③、⑥支路中分压器在节点③上的输出为 $D_{③}$,即

$$D_{③} = \frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle}$$

在⑫、⑨、⑥支路中的分压器,在节点⑨上的输出为 $D_{⑨}$,即

$$D_{⑨} = \frac{R}{\langle R_s + R \rangle}$$

指零仪及测差支路接于节点③与④之间,其输出为 ΔDU 。

$$\Delta DU = [D_{12} - D_6]U = \left[\frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle} - \frac{R}{\langle R_s + R \rangle} \right]U$$

若引入 $R_s R_x = R^2$,则

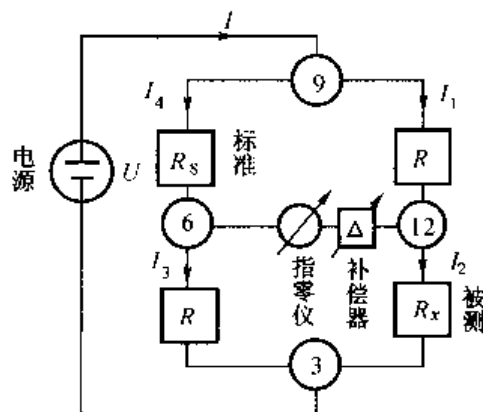


图 1-17 第三类电阻式双曲线函数电桥

$$\Delta DU = \frac{RR_x - R^2}{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle} = 0$$

这说明第三类双曲线函数电桥是平衡电桥,从电路电流分析可以获得第三类双曲线函数电桥的一系列特点:

电桥的输入阻抗为 R_λ ,

$$R_\lambda = \frac{R_s \langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle + R^2 [\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle]}{R_s [\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle] + \langle R + R_s \rangle \langle R + R_x \rangle}$$

R_s 为指零仪内阻,当 $R_s = \infty$ 时,电桥平衡:

$$R_\lambda = \frac{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_s \rangle + \langle R + R_x \rangle} = R \quad (1-24)$$

从式(1-24)可见第三类电阻式双曲线函数电桥的输入阻抗为 R ,并且是恒定的。

在桥顶⑫和⑥之间的电位差 $U_{\textcircled{12}\textcircled{6}}$ 为

$$\begin{aligned} U_{\textcircled{12}\textcircled{6}} &= I_1 R - I_4 R_s = \frac{I \langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} R - \frac{I \langle R + R_x \rangle}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} R_s \\ &= I \frac{R^2 - R_x R_s}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \end{aligned}$$

当电桥平衡时, $U_{\textcircled{12}\textcircled{6}} = 0$, 于是得电桥的平衡条件为

$$R^2 = R_x R_s \quad (1-25)$$

电桥各臂的电流分布为

$$\begin{cases} I_1 = I \frac{R_s \langle R + R_x \rangle + R_s \langle R + R_s \rangle}{R_s \langle R + R_x + R + R_s \rangle + \langle R + R_s \rangle \langle R + R_x \rangle} \\ I_2 = I \frac{R \langle R + R_s \rangle + R_s \langle R + R_x \rangle}{R_s \langle R + R_x + R + R_s \rangle + \langle R + R_s \rangle \langle R + R_x \rangle} \\ I_3 = I \frac{R \langle R_x + R \rangle + R_s \langle R + R_s \rangle}{R_s \langle R + R_x + R + R_s \rangle + \langle R + R_s \rangle \langle R + R_x \rangle} \\ I_4 = I \frac{R_x \langle R + R_s \rangle + R_s \langle R + R_x \rangle}{R_s \langle R + R_x + R + R_s \rangle + \langle R + R_x \rangle \langle R + R_s \rangle} \end{cases} \quad (1-26)$$

通过指零仪的电流 I_s 为

$$I_s = \frac{U_{\textcircled{12}\textcircled{6}}}{R_{\textcircled{12}\textcircled{6}} + R_s} = I \frac{R^2 - R_x R_s}{R_s \langle R + R_x + R + R_s \rangle + \langle R_x + R \rangle \langle R_s + R \rangle}$$

当电桥平衡时, $R_s = \infty$, 此时

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 = I \frac{\langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \\ I_3 &= I_4 = I \frac{\langle R + R_x \rangle}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \end{aligned}$$

各电阻元件上的功率分布为

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= I^2 \frac{R_s R}{\langle R + R_s \rangle + \langle R + R_s \rangle} = P'_s \\ P_2 &= I^2 \frac{R_s R_x}{\langle R + R_s \rangle + \langle R_s + R \rangle} = P'_x \\ P_3 &= I^2 \frac{R_x R}{\langle R + R_s \rangle + \langle R + R_s \rangle} = P'_s \\ P_4 &= I^2 \frac{R_x R_s}{\langle R + R_s \rangle + \langle R + R_s \rangle} = P'_s \end{aligned} \right\} \quad (1-27)$$

式中: P_2 —— R_x 上的功率;

P_4 —— P_s 上的功率;

P_1, P_3 —— R 上的功率;

P'_s, P'_x ——相应串联于 R_s, R_x 上的 R 的功率。

从式(1-27)得知

$$P_2 P_4 = P_1 P_3, \text{ 使得}$$

$$P_x P_s = P'_x P'_s \quad (1-28)$$

从式(1-27)可见,在 R_s 和 R_x 上所消耗功率乘积与在两个 R 上所消耗的功率乘积相等。又从式(1-27)可得

$$P_x = P_s = \frac{I^2 R^2}{\langle R + R_s \rangle + \langle R + R_x \rangle} \quad (1-29)$$

从式(1-29)可见,在 R_x 上消耗的功率与在 R_s 上消耗的功率相等。从此可见第三类电阻式双曲线函数电桥无论何时在 R_x 上的功耗恒等于 R_s 上的功耗,这就满足了等功率测量的要求。

第三类双曲线函数电桥可以设计成自动平衡电桥,具备数字化显示,自动改正引线电阻,此外还可以通过仿真软件,纳入虚拟电路中,实现虚拟测量。

第三类双曲线函数电桥可扩展到电容型和电感型领域。

作者对第三类双曲线函数电桥系列特别推荐,为负责起见,把它命名为张功铭和赵复真电桥,简称为张-赵氏电桥。因为诺大的中国,至今尚未见到中国人建立的电桥系列,未免太逊色了。回顾国外电桥的历史,近二百年来,有 Wheatstone 电桥 Kelvin 电桥, Maxwell 电桥 Wien 电桥等以及近期一些变压器比率臂电桥等,虽有特色,但不如双曲线函数电桥的先进和有特色。建立中国的电桥系列也是作者多年的心愿,这次抛砖引玉之举,以表赤子报国之心。

1.5 感应比率器的研究成果

感应比率器件起源于外国,著名的有感应分压器、感应分流器、电压互感器、电流互感器和变压器比率臂电桥等。作者从 20 世纪 60 年代开始研究,急起直追,在感应比率技术和感应比率标准建立方面,达到国际先进水平,有些项目十倍地超过国外。这些在第 2 章中将作详细介绍,在本章中只作为比率技术的成果介绍一下。

1.5.1 标准感应分压器建立和比率的绝对测定

感应分压器是典型的比率器件,其准确度在 1 kHz 下可达 1×10^{-8} (单个十进盘),其稳定

度 $10^{-9}/\text{年}$ 。在 20 世纪 60 年代,国际上出现 1×10^{-7} 的单盘感应分压,其比率的绝对检定方法达 $(3 \sim 5) \times 10^{-8}$ (1 kHz)。1965 ~ 1966 作者为中国计量科学研究院建成音频电压比率标准,单个十进盘的准确度为 1×10^{-8} ;八个十进盘的多盘比率标准,其准确度达 2×10^{-8} ;对比率绝对测定水平达 3×10^{-9} (1 kHz)。无论标准和比率绝对测定方法都比国际当时水平高出 10 倍,此外还提出了建立多盘感应标准分压器的全面自校法,首次使多盘感应比率标准的前两盘 101 个组合示值得到绝对的全面检定,这对确立中国成立比率标准有重大意义。

1967 年由作者建成的“音频电压比率标准”一直运用到今天仍在用,通过国内外的比对和相互考查,得到国际上的充分肯定。由此可以看出感应比率标准和技术在中国计量领域的重大意义和作用。

1.5.2 IVD 比率的绝对测定方法的研究

IVD 是感应分压器的专称,其关键技术在于它的结构,工艺和比率测定方法。

IVD 比率测定方法分相对测定法和绝对测定方法。

1965 年作者提出用反向梯度改正容性泄漏误差的方法,称之为“两向梯度平衡参考电势法”除了超国际水平 10 倍以外,更重要的是走出在单个梯度下绝对测定比率的困境,首次指出了在两个梯度方向下研究 IVD 比率绝对测定的方向。

1975 年,作者与赵复真共同提出两台 IVD 相互作用绝对测定其比率的方法,这个方法首次指出了由两台 IVD 自身各自给出参考电势,分别对对方作比率的绝对测定的可能性,成为中国 10 kHz 下测定 IVD 的新方法,其意义在于相互检定,相互核对。这个方法在研制感应式衰减器的工作中起到重大作用。

1987 年我们在美国 IEEE on IM 权威杂志中发表了“建立标准分压器时全面绝对检定的广义电压注入法”论文。使中国 IVD 标准首次将 I, II 盘的 101 个比率全部作绝对检定,此方法于 1983 年应用到航天部第一研究院计量站,再一次取得好的结果。

1989 年作者建立了宽频带 IVD,提出了全屏蔽和等电位梯度屏蔽的多位高频 IVD,到目前尚未有相同的成果。

1990 年作者研究了全屏蔽 IVD 工艺的变压器比率臂电桥,解决了白炽灯在通电过程中电阻变化曲线的测量难题。

1993 年作者为航天工业部建立了 1000 V 工频和音频的比率标准,在国内是首创。

1.5.3 感应分压器与电阻匹配网络与电阻应变模拟仪等效性的研究

感应分压器是高输入阻抗、低输出阻抗的比率器件,而电阻应变模拟仪却是低输入阻抗、恒定输出低阻抗的仪器。在应变行业中有人企图用感应分压器代替电阻应变模拟仪去检定静态和动态应变仪,结果都宣告失败。其主要原因是动态应变仪的电流分布是由电阻式模拟应变仪的工作状态决定的。教条地把感应分压器代替电阻应变模拟仪,自然使动感应应变仪的电流分布异常。为此作者于 1975 年提出了用匹配阻抗的感应分压器去代替电阻应变模拟仪,获得成功,为此提出了“感应分压器 电阻器匹配网络”与“电阻应变网络”等效原理(第 1 等效原理)。

电阻应变模拟仪是模拟电阻应变片(计)的电阻增量与应变 ε 之间的函数关系的。如果它的输入阻抗为 120Ω ,则它的输出阻抗将是 60Ω 。图 1-18(a)为“感应分压器-电阻器”匹配网络,图(b)为电阻应变模拟仪的比率网络。要图(a)与图(b)等效,其匹配条件应是

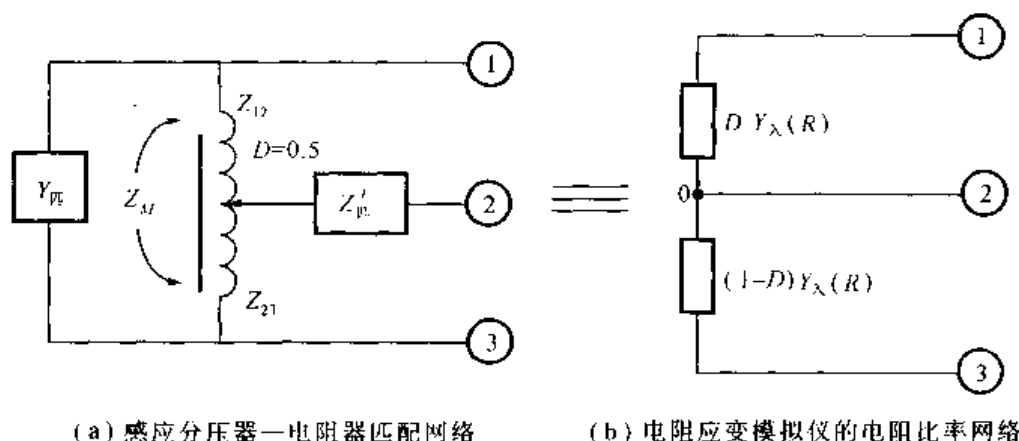


图 1-18 “感应分压器电阻器匹配网络”与电阻应变模拟仪等效图

$$\begin{cases} Y_{\lambda(R)} = Y_{pi} + Y_{\lambda(L)} \\ Z_{出(R)} = Z_{出(L)} + Z'_{pi} \\ \text{比率} = \frac{Z_{12} + Z_M}{Z_{23} + Z_M} = \frac{1-D}{D} \\ D = 0.5 \end{cases} \quad (1-30)$$

$$[Y_{pi} + Y_{\lambda(L)}][Z_{出(L)} + Z'_{pi}] = D(1-D)$$

式中: $Y_{\lambda(L)}$ ——感应分压器的输入导纳;

$Z_{出(L)}$ ——感应分压器的输出阻抗;

Z_M ——感应分压器两臂之间的互感阻抗;

$Y_{\lambda(R)}$ ——电阻应变模拟仪的输入导纳;

$Z_{出(R)}$ ——电阻应变模拟仪的输出阻抗;

D ——比率系数,对电阻应变模拟仪, $D = 0.5$ 。

此外,当 $D = 0.5, k = 1$ (耦合系数),感应分压器的输出阻抗为

$$\begin{aligned} Z_{出(L)} &= \frac{1}{4}(Z_{12} + Z_{23} + 2M_M - Z_M) \\ Z_{12} &= r_{12} + j\omega L_{12} \\ Z_{23} &= r_{23} + j\omega L_{23} \\ Z_M &= j\omega M \\ L_{12} &= L_{23} = M \\ Z_{出(L)} &= \frac{1}{4}(r_{12} + r_{23}) \end{aligned} \quad (1-31)$$

从式(1-31)可见当 $D = 0.5, k = 1$ 时 $Z_{出(L)}$ 为电阻性,通过阻抗匹配的感应分压器便可与电阻式应变模拟仪等效。

1975年,作者按这个科研成果建立了中国应变量检定标准,与 DR-120/350 型成果一起建立了应变量整个量值传递体系,技术鉴定结果是首创标准并具有中国特色。这些成果已迅速推广,保证了我国应变量值计量工作达到统一并一直保持着国际先进水平。

1.5.4 标准衰减比率网络

常用的电阻式衰减网络是 T 形电阻式衰减网络,如图 1-19(a)所示。

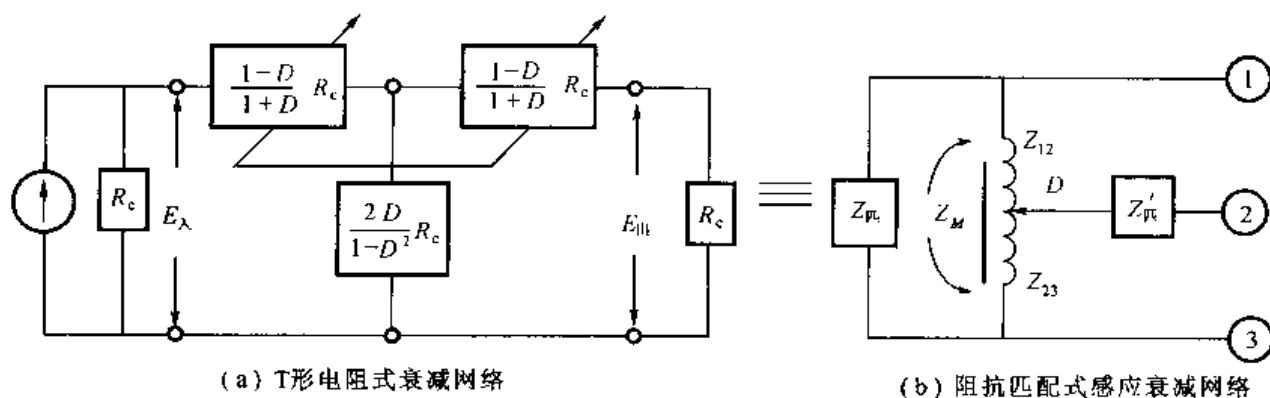


图 1-19 T 形电阻式衰减网络

在 T 形电阻式衰减网络中,入口电阻与出口电阻相等。图中 R_c 为特征阻抗,若 $E_{出}/E_{入} = D$,则衰减量 $A = 20 \lg D$ 。

1976 年作者提出了“感应式衰减器—电阻器匹配网络”与 T 形电阻式衰减网络等效原理(第 2 等效原理)。等效条件为

$$\begin{cases} (Z_{出} + Z'_{pc}) \left(\frac{1}{Z_{入(L)}} + \frac{1}{Z_{pc}} \right) = 1 - D^2 \\ \frac{1}{Z_{入(L)}} + \frac{1}{Z_{pc}} = \frac{1}{R_c} \end{cases} \quad (1-32)$$

式中: D —— $E_{出}/E_{入}$ 。

按式(1-32)所示条件经过阻抗匹配以后的感应式分压器便成为一个与 T 形电阻式衰减器等效的感应式衰减器。

1976 年作者以这个比率网络理论建立了中国计量科学研究院的音频衰减标准,又以全息比率网络建立旁证用的音频衰减标准,并建立了具有中国特色的衰减量值传递体系。

1.6 新型感应比率标准的建立

除了中国标准多位感应分压器以外,作者还建立了全屏蔽及等电位保护和自校比率的宽频带多盘十进位的感应比率器和比率臂电桥,建立了 $1 \text{ kV } 3 \times 10^{-7}$ 的工频感应分压器检定装置,和 1 kV 的音频感应分压器检定装置。

1.6.1 屏蔽导线的互感器(同轴互感器)

在 2000 年提出全屏蔽互感器的结构原理和工艺,并建立了功率比电桥,成功地解决了白炽灯在通电过程中电阻变化的测量问题。

传统的互感器由两个独立的线圈绕组组成,初级与次级是被此独立的,如图 1-20 所示。在初级与次级之间存在着分布电容 C_{12} 及 $C_{12'}$ 。这些分布电容的

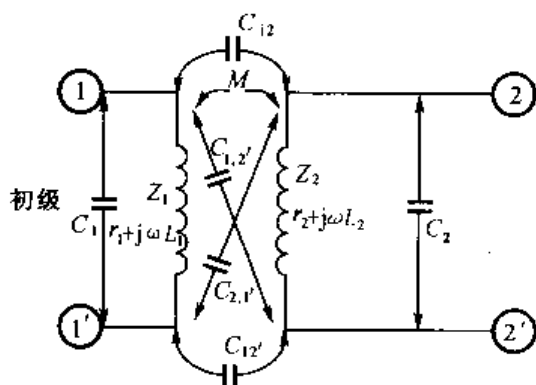


图 1-20 传统的互感器

存在就会影响到互感器的不纯度,也就是说带来了误差,包括实部和虚部。

实部误差包括绕组电阻 r 引起的相对误差 $\left(\frac{\Delta M}{M}\right)_r$ 和分布电容引起的相对误差 $\left(\frac{\Delta M}{M}\right)_\omega$, 虚部为角差 φ 。

$Z_1 = r_1 + j\omega L_1, Z_2 = r_2 + j\omega L_2$, 分布电容如图 1-20 所示, 那么

$$\begin{aligned}\frac{\Delta M}{M} &= \frac{\sum C'_{12} r_1 r_2}{M_0} + \omega^2 \left[C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_{12} \frac{(L_1 + M)(L_2 + M)}{M} \right] \\ &= \left(\frac{\Delta M}{M}\right)_r + \left(\frac{\Delta M}{M}\right)_\omega \\ \varphi &= \arctan \frac{\sigma}{\omega M} \approx -\omega \left[C_1 r_1 + C_2 r_2 + \frac{C_{12} r_2 (L_1 + M_0)}{M} + \frac{C_{12} r_1 (L_2 + M_0)}{M} \right]\end{aligned}$$

1.6.2 同轴导线的感应分压器

作者用一根同轴线在骨架上绕上 W 圈, 组成一个同轴线互感线圈, 以屏蔽线作为初级绕组, 以芯线作为次级绕组, 产生了一个有屏蔽功能的并且 $k=1$ 的互感线圈。乍看起来两个线圈之间存在着很大的分布电容。事实上由于两个线圈之间有等电位保护, 分布电容的影响反而减小。作者在建立宽频带感应分压器时, 就是利用连续屏蔽的互感绕组建立了高频感应分压器。应当提出, 国内外的专家都是使用分段屏蔽保护技术的。事实胜于雄辩, 连续屏蔽的效果是出乎意料的好。下面给出用同轴导线建立的全屏蔽、等电位保护和比率自校的高频分压器的例子, 见图 1-21。请注意用同轴线在铁芯上连续绕上 $W+1$ 圈。其中 W 圈按序串联组成两个分压

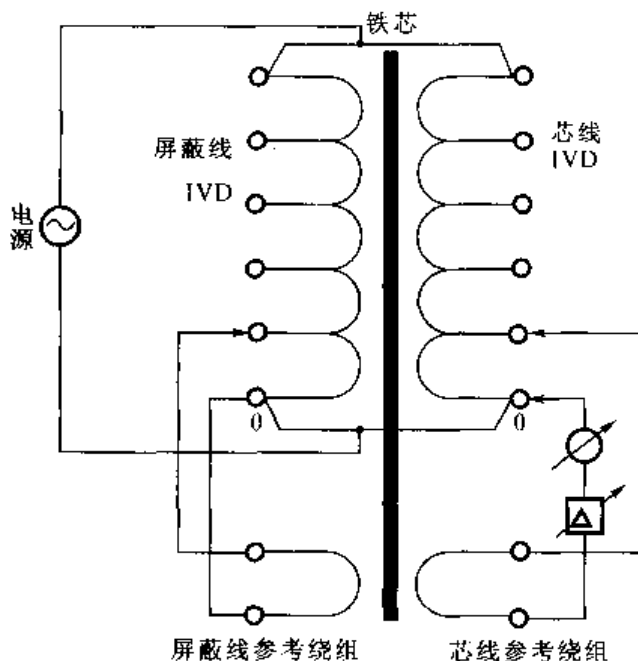


图 1-21 全屏蔽等电位保护和比率自校的 IVD

器, 即芯线组成的 IVD 及屏蔽线组成的 IVD。但芯线 IVD 被屏蔽线 IVD 全部屏蔽保护, 而且是等电位保护。注意屏蔽线是不断开的。余下的一圈作为自校绕组, 芯线绕组作为对芯线 IVD 自校的参考绕组。相应的屏蔽线绕组作为参考绕组的保护绕组, 它同步地接到屏蔽绕组上取得保护电位。这样的分压器可以自校, 且可工作到 1 MHz, 是目前国际上唯一的中国高频分压器。这类分压器在 1989 年建成, 并已实用。

1.6.3 屏蔽导线互感比率臂电桥

这个屏蔽导线互感比率臂电路, 与现有的变压器电桥不尽相同。它的比率臂用两个屏蔽导线互感器作为比率臂, 比率臂与两段的 IVD 组成一个电桥。如图 1-22 所示, 比率臂和 IVD 同在一个铁芯上, 测差补偿器用来置零, 从屏蔽线互感器的初级供电, 次级中的一个接被测的白炽灯, 它要求在不同的加热状态下测出电阻的数值。另一个次级接可调电阻箱, 用数字电压表分别测出两个次级的电压 U_x 和 U_s , 调节电阻箱, 直到 $U_x = U_s$ 的时刻, 读取 R_s 值此时两个次级的功率相等:

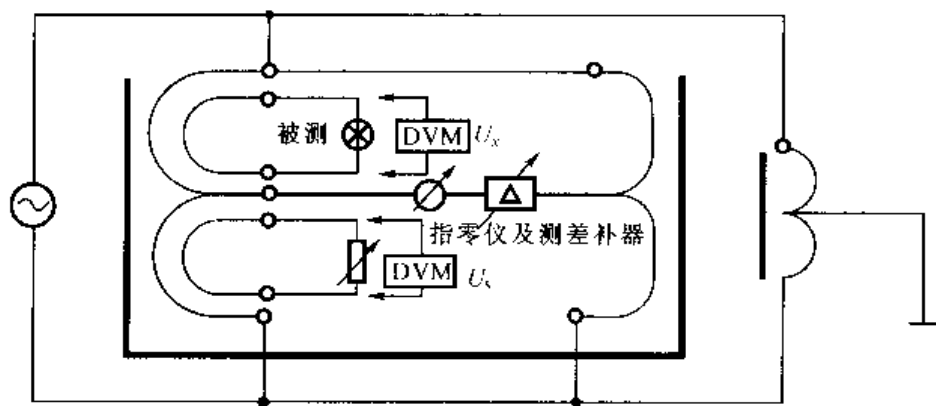


图 1-22 同轴导线互感器比率臂电桥

$$\frac{U_s^2}{R_s} = \frac{U_x^2}{R_x}$$

由于 $U_s = U_x$, 所以 $P_s = P_x$ 。

这样, 一个白炽灯在加热过程, 灯丝电阻的变化值就可以确定, 从而可以判断灯的寿命和质量。这个科研成果可以推广到节能灯测试领域。

1.7 四端结构的低阻测量电桥

虽然电流比较仪在精密电阻测量领域得到广泛应用, 但是它有些缺点: 1. 噪声达数十毫伏的量级; 2. 在 R_s 上和在 R_x 上的功率只有在同名值时才相同, 而在测温过程中 $R_x > R_s$, 所以元件上功率是不相等的; 3. 容易损坏或降低准确度; 4. 价钱太贵。

作者按照电阻增量比率网络理论和电阻中和原理, 建立了具有引线中和能力的测温电桥, 如图 1-23 所示。

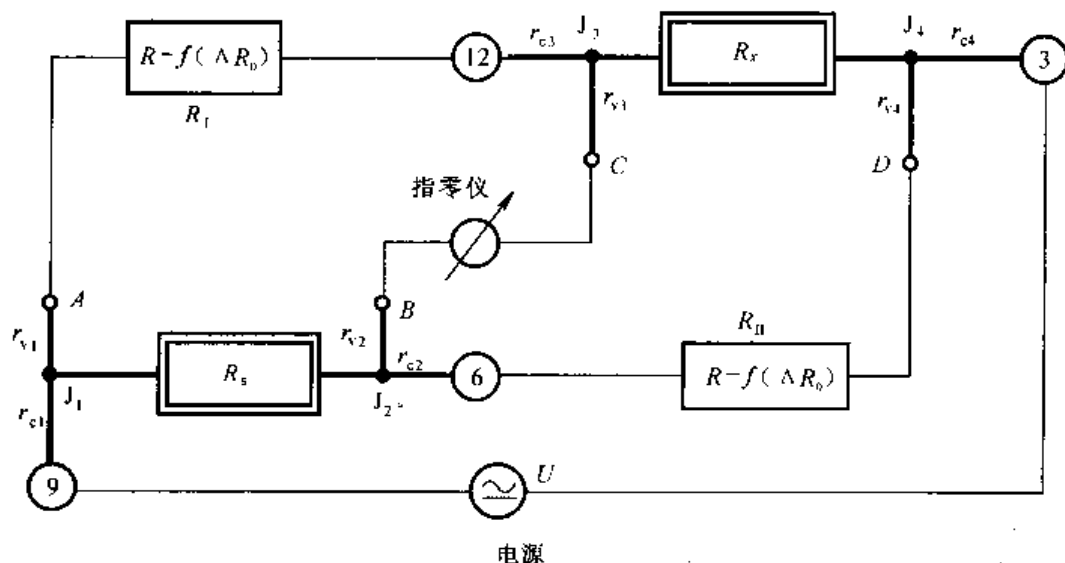


图 1-23 测低阻的第三类双曲线函数电桥

图 1-23 本身是第三类双曲线函数电桥(张-赵氏电桥), 标准电阻和被测电阻都是四端

结构。对标准电阻而言,电流引线为 r_{c1} 和 r_{c2} ,电压引线为 r_{v1} 和 r_{v2} ;对被测电阻,电流引线为 r_{c3} 和 r_{c4} ,电压引线为 r_{v3} 和 r_{v4} 。在电桥中,分别以 $[R - f(\Delta R_0)]$ 代替 R_I 和 R_{II} ,由于 $-f(\Delta R)$ 存在,所以有可能把电桥的引线电阻进行中和。为了准确中和引线电阻,采取予测引线电阻的措施。

测量引线电阻的步骤如下:

①测量节点②、③间的电阻: $r_{c3} + r_{v3} = r_{②③}$

②测量①、③间的电阻: $r_{c4} + r_{v4} = r_{①③}$

③测量②、①间的电阻: $r_{c3} + R_x + r_{v4} = r_{②①}$

④测量③、①间的电阻: $r_{v3} + R_x + r_{c4} = r_{③①}$

解上列四个测量方程,得

$$R_x = \frac{1}{2} [(r_{②①} + r_{③①}) - (r_{②③} + r_{①③})]$$

$$r_{c3} + r_{v4} = r_{②①} - R_x$$

$$r_{v3} + r_{c4} = r_{③①} - R_x$$

引线电阻 $r_{c3} + r_{v4}$ 由 R_{II} 的 $-f(\Delta R_0)$ 去中和, $r_{v3} + r_{c4}$ 不必管它,因为它们分别串联于指零仪和电源支路中,对平衡不起作用。同样,用 R_I 去中和 $r_{v1} + r_{c2}$ 。由此可见,这时的第三类双曲线电桥已消除引线电阻影响,成为精密测量电桥了。一般在对传感器远距离测量的场合,引线电阻已超过 R_x 的量级,这种电桥尤为必要。例如用电阻应变仪测量大桥的变形,或高楼的变形时,应变压总是离测量仪有上百米的距离,其引线电阻远超过 R_x 。

用这种电桥作为高温铂电阻温度计测量应是有效和有推广价值的。高温铂电阻温度计本身电阻只有 $0.5\ \Omega \sim 1\ \Omega$ 左右,如不消除引线影响准确测量是有困难的,何况90'国际温标已明确用高温铂电阻温度计代替铂铑—铂热电偶,在 $600\ ^\circ\text{C} \sim 1100\ ^\circ\text{C}$ 温度内作为标准分度仪器。要是有中国的高温铂电阻电桥,将会是多么好的事情。

1.8 小 结

以上介绍了作者几十年来从事的比率技术研究成果,发现比率技术是普遍存在的而且一直在发展,一直在多方面起到促进作用,比率技术具有特点和生命力而且有广阔应用的天地。参看图1-24,作者完成的比率计量技术成果树。

比率技术的特点是比率器的比率可以绝对测定,例如感应分压器,它的比率就可用多种方法进行测定,而不需更高的标准来检定。比率网络有共性,例如复合比率网络、全息比率网络、环形比率网络、张—赵氏电桥等都具有相同的特征方程 $Z_x Z_n = Z^2$,这些比率网络都有恒定的输入阻抗 Z ,它们都具有宽量程等功率测量的特点,它们自成体系。比率技术不断提高和发展,对感应分压器比率的绝对测定方法而言,从两向梯度平衡参考法到全面自校法,对互检法,到全屏蔽等电保护自校法,从低频到高频,从低压到高压,一直在前进,从感应分压器发展到阻抗匹配分压器,扩大了感应分压器作用范围,从电量应用到非电量,把模拟应变量、电阻应变仪、音频标准衰减器建立在等效原理上,使应变计量和衰减计量开出奇葩,在电阻测量领域出现了用电阻中和法测量电阻的原理,对四端低电阻精密测量提供了引线补偿的比率网络电桥(张—赵氏电桥)。从感应比率技术中提炼出来的匝比技术和工艺、测量方法,在传感器方面起

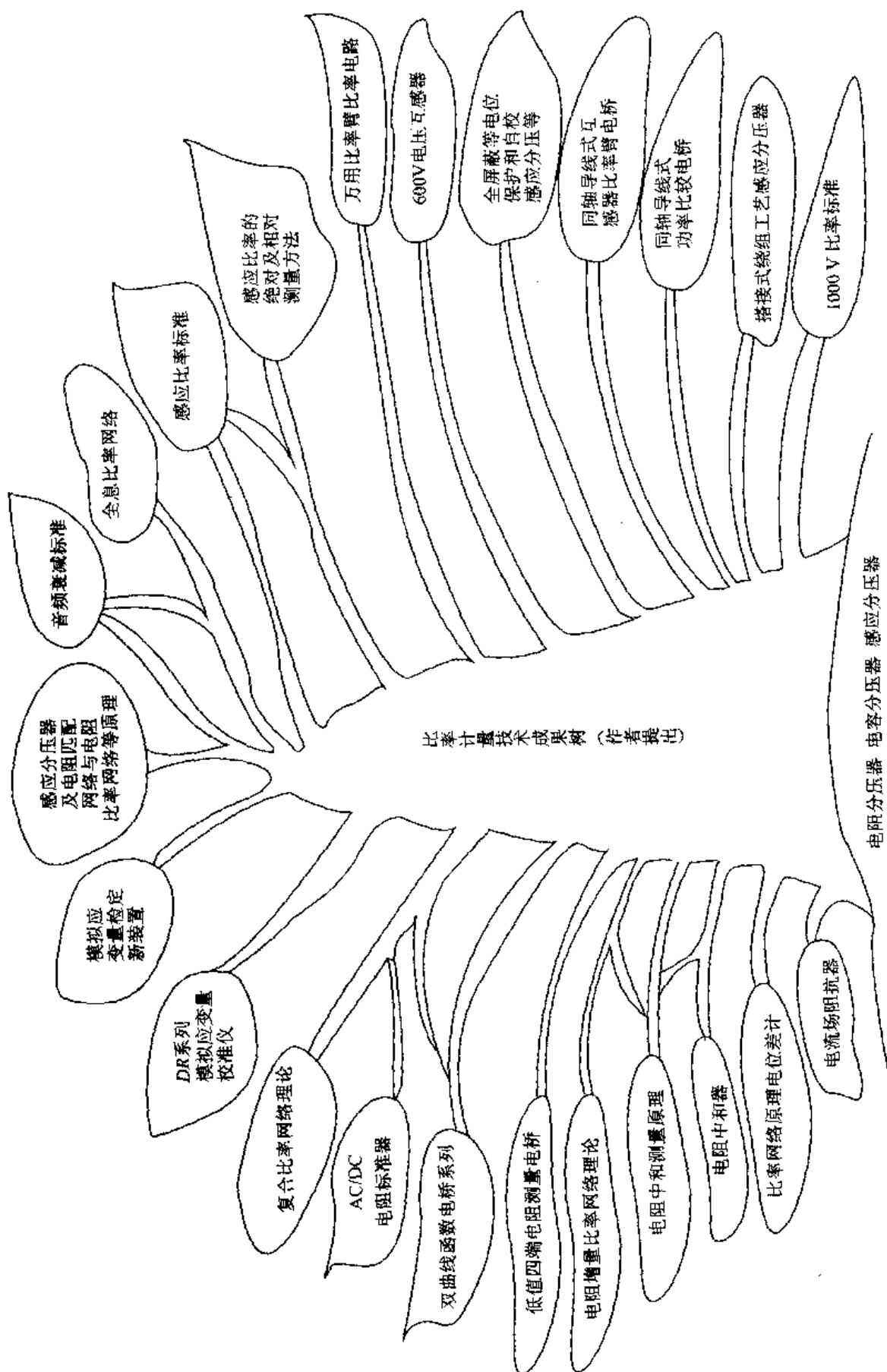


图1-24 比率测量成果树

到积极的作用。(这将在本书中继续讨论)

比率技术已促进计量学的发展,例如变压器比率臂电桥,在用交叉电容建立阻抗标准的工作中,把一个名义值在 0.2 pF 的电容以 1×10^{-7} 的准确传递,没有比率技术,这是不可能的。如果没有低温超导电流比较仪,电流比率直到 1×10^{-9} 也最不可能的。如果没有电流比较仪电桥,对 0.5Ω 的电阻温度计要测量到 1×10^{-4} 也是不可能的。依靠比率技术,这些不可能的事已成为或将成为可能的了。

在非电量领域,例如位移传感器、力传感器、振动传感器、液位传感器、流量传感器、速度传感器等方面,比率技术一定能发挥作用。本书就打算探讨这方面的问题。

最后,画出一棵“比率计量技术成果树”以表明作者在比率计量领域研究中取得的成果,以及成果之间的相互关系,希望它能给读者一个明晰的概念。

第2章 匝比比率器件的结构、工艺及其比率的测定

感应比率器件如变量器(俗称为变压器)在比率技术中占有重要位置。从变量器原理导出电压互感器、电流互感器、感应分压器及变压器电桥等许多在交流测量领域大显神通的比率器件。这些器件都具有“匝数比率”的特点,因而它们的准确度和稳定度都是很好的。在比率计量的领域中已经验证了这个结论。本书作者提出“匝比技术和工艺”并把它应用到传感器的革新方面。

2.1 匝数比率器件的提出依据

匝数比率器件的基本概念来源于变量器(变压器)理论。

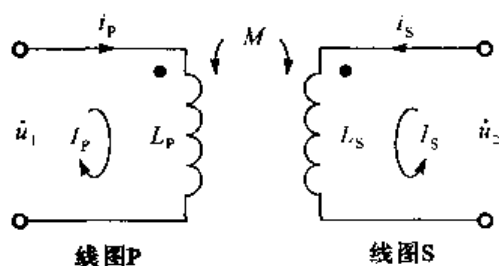


图 2-1 变压器基本电路

变压器实质上是具有两个线圈且有互感耦合的基本电路。如图 2-1 所示,两个具有互感的线圈中分别通以电流 i_P 和 i_S ,当 i_P 在线圈 P 中流过时,在线圈 P 中产生自感电动势,而在线圈 S 中,会因电磁交链作用产生互感电动势。同样当电流量 i_S 在线圈 S 中流过时,在线圈 S 中产生自感电动势,而在线圈 P 中产生互感电动势。当电流 i_P 和 i_S 同时流向线圈的同名端时,它们所产生的磁通方向相同,相互叠加,因此在线圈两端的电压为两者之和。它们的电压方程如下:

$$\left. \begin{aligned} U_P &= U_{LP} + U_{MP} = L_P \frac{\Delta i_P}{\Delta t} + M \frac{\Delta i_S}{\Delta t} \\ U_S &= U_{LS} + U_{MS} = L_S \frac{\Delta i_S}{\Delta t} + M \frac{\Delta i_P}{\Delta t} \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

式中, U_{LP} 、 U_{LS} 为线圈 P 和 S 的自感电压, U_{MP} 、 U_{MS} 为线圈 P 和 S 中的互感电压。当电流为交流时,用式(2-2)表示更为方便。

$$\left. \begin{aligned} U_P &= U_{LP} + U_{MP} = j\omega L_P \dot{I}_P + j\omega M \dot{I}_S \\ U_S &= U_{LS} + U_{MS} = j\omega L_S \dot{I}_S + j\omega M \dot{I}_P \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

式中: j ——复数的虚部符号,为 $\sqrt{-1}$;

ω ——角频率, $\omega = 2\pi f$ (f 为频率)。

从式(2-2)可以看出, U_P 及 U_S 都与线圈的匝数有关,因为线圈的 L 、 M 均与匝数成正比。

一个镯环线圈,铁芯截面为 A ,线圈均匀地绕在环上 n 匝,环的平均磁线长为 l 。当线圈通

过电流 I 时,线圈内的磁通密度为

$$B = \mu H = \mu \frac{nI}{l}$$

磁通量为

$$\phi = BA = \frac{\mu n I A}{l}$$

线圈的电感为

$$L = \frac{n\phi}{I} = \frac{\mu n^2 A}{l} \quad (2-3)$$

式中: μ ——环芯材料的磁导率。

从式(2-3)可见, L 与 n^2 成正比。

从互感的耦合系数定义可知:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P L_S}} \quad (2-4)$$

式中, k 为互感系数,它说明两个线圈的耦合程度。当 $k = 1$ 时,称为全耦合,即两个线圈耦合最紧密。

从最简单情况分析,当 $L_P = L_S$, 且 $k = 1$ 时, $M = L_P = L_S$ 。这就说明互感也像自感一样与匝数的平方成正比。因此 U_P 和 U_S 也是与匝数成比例的。

2.2 变压器的基本概念

如图 2-2 所示,两个耦合线圈分别是 W_P 和 W_S 。 W_P 称为初级绕组, W_S 称为次级绕组。在初级绕组中加上电源 E_P , 在次级绕组的 Z_L 上的电压为 E_S 。绕组的极性和电流方向如图 (a) 所示,这个变压器特性如式(2-5)。

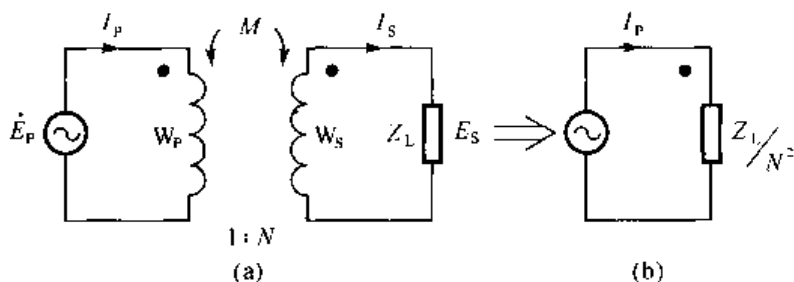


图 2-2 变压器的变量特性

$$\begin{cases} \dot{E}_P = N \dot{E}_S \\ \dot{I}_S = \frac{1}{N} \dot{I}_P \\ N = \frac{n_S}{n_P} \end{cases} \quad (2-5)$$

式中的 N 是变压器次级绕组匝数 n_s 与初级绕组匝数 n_p 的比,称为匝数比。

从式(2-5)得出的结论是:变压器次级电压为初级的 N 倍,次级的电流为初级电流的 $1/N$ 倍,显示出电量的变换特点。

其次,从初级的等效阻抗来看,

$$Z_p = \frac{\dot{E}_p}{\dot{I}_p} = \frac{1}{N^2} \frac{\dot{E}_s}{\dot{I}_s} = \frac{Z_L}{N^2} \quad (2-6)$$

从式(2-6)可见,初级阻抗为 E_p ,变换到次级时便是 $\frac{Z_L}{N^2}$,如图2-2(b)所示。这又呈现出变压器具有阻抗变换能力。

再从变压器的功率的角度分析,从式(2-5)可得

$$\dot{E}_s \dot{I}_s = (N \dot{E}_p) \left(\frac{1}{N} \dot{I}_p \right)$$

即得

$$P_s = P_p \quad (2-7)$$

式(2-7)说明变压器的初级回路所消耗的功率与次级回路所消耗的功率相同,也就是说变压器本身不消耗功率(对理想变压器而言)。这又呈现出变压器的等功率传送器的特点。

从这些理论可以明确,所谓变压器的称呼是不够全面的,正确的命名应是变压器。

2.3 变量器的分类

2.3.1 全耦合变量器

如果变量器的两个互感线圈中不存在漏磁通,便能满足 $K=1$ 这个条件,则这时的变量器便可称之为全耦合变量器。此时变量器的互感为

$$M = \sqrt{L_p L_s}$$

如图(2-2)所示,得回路方程:

$$\begin{cases} \dot{I}_p j\omega L_p - \dot{I}_s j\omega M = \dot{E}_p \\ -\dot{I}_p j\omega M + \dot{I}_s (j\omega L_s + Z_L) = 0 \end{cases}$$

$$\dot{I}_p = \dot{E}_p \frac{j\omega L_s + Z_L}{(j\omega L_s + Z_L) \cdot j\omega L_p + \omega^2 M^2}$$

$$Z_p = \frac{\dot{E}_p}{\dot{I}_p} = \frac{j\omega L_p (j\omega L_s + Z_L) + \omega^2 M^2}{j\omega L_s + Z_L}$$

$$= j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_s + Z_L} \quad (2-8)$$

式(2-8)中的第一项表示没有次级线圈时的初级组抗,第二项表示由于互感存在时,次级圈路对初级回路的影响。

将全耦合条件 $M = \sqrt{L_p L_s}$ 代入式(2-8),得

$$Z_p = \frac{j\omega L_p Z_L}{j\omega L_s + Z_L}$$

将分子分母同乘以 L_p/L_s 得

$$Z_p = \frac{j\omega L_p \left(\frac{L_p}{L_s} Z_L \right)}{j\omega L_p + \frac{L_p}{L_s} Z_L} \quad (2-9)$$

式(2-9)说明 Z_p 是 L_p 与 $\frac{L_p}{L_s} Z_L$ 并联的等效阻抗。所以得到图 2-3(a) 全耦合变量器的初级等效电路(a)和它与理想变量器的等效电路(b)。这时理想的变量器的匝数比 N 应为

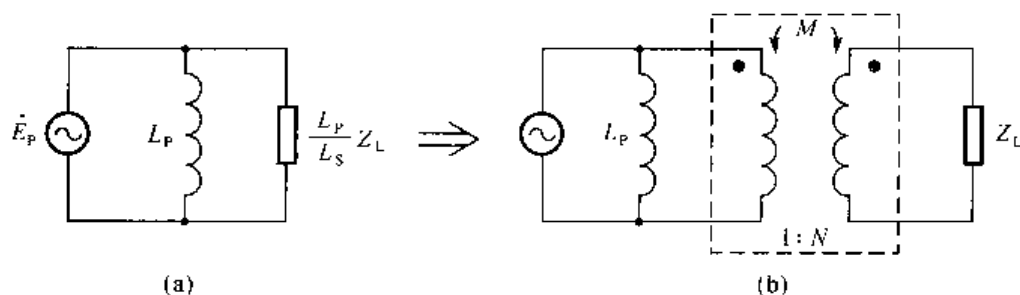


图 2-3 全耦合变量器

$$N = \sqrt{\frac{Z_L}{\frac{L_p}{L_s} Z_L}} = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (2-10)$$

由此得到一个结论:一个全耦合变量器可以用一个理想变量器和在它的初级线圈上并联一电感来代替。此理想变量器的匝数比为 $\sqrt{\frac{L_s}{L_p}}$, 并联的电感就是全耦合器的初级线圈的电感 L_p , 当初级线圈电感阻抗 Z_p 无限大时, 全耦合变量器此时便成为理想变量器。

2.3.2 自耦变压器

一般变量器都有初级和次级两组线圈, 初级、次级线圈上感应出不同的电压, 达到电压变换的目的。但是如果将初级和次级线圈合为一组具有抽头的线圈, 从不同的抽头上可以取出不同的电压, 达到电压变换的目的。如图 2-4 所示, 图(a)称为自耦变压器。图(b)是全耦合变压器, 它的原边(初级绕组)匝数为 n_p , 副边(次级绕组)的匝数为 n_s , 而且 $n_p > n_s$ 。

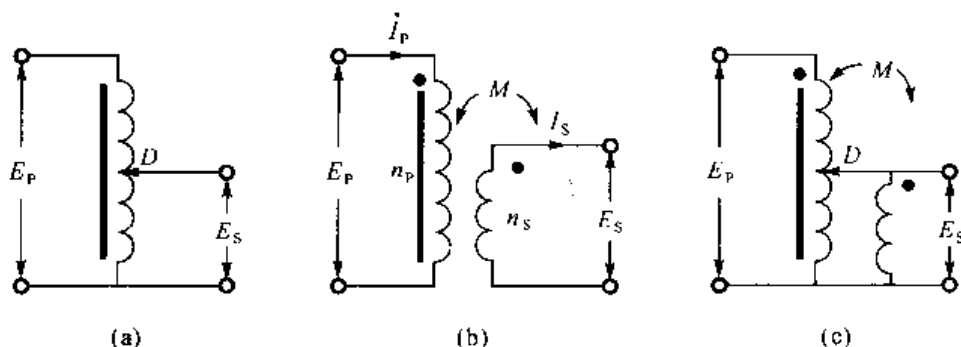


图 2-4 自耦变压器

将图 2-4(c) 的, 两个线圈等电位并联, 在两根连接线上没有电流流过, 对原电路无影响。同时, 由于这个变压器没有漏磁通, 因此在原副边上每一匝都通过相同的磁通, 感应出同样大小的电压。所以有:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{n_s}{n_p} \quad (2-11)$$

式(2-11)表示自耦式变压器具有匝数比的特点。

自耦式分压器也具有阻抗变换的特点。以并联谐振电路为例, 图 2-5 为一并联谐振电路, 由电阻 R_p 、电感 L_1 、电容 C_1 并联组成。如图 2-5(a) 所示。

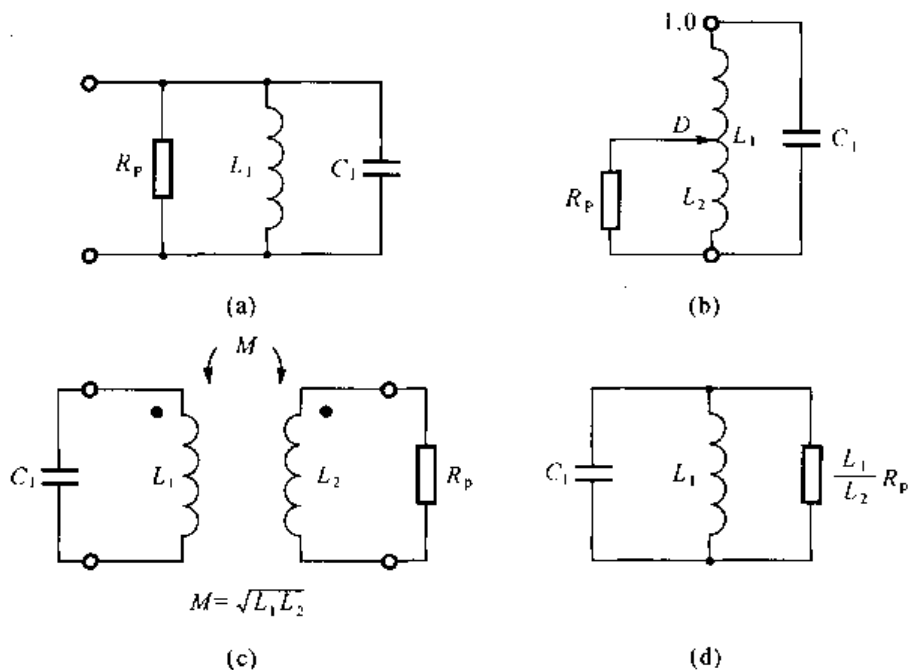


图 2-5 并联谐振电路

在图 2-5(a) 的并联谐振电路中, 如果要求品质系数高、选择性好, 必须使 R_p 值增大。 R_p 通常是晶体管的输入电阻, 数值有限, 不能随意增大。如果按图(b)所示把 R_p 接到线圈 L_1 的 D 以下的部分, 组成一个自耦变压器电路, 这就相当于图(c)所示的全耦合变压器电路, 则可以等效如图(d)所示的阻抗变换电路。 R_p 的等效并联数值仍变成 $\frac{L_1}{L_2} R_p$, 增大了 $\frac{L_1}{L_2}$ 倍, 因为 $L_1 > L_2$ 。

自耦变压器也有变换阻抗的功能。图 2-6 示出把一个大阻抗 Z_1 变换为小阻抗 Z 的功能。

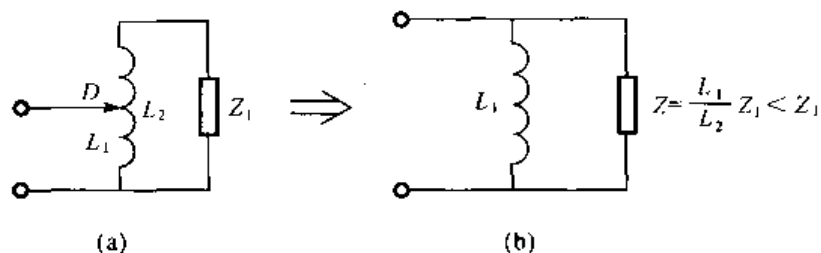


图 2-6 通过自耦变压器把大阻抗变换为小阻抗

在图2-6(b)中,等效负载为 $\frac{L_1}{L_2}Z_1$ 。因为 $L_2 > L_1$,因此 $\frac{L_1}{L_2}Z < Z_1$ 。

通过自耦变压器把大电容变为小电容的例子如图2-7所示。图(b)中的等效负载为 $\frac{L_2}{L_1}C_1$,因为 $L_2 > L_1$,所以等效电容负载 $\frac{L_1}{L_2}C_1 > C_1$ 。

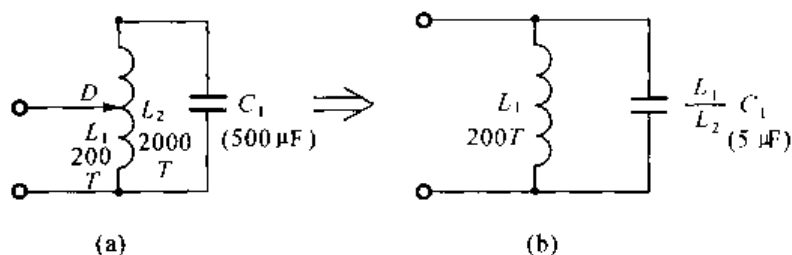


图2-7 通过自耦变压器把大电容变为小电容例

T —绕组的匝数

至此,也可以看出自耦变压器实质上也是自耦变量器。

作者建议应以“变量器”的概念代替“变压器”的概念。

2.3.3 实际的变量器

实际应用的变量器线圈中有电阻,在磁芯上存在着磁损耗和电涡流损耗。线圈在铁芯分布上不完全相同。磁芯磁导率不是无限大,以致出现漏磁通,使电阻、分布电容、分布电导等产生误差电压,于是变量器的电压比、电流比与匝比产生一些非线性误差。不过它不会改变电流比、电压比与匝比的基本比例关系。

在一般变压器中,原边有漏感 L_a ,副边有漏感 L_b ,磁化电感 L_m ,匝数比 N 的关系如图2-8所示。

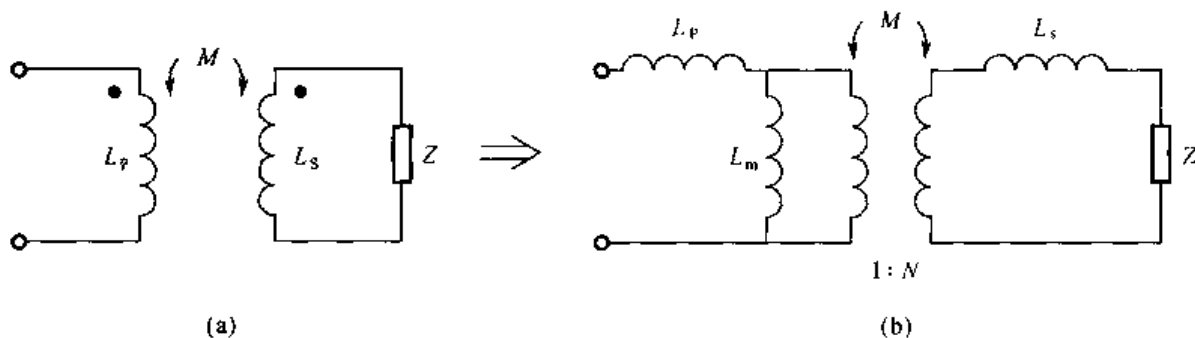


图2-8 实际变量器

图中:原边漏感 $L_a = L_1 - \frac{M}{N}$; 副边漏感 $L_b = L_2 - MN$; 磁化电感 $L_m = \frac{M}{N}$; 匝数比 $N = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$

按照以上各节的分析:变量器、自耦变量器、互感器、感应分流器、感应分压器、变压器比率臂电桥等器件都与匝比有关,同属于匝比比率器件,构成了交流比率技术的主体器件。

2.4 匝比比率器件的结构工艺

匝比比率器件的品种很多,但都具有鲜明的工艺特点,即匝比工艺。下面结合几种著名的匝比比率器及其工艺,进一步认识它们共同具有的匝比工艺。在比较过程中,用统一的视窗图来比较。每个视窗图相对于一种匝比比率器,每个视窗图包括下列栏目:1. 铁芯材料、磁感应强度、环芯尺寸、磁导率;2. 绞合导线、匝数(nW)、绝缘材料、绝缘方式;3. 铁芯的结构(单铁芯、组合铁芯);4. 绕组结构(等分绕组、分割绕组、搭接绕组);5. 工作频率:50 Hz、400 Hz、1000 Hz、5 kHz、10 kHz、50 kHz、100 kHz;6. 工作电压:100 V、200 V、600 V、1000 V;7. 预期指标: α 及 β ;8. 结构图;9. 电路图。通过匝比工艺视窗图的各项给定信息,便可以设计出所需的匝比比率器。下面给出几种典型的设计。这里还得特别强调一点,本章提出的匝比绕组工艺是一种特殊工艺:将一根绝缘导线连续地绕成线圈绕组的方法,改变为将一根绝缘导线分割成 n 等分后,并排绞合成为一根绳子般导线;将此绞合导线在铁芯上穿上 W 圈,组成一个线圈绕组;最后把该线圈绕组中的 n 根绝缘导线,按序串联起来组成一个具有 $n+1$ 个抽头的新的线圈绕组。这个新的线圈绕组,包括每根导线组成的 n 个段、 $n+1$ 个抽头(包括零点抽头)。这样的—个绕组称之为匝比比率器的比率绕组。这样的匝比比率器的工艺,称之为匝比工艺。与普通变压器绕组的绕组工艺相比较,可看出匝比工艺的特点和优点。在匝比工艺中线圈绕组是由 n 根绝缘导线同时穿过铁芯的某一空间,在此空间内,这 n 根绝缘导线的空间分布是基本上相同,每根导线的内阻,电感,互感和分布电容都很接近,比率误差便大大地减小。这与用一根绝缘导线,连续地按一匝挨着一匝地绕成的同样匝数的线圈绕组相比较,后者的每一匝的空间分布是不一致的,其比率误差大大地增加。用一般变压器绕制工艺的分压器会比用匝比工艺的分压器误差大100倍以上。

2.5 几种典型的匝比比率器设计

以最基本的感应分压器——单铁芯单盘感应分压器为例,它的匝比工艺视窗图为视窗1所示。所谓基本的铁芯结构是指单铁芯,所以用“√”符号选中它的方框。所谓基本的绕组结构是指 n 根架包线绞合导线在铁芯上穿上 W 圈的结构,所以用“√”符号选中它的方框,这种结构的匝比器通常工作在1 kHz以下,所以选中1 kHz的方框。至于电压,选中100 V方框是随意的,选中200 V也可以,视铁芯大小和绕组匝数而定,通常由下式决定:

$$U_{\max} = nWB_{\max}AF \times 10^{-8} (\text{V}) \quad (2-12)$$

式中: nW ——总匝数;

$B_{\max}$ ——铁芯材料的最大磁感应强度;

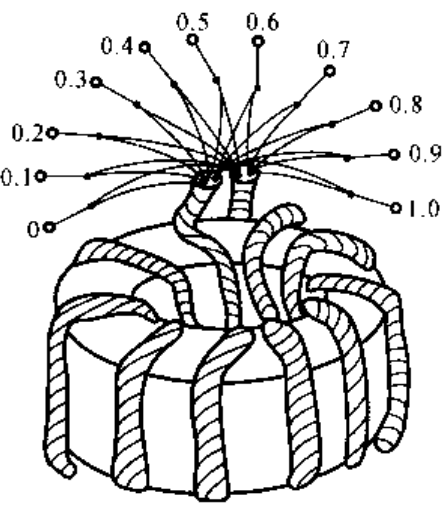
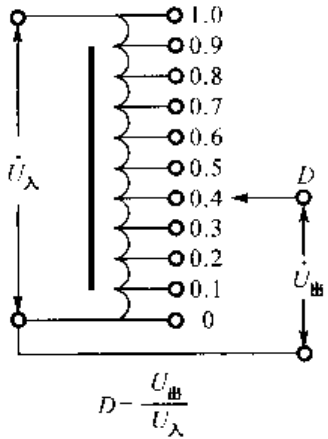
A ——铁芯的截面积;

F ——频率。

铁芯材料的选择是按合金的初始磁导率 μ_0 来考虑。 μ_0 愈大愈好,通常在1 kHz下选用1J79~1J85的坡莫合金材料,能保证比率准确度在 $1 \times 10^{-7} \sim 1 \times 10^{-8}$ 。铁芯的尺寸视能受的工作电压而定, A 越大越能承受高电压。从式(2-12)来考虑, nW 、 $B_{\max}$ 、 A 三者乘积为最大值时可以获得最大电压 $U_{\max}$ 。但必须从实际情况来考虑,因为增大匝数,就要铁芯的平均周长增

大,铁芯体积增大后,成本及重量迅速增大,如果随意增大铁芯的尺寸,与线圈绕组匝数不成比例,漏磁通增加的同时在铁芯上穿线十分困难,给运输和工作搬动增加了不必要的麻烦。此外,匝数增大,频率变坏。纵观以上情况,应当研究最佳设计方案。

视窗 1

单铁芯单盘感应分压器						
标 题	绞合导线	铁芯结构方式	绕组结构方式及穿过铁芯的匝数	工作频率 /Hz	工作电压/V	比率测量方法
铁芯的几何尺寸/mm 材料: 1J79 B_m : 50000 μ_0 : 20000 $\phi_{外} \times \phi_{内} \times H$: 80 × 60 × 20	柴包线 ☒ 屏蔽线 ☐ 一般绝 缘导线 ☐	基本结构 ☒ 组合结构 ☐ 两种铁芯 搭接结构 ☐	基本结构 ☒ N 分割结构 ☐ 不连续屏蔽结构 ☐ 连续屏蔽结构 ☐ 同轴线互感器结构 ☐ 总匝数 = nW 200	50 400 1 k ☒ 5 k 10 k 50 k 100 k	100 200 ☒ 600 1000	自校法 ☐ 参考法 ☒ 互检法 ☐ 相对法 ☐
						
结 构 图			电 路 图			

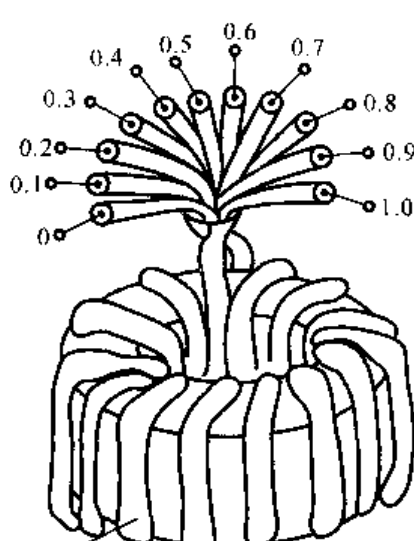
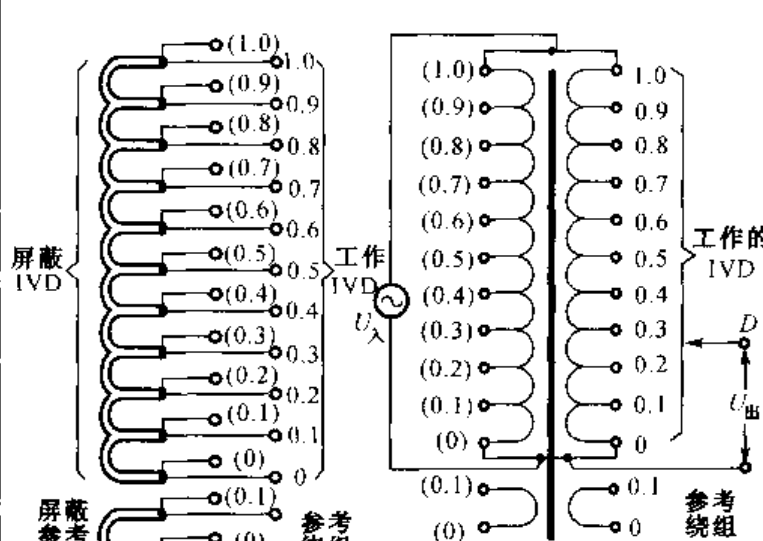
比率技术指标的评定可通过比率的测定来进行。每个十进盘的比率器的比率都可以采用绝对测定方法来评定。多盘比率器的比率需要与标准的多盘比率器进行相对比较。有关比率的测定方法至关重要,如果测量方法失准,则一切精心设计和加工全部浪费。作者对此作了深入研究,以下将作详细阐述。

2.5.1 宽频 IVD 的设计

这种宽频 IVD 的结构是作者在 1989 年提出的。采用连续屏蔽同轴线代替柴包线,并增加了等电位屏蔽自校绕组,还采用了单铁芯结构。详细情况参看视窗图 2。铁芯材料为非晶态合金, n 股屏蔽导线代替 n 股柴包线,绞绕后在单铁芯穿 W 圈构成屏蔽的比率线圈绕组。芯线的分压绕组为工作的比率绕组,芯线绕组被屏蔽绕组连续屏蔽,处处等电位,使芯与屏蔽导线之间的电容分量影响大大减小,工作频率为 10 kHz ~ 100 kHz,工作电压为 100 V。另有独立

的一段屏蔽绕组与芯线绕组作为自校用的参考绕组。这个参考绕组得到屏蔽参考绕组的等电位保护。自校时,参考绕组和参数屏蔽绕组的抽头同步移动。这个措施使自校法免去系统误差,保证在宽频带下能准确自校。自校数据见后面的有关章节。

视窗2

标 题	宽 频 带 IVD					
铁芯的几何尺寸/mm	绞合导线	铁芯结构方式	绕组结构方式及穿过铁芯的匝数	工作频率/Hz	工作电压/V	比率测量方法
材料:非晶 B_m : 80000 μ_0 : 10000 $\phi_{外} \times \phi_{内} \times H$: 80 × 60 × 20	束包线 ☐ 屏蔽线 ☒ 一般绝 缘导线 ☐	基本结构 ☒ 组合结构 ☐ 两种铁芯 搭接结构 ☐	基本结构 ☐ N 分割结构 ☐ 不连续屏蔽结构 ☐ 连续屏蔽结构 ☒ 同轴线互感器结构 ☐ 总匝数(nW) 200	50 ☐ 400 ☐ 1 k ☐ 5 k ☐ 10 k ☒ 50 k ☒ 100 k ☒	100 ☒ 200 ☐ 600 ☐ 1000 ☐	自校法 ☒ 参考法 ☐ 互检法 ☐ 相对法 ☐
						
结 构 图			电 路 图			

注: B_m 为磁感应的极大值; μ_0 为初始磁导率; $\phi_{外}$ 为铁芯外径; $\phi_{内}$ 为铁芯内径; N 为分割系数(为1、2、3)。

2.5.2 同轴屏蔽导线式互感比率器的设计

作者在研究通电情况下,测量白炽灯灯丝电阻的问题时,提出了用同轴导线做成一个特殊的互感比率器。这个特殊互感比率器与传统的互感器结构不同,能达到完全屏蔽并给出准确的互感比率。它的结构原理如图2-9所示,两组屏蔽导线互感器组成一个比率器。一个屏蔽线互感比率器的屏蔽线相当于初级,芯线相当于次级。将两组屏蔽线互感器初级串联,而将两个次级开路。

从图2-9可以看出 U_{P1} 初级绕组把 U_{S1} 次级绕组完全屏蔽起来,由于两个绕组处于等电位屏蔽状态,所以互感器绕组间的分布电容影响大为减少。同样 U_{P2} 初级绕组把 U_{S2} 次级绕组

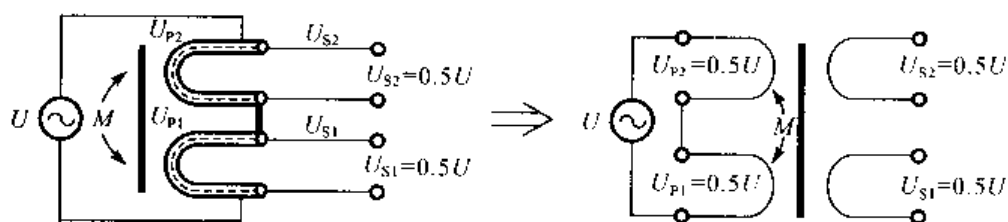


图 2-9 同轴屏蔽导线的互感比率器

全部屏蔽起来,所以第二组互感器绕组之间的分布电容也被大大地减小。把这两组互感比率器的初级串联起来,由于两组绕组的等同性,它们的电压比都接近于 1:1,

即 $\frac{U_{P2}}{U_{P1}}、\frac{U_{S2}}{U_{S1}}$ 都接近于 1:1,其差值约为 $\times 10^{-6}$ 。对于传感器

测量,这个差值可以忽略。如果要精密测量它们的差值,可以采用变量器电桥给予准确的测量和补偿,如图 2-10 所示。

当把待测的白炽灯接入 U_{S2} 的端头上,有电流通过,由于负载效应,次级绕组对初级绕组产生反射阻抗,其值为

$$\Delta Z_2 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{S2} + Z_L} \quad (2-13)$$

式中: Z_{S2} ——次级阻抗;

Z_L ——白炽灯的阻抗;

M ——互感;

ω ——角频率。

式(2-13)可从式(2-8)的末项得到。

ΔZ_2 本来可以通过负载值 Z_L 、次级的阻抗值 Z_{S2} 和 $(\omega M)^2$ 值,按式(2-13)来计算,不过作者找到等效功率法解决。如果在 U_{S1} 绕组中,也带上一个负载 R_L ,调节 R_L 的数值使 U_{S1} 对初级也产生反射阻抗 ΔZ_1 。如果调整 R_L 到某一个数值,使 $\Delta Z_1 = \Delta Z_2$,则串联的初级绕组中出现 $\Delta Z_1 - \Delta Z_2 = 0$,此时,比率测差电桥又将处于平衡状态,两个串联的互感比率器相当于空载的状态,不过此时它们已经做功。 U_{S2} 的电流在白炽灯的灯丝做功 U_{S2}^2/R ,式中 R 为白炽灯的电

阻。与此同时 U_{S1} 也对负载电阻 R_L 做功 $\frac{U_{S1}^2}{R_L}$,当 $U_{S1} = U_{S2}$ 时,这两个功耗相等。

$$\frac{U_{S2}^2}{R} = \frac{U_{S1}^2}{R_L}, \quad U_{S1} = U_{S2}$$

$$R = R_L$$

由此可见,用一个数字电压表同时测出 $U_{S1} = U_{S2}$ 的时刻,立即从负载箱上读出 R_L 值,这个 R_L 值就是白炽灯在加热状态下的电阻值 R 。

作者在这里把“同轴屏蔽导线式互感比率器”简称为“全屏蔽互感比率器”,使今后讨论更为方便。

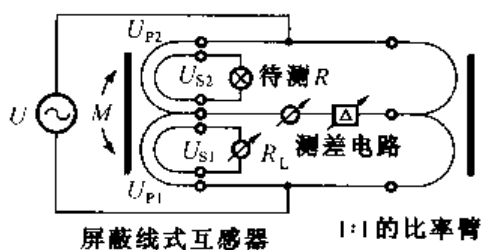


图 2-10 同轴屏蔽导线式互感器的测差电桥电路

全屏蔽式互感比率器的视窗图与图2相似,但在铁芯栏目采用硅钢电, $B_m = 15000$, $\mu_0 = 6000$, $\phi 120 \times 80 \times 50$ 。屏蔽导线的芯线应能通过较大的电流。工作频率为工频,工作电压为220 V。单铁芯结构, $n = 2$ 绞合导线,在环芯上穿过220圈。此外, R_L 应有较大功率。

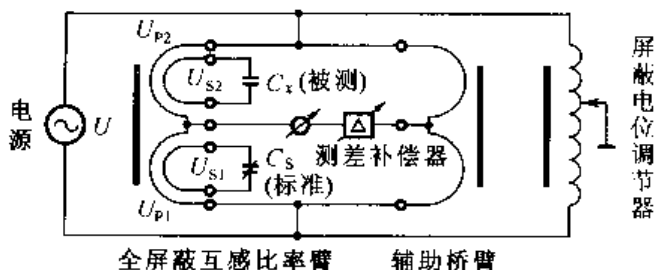


图2-11 全屏蔽互感比率电桥

2.5.3 全屏蔽互感比率电桥设计

用全屏蔽互感比率器作为比率臂,在上节中已得到验证。利用全屏蔽互感比率器的反射阻抗特性可以设计一个新型的阻抗比较电桥,如图2-11所示。可以进行电容 $C_x - C_s$ 、电感 $L_x - L_s$ 的比较测量。

按照变量器反射阻抗的关系,当次级接有负载 Z_L 时,初级的组抗 Z_p 为

$$Z_p = j\omega L_p + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_s + Z_L}$$

式中的第二项显然是由次级反射到初级的附加阻抗,此项阻抗 ΔZ

$$\Delta Z = \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_s + Z_L} \quad (2-14)$$

若负载阻抗 $Z_L = R + jX$,并把它代入上式,得

$$\Delta Z = \frac{(\omega M)^2 R}{R^2 + (\omega L_s + X)^2} - j \frac{(\omega M)^2 (\omega L_s + X)}{R^2 + (\omega L_s + X)^2} \quad (2-15)$$

式中第一项是反射阻抗的实部,称为反射电阻;第二项为反射电抗。注意反射电抗的“负”号,说明反射电抗的性质与次级电路的电抗性质相反。次级回路中的电感反射到初级回路后,就变成负的电抗,因而抵消了初级回路中的一部分正电流,使初级回路的电流增大。电抗随着频率升高而加大,但它却是具有电容的性质,在一定频率下,可视其为一个等效电容。

从式(2-14)可知负载项为零,即 $Z_L = 0$ 时反射阻抗应为

$$\Delta Z' = -j \frac{(\omega M)^2 (\omega L_s)}{(\omega L_s)^2} = -j\omega \left(\frac{M}{L_s}\right)^2 \quad (2-16)$$

由于绕组是全耦合,所以 $M = \sqrt{L_p L_s}$,代入式(2-16)得

$$\Delta Z' = -j\omega L_p \quad (2-17)$$

从式(2-17)得知,次级线圈的感抗 ωL_s 反射到初级后,变成负的电抗,其数值与初级线圈的电抗大小相等,相互抵消,在正常状态下 $Z_L \neq 0$,在全耦合互感比率器的初级和次级绕组之间由于反射阻抗存在,我们看到了阻抗的变换和抵消,也就是看到阻抗中和的现象。这可以进一步旁证作者在阻抗增量比率网络理论中指出的阻抗中和测量原理的正确性。

在 U_{s2} 回路中 $Z_L = C_x$ 时,在 U_{s1} 回路中接入 C_s 亦可以达到平衡,因为此时反射阻抗在 U_{s1} 和 U_{s2} 中分别为 $-L_s$ 和 $-L_x$ 。当 $L_x = L_s$ 时, $C_x = C_s$,便达到阻抗比较的目的。由此看来,这个全屏蔽互感比率电桥又是一项创举。

2.5.4 高压匝比比率器的设计

随着电压的增高,匝比比率器设计难度增大。首先是绞合导线的耐压问题,通常用柴包线

绞合的匝比工艺,对 600 V 以下的电压互感器可以得到足够的绝缘能力,然而升高到 800 V 时,柴包线的绞合工艺就遇到击穿的困难。作者在 1993 年给航天部建立 1000 V 的匝比比率器检定装置时,采用了塑料绝缘绞合线的工艺,解决了这个耐压问题,使工作电压达到 1000 V。第二个问题是在工频工作的匝比比率器,其铁芯很大,绞合线很长,常在 20 m 以上,用这样长的绞合线在铁芯上穿上 100 圈十分困难。为此作者提出一个塔接式绞合线工艺,把一根长的绞合线一分为二,缩短了长度,把第一部分绞合线绕到铁芯上是容易的,再把剩下的一半绕到同一铁芯上时,很难获得等同的绕组,两个绕组的感应电压不会相等。如果简单地把这两个绕组串联起来使用,便会出现很大的系统误差。作者提出的方法是将两个绕组的相应段先搭接起来,构成一个复合的串联段,然后将所有复合的串联段串接起来组成比率绕组。这样便把系统误差转变为相对于平均值的系统误差,从而获得较高的比率准确度。

搭接绕组工艺的原理如下:在一个公共铁芯有 L_A 、 L_B 两组绕组,每个绕组都按绞合导线工艺组成。在 L_A 绕组中有 L_{A1} 、 L_{A2} 、 $\cdots$ 、 L_{A10} 段,在 L_B 绕组中有 L_{B1} 、 L_{B2} 、 $\cdots$ 、 L_{B10} 段,

$$L_A = L_{A1} + L_{A2} + \cdots + L_{A10}$$

$$L_B = L_{B1} + L_{B2} + \cdots + L_{B10}$$

按照比率网络线性叠加原理,当 D 相同时,

$$L_A + L_B = (L_A + L_B)_1 + (L_A + L_B)_2 + \cdots + (L_A + L_B)_{10}$$

式中: $L_A + L_B$ ——搭接比率器的总电感;

$(L_A + L_B)_i$ ——搭接比率器的段电感, $i = 1 \sim 10$ 。

这样把长导线绕组一分为二,然后合二而一的工艺,作者命名为绕组搭接工艺。用这个工艺建立的工频电压互感器,工频七位 IVD 标准,达到 1×10^{-7} 的水平,大大超出前人的水平。

搭接工艺还可以用在两个不同铁芯的分压器的绕组搭接上,只要 D 值相同,就可以把两个分压器准确地合成一个分压器。这个分压器具有两种材料的铁芯,例如铁氧体和坡莫合金铁芯。搭接后的分压器工作频段变宽,扩展了基本 IVD 的频率范围。

2.5.5 磁屏蔽及复合绕组 IVD 的结构

在基本结构的匝比比率器的结构基础上,为了提高比率的准确度和负载能力,采用了磁屏蔽技术,减小漏感;又采用复合绕组的办法,提高了比率绕组的输入阻抗。如图 2-12 所示。

从图 2-12 可见,就铁芯而言有一个主铁芯,主铁芯承担比率器的主磁通。为了减小主铁芯的漏磁通,采用磁屏铁芯把主铁芯及其相应电流绕组全部屏蔽起来。四个磁屏铁芯视加工条件也可以做成一体。在主铁芯上的绕组,目的是供给激磁电流,这个绕组可以采用变量器的单线连续绕法。在磁屏铁芯外面的绕组一定要采用“匝比工艺”。这两个绕组具有相同的匝数,按复合电流比率网络的方式连接,即 V 绕组与 I 绕组是并联使用的,如图 2-12(b) 所示。 V 绕组给出电压比率,因而也称为比率绕组,从它的段抽头给出 D_i 值。这样一个将 I 绕组和 V 绕组并联组成的新的比率绕组,作者称为复合绕组。

多十进盘结构的磁屏及复合绕组 IVD 的结构略有不同,那就是在图 2-12(b) 中增加一个给后盘激磁的绕组。从这个绕组给出 $\frac{1}{10} \dot{U}_A$ 的电压,供后盘激磁之用,如图 2-13 所示。

激磁绕组绕在主铁芯上,其参量为互感 L_1 、内阻 z_1 、总阻抗 Z_1 。电压绕组绕在主铁芯及屏蔽铁芯上,其参量为 L_2 、 z_2 、 Z_2 及 L_3 、 z_3 、 Z_3 。附加一个给后盘激磁的绕组,绕在两个铁芯上,其

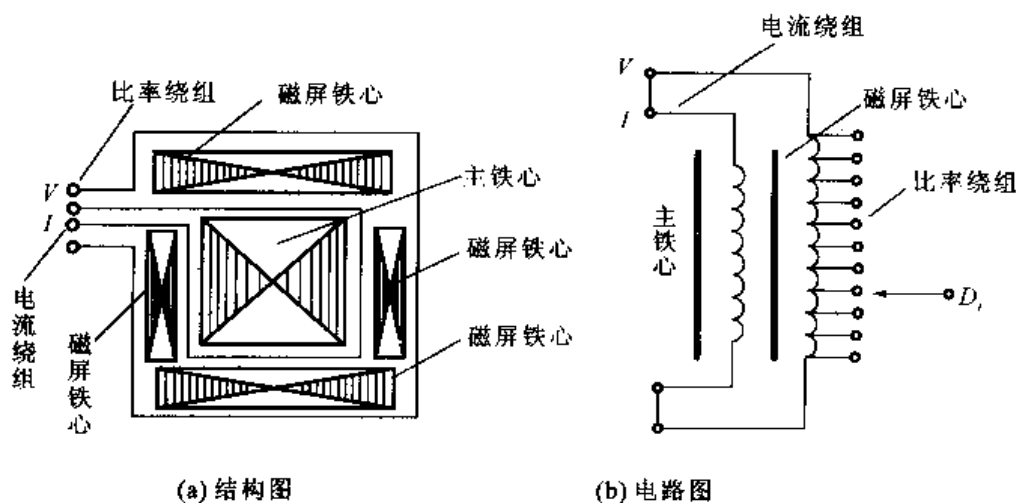


图 2-12 磁屏蔽及复合绕组 IVD

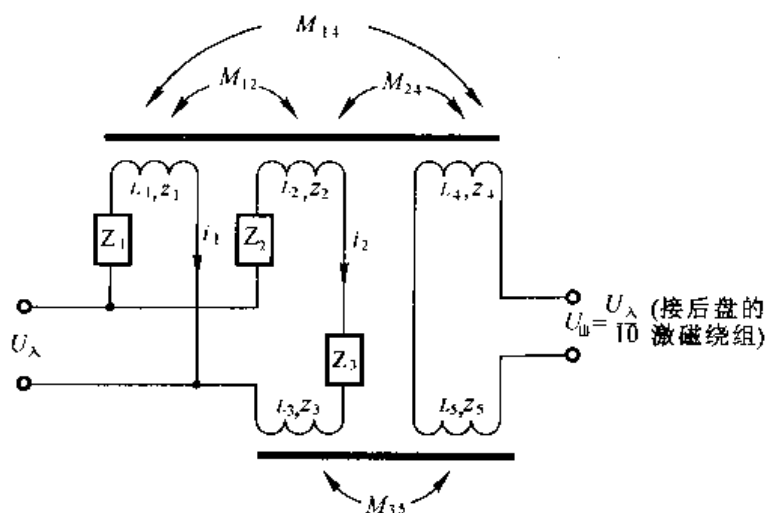


图 2-13 磁屏及复合绕组 IVD 电路分析

参量为 L_4, z_4 及 L_5, z_5 。这几个绕组之间的互感已在图中标明, Z_1, Z_2 和 Z_3 为相应绕组的阻抗。

从图 2-13 可得电路方程如下:

$$\begin{cases} U_A = i_1(z_1 + j\omega L_1) + i_2 j\omega M_{12} \\ \quad = i_1(j\omega M_{12}) + i_2(z_2 + z_3 + j\omega L_2 + j\omega L_3) \\ U_B = i_1(j\omega M_{14}) + i_2(j\omega M_{24} + j\omega M_{35}) \end{cases} \quad (2-18)$$

因为这些绕组都是按匝比工艺绕成的, 所以 $k=1$, 此时有:

$$M_{12}^2 = L_1 L_2; \quad M_{14}^2 = L_1 L_4; \quad M_{24}^2 = L_2 L_4; \quad M_{35}^2 = L_3 L_5$$

由于结构条件, 电流绕组和电压绕组的匝数必须相等, 于是有 $L_1 = L_2, \frac{L_2}{L_4} = \frac{L_3}{L_5} = 100$, 再令 $Z_1 = j\omega L_1, Z_2 = j\omega L_2$, 求得

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{z_1}{z_2 + z_3 + Z_3}$$

$$\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}} = \frac{1}{10} \left\{ 1 - \frac{z_1(z_2 + z_3)}{(Z_1 + z_1)(z_2 + z_3 + Z_3) + z_1 Z_1} \right\}$$

$$\approx D \left\{ 1 - \left(\frac{z_1}{z_1 + Z_1} \right) \left(\frac{z_2 + z_3}{Z_3} \right) \right\} \quad (2-19)$$

对基本结构的单个十进盘 IVD 有:

$$\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}} \right)_{\text{单盘}} = D \left\{ 1 - \frac{z_1}{z_1 + Z_1} \right\} \quad (2-20)$$

将式(2-19)与式(2-20)相比较,可以看出磁屏及复合绕组的 IVD 与单盘的 IVD 的比率误差相差 $(z_1 + z_3)/Z_3$ 倍,由此可以说前者的比率准确度提高了。 z_2 、 z_3 为绕组的内阻,而 Z_3 为绕组的阻抗,由于 $Z_3 \gg z_2 + z_3$,所以在某些结构方式和在某个领域内,磁屏及复合绕组 IVD 的准确度有大幅度的提高。这个幅度大约是 10 ~ 20 倍,这是作者的经验。尤其是在超音频频域内,这个幅度将大为降低。这个问题留给后人继续研究吧!

电压绕组的等效阻抗,可以从式(2-18)得出

$$Z_{\lambda, v} = \frac{U_{\lambda}}{i_2} = \frac{i_1(z_1 + j\omega L_1) + i_2(j\omega M_{12})}{i_2}$$

已知 $\frac{i_2}{i_1} = \frac{z_1}{z_2 + z_3 + Z_3}$, 代入上式,得

$$Z_{\lambda, v} = \frac{(z_1 + j\omega L_1)[z_2 + z_3 + Z_3]}{z_1} + j\omega M_{12}$$

$$= \frac{(z_1 + Z_1)[z_2 + z_3 + Z_3]}{z_1} + jZ_1$$

$$\approx \frac{Z_1 Z_3}{z_1} + jZ_1 \quad (2-21)$$

由于 $Z_1 Z_3 \gg z_1$, 所以 $Z_{\lambda, v}$ 的阻抗大为提高。

若将磁屏及复合绕组 IVD 作为第二盘,与第一盘的输出端连接,则负载误差可以降低,如图 2-14 所示。

由图 2-14 可见:

$$(U_{\text{出}})_{\text{L}} = U_{\text{入}} D_1 + \frac{U_{\text{入}}}{10} \frac{Z_{\lambda}^{\text{②}}}{Z_{\text{出}}^{\text{①}} + Z_{\lambda}^{\text{②}}} D_2$$

$$= U_{\text{入}} \left(D_1 + \frac{D_2}{10} \frac{Z_{\lambda}^{\text{②}}}{Z_{\text{出}}^{\text{①}} + Z_{\lambda}^{\text{②}}} \right) \quad (2-22)$$

式中的上角标①、②代表十进盘的序号。

在理想场合,第一盘的输出阻抗为零。从式(2-22)可见,此时不会出现负载引起的比率误差。

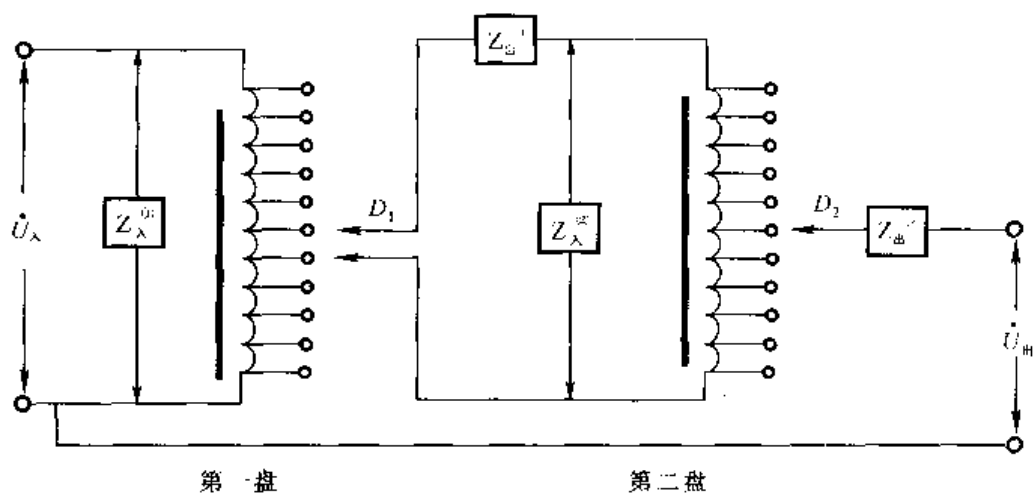


图 2-14 磁屏及复合绕组 IVD 级联电路

$$(U_{H1})_{L=0} = U_A \left(D_1 + \frac{D_2}{10} \right) \quad (2-23)$$

将式(2-22)与式(2-23)相比较,可知负载误差 Δ_L 为

$$\Delta_L = (U_{H1})_L - (U_A)_L = -\frac{D_2}{10} \left[1 - \frac{Z_A^{\text{②}}}{Z_H^{\text{①}} + Z_A^{\text{②}}} \right] \quad (2-24)$$

从式(2-24)看出,因为 $Z_H^{\text{①}}$ 是不能改变的,只有提高 $Z_A^{\text{②}}$ 才能提高输入阻抗。

由于磁屏蔽及复合绕组 IVD 的输入阻抗提高了,当第二盘采用磁屏及复合绕组 IVD 时,负载误差就可以大为减小。

磁屏蔽及复合绕组 IVD 的结构比较复杂,可以把磁屏蔽简化,甚至把四个磁屏蔽铁芯减缩为一个附加铁芯。国内常把简化的磁屏蔽及复合绕组的匝比工艺,简称为组合铁芯结构。在国外则称为双级结构。

由于分布电容随着频率升高而显著,所以在交频时,磁屏蔽及复合绕组的结构工艺并不奏效。作者在 100 kHz 附近研究过这个问题,确实如此。

作者用磁屏及复合绕组的结构及匝比工艺,于 1967 年建立了 67 型标准八位感应分压器,在 1 kHz 下达到 2×10^{-8} 的水平,当时国际水平只有 2×10^{-7} 。其原因就是用磁屏及复合绕组建立前四个十进盘,各盘的负载误差降低到 1×10^{-8} ,而第一盘的准确度提高到 1×10^{-8} 。这台标准已成为中国计量科学研究所的音频电压比率标准,沿用了几十年,至今仍处于国际先进地位。

通过上面的变量器的匝比特性、各种匝比比率器的研究,可以肯定这些比率器都采用了一种匝比工艺,再次强调一下,这个匝比工艺与变量器结构工艺不同。匝比工艺是由 n 股绝缘导线绞合成绳子般的导线,然后在铁芯上穿上 W 匝,组成 n 段等同的绕组,最后将 n 段绕组按序串联起来构成比率绕组。这个比率绕组具有空间分布均匀的特性,而且给出与匝数成正比的比率。这就是本书提出的“匝比工艺”。作者早已发现匝比工艺在传感器方面的应用,这正是本书所讨论的主要内容。

2.6 匝比比率器的比率测量

已知匝比比率器的特点是它的比率准确度几乎决定于它们绕组中匝数的比率。由于两个绕组的匝数是准确可数的,所以它们的匝数比应是准确已知的。匝比比率器的比率误差是由绕组内阻的不均匀性、铁芯磁导率不够大、绕组各段电位的不同及绕组的分布电容电导等诸多因素造成的。即使如此,匝比比率器的准确度仍然相当高。以感应分压器为例,在1 kHz下比率可准确到 1×10^{-8} ,在10 kHz下,比率可准确到 2×10^{-7} ,在100 kHz下可准确到 6×10^{-5} 。这些技术指标相对于其他阻抗式比率网络高1~2个数量级。可见对匝比比率器的比率测定方法应当重视并提出更高的要求。

对于不同结构的匝比比率器,比率测量方法是不尽相同的。例如单盘的匝比比率器可以采用绝对测定方法,而对多盘的匝比比率器就得采用互检法或相对检定法。又如对低频下的匝比比率器适用的自带参考绕组的自校法,在高频下的匝比比率器就不适用,除非采用全屏蔽等电位保护的自校法才能奏效。总之,不能局限于一种测量方法。

匝比比率器在结构上都具有共同的特点,即比率器是由电压或电流相同的多个分绕组串联或并联起来给出比率的。这些分绕组上的电压或电流因为采用了匝比工艺,而获得很好的一致性。从分压器的角度来说,这些分绕组被称为结构段,简称为段。由于这个特点,可以选择先测定段误差,然后计算比率误差的方法。这就是国际上通用的参考电势法,由于匝比比率绕组结构的多样性,即使是参考电势法也是多种多样的。

一个匝比比率器的特点可以概括如下:

1. 匝比比率器是在特定的电位梯度下工作的。
2. 匝比比率器是由段误差决定其比率误差的。
3. 匝比比率器的比率均可表达为比值 $D(D = \frac{U_m}{U_\lambda})$ 。匝比比率器的误差均可表达为 $D = \alpha + j\beta$, α 为实部,称为比差, β 为虚部,称为角差。匝比比率器误差的准确度等级应按 $\Delta D = \sqrt{\alpha^2 - (j\beta)^2}$ 的数值来评定。误差分布有明确的 S 曲线分布规律。
4. 匝比比率器都具有比率的频率特性、电压特性和温度特性。
5. 单盘比率器具有四端结构,而多盘比率器只具有三端结构。
6. 比率测定过程与电源电压无关。

光靠一种绝对测定比率的方法是不能满足匝比比率器的技术要求的,这是作者与别人有重大分歧之处。针对多种匝比比率器和不同的技术要求,作者自1965年以来先后研究和提出了几种绝对测量匝比的方法:

1. 建立中国 IVD 标准的两向梯度参考电势法(即用反向梯度改正容性误差的方法);
2. 建立多盘标准 IVD 的全面自校法,即两盘全部组合示值的绝对检定方法;
3. 建立多盘感应分压器相对和绝对结合的互检法,即两台 IVD 各自用第二盘示值作为参考电势,相互检定其比率的方法;
4. 建立超音频 IVD 标准的全屏蔽等电位保护自校法,即被检 IVD 及参考绕组同步保护的自校法;
5. 两台 IVD 的相对检定法,即 JJG 244《感应分压器检定规程》中的相对检定法。

综合这些比率测定方法,确实保证了中国 IVD 标准一直超过国际水平,并得到进一步发展。

为了评定比率绝对和相对测量的水平及可靠性,通常只能通过误差分析和误差分布的真实情况来判断,然后再通过不同方法之间、不同国家之间的比对数据来分析。

从数据的大小可以判断检定结果的偏离程度;从误差分布的实际情况可以看出检定方法的系统误差;从误差分布的合理性,可以判定检定结果的可信程度。

以感应分压器为例,感应分压器的比率的绝对测量是匝比比率器的核心问题。以单盘十进制的比率器为例,如图2-15,有被检定分压器 F_x 、参考分压器 F_s 、屏蔽保护分压器 F_g ,这三个分压器接于同一电源上,电源电压为 U_A 。被检定分压器有十个段,从0~1.0的十个抽头。

十个抽头分别给出线性的比率0、0.1、0.2、…、1.0。 F_x 有十个段,每段电压近似为 $E = \frac{U_A}{10}$ 。如每段电压 E_i 相对于 E_i 的平均值 E_0 相差 δ_i 时,有 $E_i = E_0 + \delta_i$,此时 δ_i 可称为段误差。通过段误差的测量可以弄清 δ_i 的数值,再通过线性叠加原理可以得出每个抽头上的比率 D_i ,即

$$D_i = \sum \delta_i \quad (2-25)$$

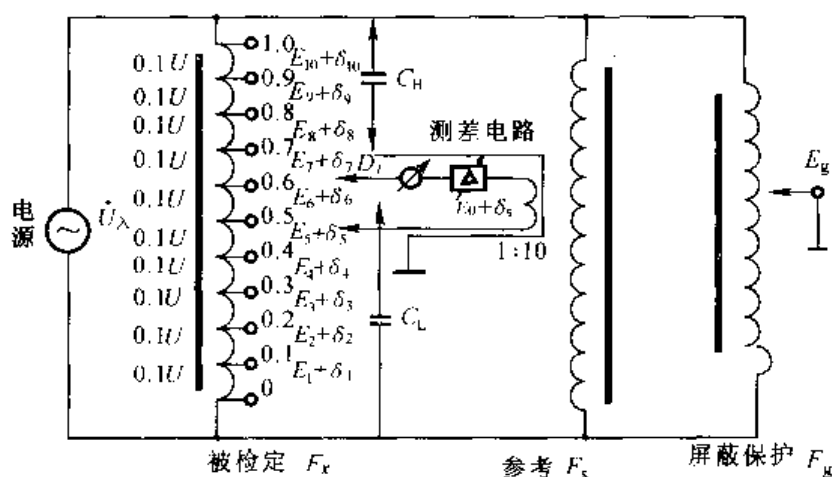


图2-15 用参考电势法检定IVD的电路图

式(2-25)表示所求的比率 D_i 与段误差的关系,也就是前面所提到的通过段误差的测量来测定比率误差的依据。这是感应分压器比率测量的一个基本概念。问题在于如何去测出 δ_i 。一个简单的方法是通过一个1:10的参考绕组 F_s 提供一个参考电压 E_s 与 E_i 相比较。如果定义 δ_s 为参考电势相对于 E_0 的偏差,则有

$$E_s = E_0 + \delta_s \quad (2-26)$$

从式(2-26)中可知 δ_s 可称为参考电势误差。

在参考绕组通过测差支路 $\Delta_i = (\alpha + j\beta)_i$ 与 F_s 的一段对接时,构成一个电位补偿回路。 E_i 的电位与 E_s 的电位之间有一个差值,此差值由 Δ_i 补偿。于是有下列关系:

$$\begin{aligned} E_i - E_s &= \Delta_i \\ \delta_i - \delta_s &= \Delta_i \end{aligned} \quad (2-27)$$

式(2-27)表示在一段的补偿回路中,段误差 δ_i 与参考电势 δ_s 之间的关系。如果弄清 δ_s ,

的数值, δ_i 就可以按下式求得:

$$\delta_i = \Delta_i + \delta_s$$

问题在于为何求出 δ_s 。 δ_s 是参考分压器提供的, 应当只有一个数值, 是否是常数还不得而知。至于 δ_i 则有 10 个数值, 它是 F_x 的各段的误差, 是待测数值。因为 F_x 是分压器, 它将 0 到 1 抽头之间的电压 U 进行分压, 0 抽头和 1 抽头是不存在误差的, 即 $\sum_{i=1}^{10} \delta_i = 0$, 这是分压器误差分布特点之一。

现在假定 $\delta_s = \text{常数}$ 及 $\sum_{i=1}^{10} \delta_i = 0$, 便可对 F_x 的各段进行比较, 得到下列的回路方程:

$$\begin{aligned}\delta_1 - \delta_s &= \Delta_1 \\ \delta_2 - \delta_s &= \Delta_2 \\ &\vdots \\ \delta_{10} - \delta_s &= \Delta_{10}\end{aligned}$$

将这 10 个回路方程叠加起来, 得

$$\sum_{i=1}^{10} \delta_i - 10\delta_s = \sum_{i=1}^{10} \Delta_i$$

由此得

$$\delta_s = -\frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} \Delta_i \quad (2-28)$$

式(2-28)说明, δ_s 是一个已知值, 因为 Δ_i 是从测差电路读出的, 是已知值。

把式(2-28)代入式(2-27), 使得

$$\delta_i = \Delta_i - \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} \Delta_i \quad (2-29)$$

式(2-29)说明 δ_i 已求得, 因为 Δ_i 值已知与 δ_s 数值无关。于是进一步按式(2-25)求出 D_i 。当 D_i 已知时, F_x 的比率就被绝对地检定。这里补充一点, 就是绝对检定的概念: 计量学的量值传递是从高级标准传递到下一级标准, 但感应分压没有上一级标准时, 可以通过与上一级标准无关的其他手段进行比率测量, 因为参考电势并非上一级标准, 何况在检定过程中 δ_s 已被排除在外; 这样一种设有通过更高一级标准进行确定标准的手段和措施, 称之为绝对检定。当有了标准以后便可以作比较检定。这样依靠已有标准进行量值传递的方法, 称为相对检定。采用匝比工艺的比率仪器都包括段绕组, 所以可以作绝对检定, 这是匝比比率仪器的一个大特点。我们通过上述的感应分压器的绝对检定过程可以看出这个特点, 也看出参考电势法检定感应分压器的特点。作者提出, 在用参数电势法绝对检定感应分压器的比率的过程中, 暴露出一些问题。在作段电势补偿过程中, 被测段的位置不同, 它们处于从 0 到 1 的电位梯度场中, 参考电势在补偿回路中也因电位梯度的存在而不能保证恒定, 这从分布电容的作用可以看出。普通参考电势法的缺点恰巧就在于此。第一个缺点是分布电容客观存在, 在段电压比对过程中引入影响, 而且是与电位梯度有关的。第二个缺点是参考电势不恒定, 上述的参考电势法在逻辑上出现问题。从式(2-28)可见, 如果参数电势不恒定, δ_s 的表达式就不能成

立,更不能得到式(2-29)的检定结果。也就是说,普通参考电势法是不能成立的。

由图2-15可见,在测量回路与被测段的连接抽头上存在着分布电容 C_{11} 和 C_{12} 。这两个分布电容的端电压是随着电位梯度变化的,电容值本身却是常数。在参考法检定过程中,电容泄漏引起的误差可以作如下分析。

为简单起见,以 C_0 代表分布电容,在段平衡过程中,由 C_0 引起的附加压降会引起正向容性泄漏误差:

$$\delta'_{c_i} = C_0 z_i \omega (1 - 2D) U_A \quad (2-30)$$

式中: D ——分压系数;

C_0 ——分布电容;

z_i ——分压器的输出阻抗;

ω ——工作频率。

从式(2-30)可见, δ_{c_i} 曲线是通过0.5抽头的一根斜线,而且容性泄漏误差 δ_c 随着 ω 和 U 的增大而增大。这是不能忽视的误差源。从国内外采用参考电势法检定的结果证明参考电势法测量比率的准确度在1 kHz下只能达到 $(3 \sim 5) \times 10^{-8}$ 的水平。究其原因,主要是受容性泄漏的影响。

要提高参考电势法的水平。可以引入改正值去提高段电压的测定准确度。至于如何改正,确实有大学问,必须认真研究。

关于这个问题作者是这样考虑的:从匝比工艺来研究,如果不存在分布电容的影响,比率器各段电压与参考电压分析比较,误差 δ_i 几乎等同,对称分布;但当有分布电容影响时,因受式(2-30)的影响,各段的误差就不能对称分布,如图2-16。图中可见,当 $\delta_c \neq 0$ 时, δ_{10} 与 δ_1 偏离一个数值 Δ' , 而且成线性。在0.5点 $\delta_c = 0$, 与 $\delta_c = 0$ 时的 δ_s 数值相同,即 $\delta'_s = \delta_s$ 。这个偏差 Δ' 随 ω 和 U_A 增大而增大,证明是由 δ_c 规律所决定的。假如从 δ'_1 和 δ'_{10} 取一个平均值,则 $\frac{1}{2}(\delta'_1 + \delta'_{10}) = \delta'_s = \delta_s$ 。从 δ_1 和 δ_{10} 取平均值来改正似有可能,但理论根据不充分。作者进一步研究在反向梯度场下,同一个分压器段误差分布情况,发现了如图2-16(c)的段误差分布。因为在反电位分布场下,容性泄漏表达式为

$$\delta''_c = -\delta'_c = -(1 - 2D) \omega C_0 \delta_i U_A \quad (2-31)$$

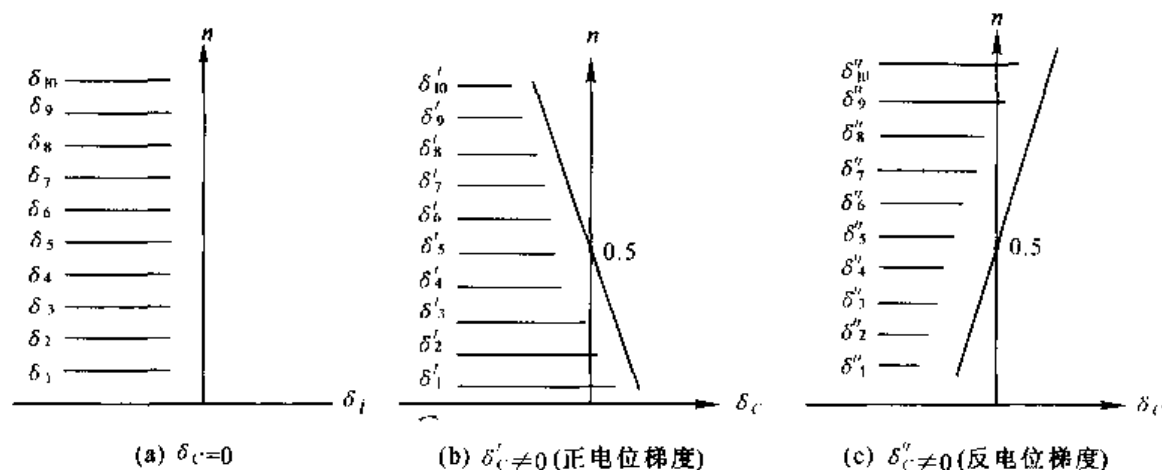


图2-16 段误差分布情况

在反向电位梯度下, F_x 的段的序号没有改变, 检定次序依然从 0 以 1.0。但是由于电容的高端和低端的电位发生了变化, 容性泄漏曲线如式(2-31)所示, 它与式(2-30)符号相反, 其曲线对称分布于 y 轴。特别值得注意的是两条曲线有交点(0.5), 正如一把剪刀的两股。如把图 2-16 的(b)和(c)全并到一个坐标图上, 使得得到图 2-17 的曲线。 δ' 代表在正向电位梯度下的容性泄漏误差; δ'' 代表在反向梯度下的容性泄漏误差。这两条曲线在 0.5 点重合, 不论 ω 与 U_A 为何值。这是一个重要的发现。若直接把 δ'_c 与 δ''_c 相加, 可以看出其 $\oplus$ 值与 $\ominus$ 值是可以抵消的, $\delta'_c + \delta''_c$ 的影响便可以消除。如果深入一步考虑, F_x 在正向梯度下检定获图 2-16(b)的数据, 此时 $\delta'_{10} < \delta'_1$, 有明显的差值。如果保持 F_x 的电位梯度如前, 用反向梯度下容性泄漏反向的特点来改正 F 在正向梯度下的容性泄漏, 是完全有依据的。因为在反向梯度场下 $\delta'_{10} > \delta''_1$, 改正值的大小不必去计算, 因为它已包括在 δ'_c 和 δ''_c 当中。在不同电位梯度下已知 $\delta'_c = -\delta''_c$, 以 $-\delta''_c$ 去改正 δ'_c 当然是科学的。

正向梯度下: $\delta'_c = \delta_i - \delta'_c$

反向梯度下: $\delta''_i = \delta_i + \delta''_c$

$$\frac{1}{2}(\delta'_i + \delta''_i) = \delta_i \quad (2-32)$$

所以取图 2-16 中(b)和(c)所示的段误差 $\delta'_i + \delta''_i$ 的平均值便可得到正确的检定结果。

在正向电位梯度下用参考电势法检定 F_x , 然后在反向电位梯度下用参考电势法检定 F_x , 把两向平衡下取得的段误差取平均值, 便可获正确的检定结果。当容性误差被消除以后, 参考电势的误差自然能保持恒定, 参考电势法才有可能成立。

关于感应分压器比率误差检定结果是否可信问题, 也是一个大问题。直到目前, 几十年来国内外的资料都没能解决此问题, 其原因是检定结果大多违反了感应分压器的基本误差分布规律。

一个基本结构的感应分压器的误差分布规律为对称分布规律, 而且 $\sum_{i=1}^{10} \delta_i = 0$, $\sum_{i=1}^5 \delta_i = -\sum_{i=6}^{10} \delta_i$ 。国外称之为 S 曲线误差分布, 见图 2-18。

感应分压器的误差表达式如下:

$$\Delta D = \frac{K(N-K)(N-2K)}{12}(r+j\omega)(G+jC\omega) \quad (2-33)$$

$$\Delta D = \alpha + j\beta$$

ΔD 呈 S 曲线形状, 0 点, 0.5 点和 1.0 点误差为零, 无论 α 或 β 来说, 正误差的个数和负误差的个数相等, 误差的最大值出现在 0.25 或 0.75 之间。这样一条误差曲线在音频范围反复验证都是正确的, 然而国内外许多比对结果都违反了 S 曲线的基本规律, 甚至全为正值或全为负值, 这种结果只能是测量方法出现了系统误差。作者认为比率测量方法的评定至关重要, 但

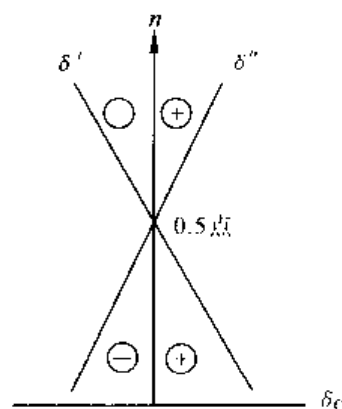


图 2-17 在正向梯度与反向梯度下的段误差的 X 分布

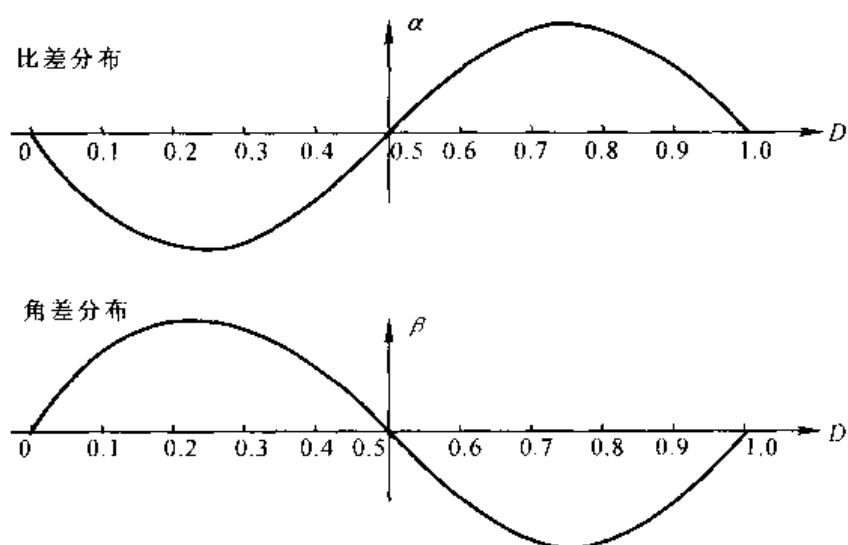


图 2-18 感应分压器的误差分布(S 曲线)

必须不违背误差分布规律为前提。

下面给出几种作者提出的比率测量方法和数据,以便全面分析。

2.6.1 两向梯度平衡参考电势法

1967 年检定中国计量科学研究院标准八位感应分压器第一盘的过程如下:

在 25 V, 1 kHz 下进行。把正向梯度下检定数据和反向梯度下检定数据分别记录并计算。用两向梯度下检定数据的平均值作为最后的检定值。即是正向梯度检定结果的容性泄漏误差已被反向梯度下的容性泄漏误差自动改正后的结果。见表 2-1。

表 2-1 用两向梯度平衡参考电势法检定单盘比差的记录

抽头	正向梯度检定 $\times 10^{-9}$			反向梯度检定 $\times 10^{-9}$			检定结果 $\Delta D \times 10^{-9}$
	Δ_i	δ_i	ΔD_i	Δ'_i	δ'_i	$\Delta D'_i$	
1	-136	-11.1	-11.1	-136	-10.3	-10.3	-10.7
2	-123	+1.9	-9.2	-124	+1.7	-8.6	-8.9
3	-123	+1.9	-7.3	-124	+1.7	-6.9	-7.1
4	-123	+1.9	-5.4	-124	+1.7	-5.2	-5.3
5	-116	+8.9	-3.5	-127	+8.7	+3.5	0
6	-125	-0.1	+3.4	-126	-0.3	+3.2	+3.3
7	-119	+5.9	+9.3	-119	+6.7	+9.9	+9.6
8	-124	+0.9	+10.2	-125	+0.7	+10.6	+10.4
9	-127	-2.1	+8.1	-128	-2.3	+8.3	+8.2
10	-133	-8.1	0	-134	-8.3	0	0

从表 2-1 的数据可以看出该盘误差分布完全符合 S 曲线分布。从段误差分布也看出 X 形分布曲线。在 0 点、0.5 点和 1.0 点数据为零,在 0.5 点以下有五个负号数据,在 0.5 点以上

有五个正号数据,而且对称分布。在0.3点和0.7点的数据差值为 2.5×10^{-9} 。均在两向梯度平衡参考电势法的允许误差 3×10^{-9} 的范围内,因此可以评定两向梯度平衡参考电势法是正确的。

下面给出1965年美国与加拿大在400和1000 Hz下感应分压器的国际比对结果(W. C. SZE, A. F. DUNN, T. L. ZAPF; IEEE. T. on IM. Vol 1M-14, No. 3, 1965),见表2-2和表2-3。

表2-2 在400 Hz下IVD美加国际比对数据(第一盘)

示值	NBS - W		NBS - B		NRC	
	$D_{\alpha} \times 10^{-6}$	$D_{\beta} \times 10^{-6}$	$D_{\alpha} \times 10^{-6}$	$D_{\beta} \times 10^{-6}$	$D_{\alpha} \times 10^{-6}$	$D_{\beta} \times 10^{-6}$
0. X	0.00	0.0	+0.03	0.00	+0.01	+0.02
0.9	+0.09	-0.9	+0.11	-0.54	+0.04	-0.59
0.8	+0.12	-1.6	+0.15	-0.48	+0.07	-0.63
0.7	0.00	-0.7	+0.12	+0.14	+0.05	+0.09
0.6	0.00	0.0	+0.11	+1.02	+0.09	+0.89
0.5	+0.08	+1.5	+0.12	+2.0	+0.14	+1.91
0.4	+0.04	+2.4	+0.08	+2.8	+0.16	+2.77
0.3	-0.07	+3.3	-0.06	+3.3	+0.06	+3.23
0.2	-0.05	+3.2	0.00	+3.2	+0.12	+3.16
0.1	-0.05	+2.1	-0.04	+2.2	+0.04	+2.10

注:NBS - W为美国计量机构华盛顿总部;NBS - B为美国计量机构的分院;NRC为加拿大计量机构。

D_{α} 是感应分压器的比差,即比率的实部误差。 D_{β} 是感应分压器的角差,即比率的虚部误差。

表2-3 在1000 Hz下IVD美加国际比对数据(第一盘)

示值	NBS - W		NBS - B		NRC	
	$D_{\alpha} \times 10^{-6}$	$D_{\beta} \times 10^{-6}$	$D_{\alpha} \times 10^{-6}$	$D_{\beta} \times 10^{-6}$	$D_{\alpha} \times 10^{-6}$	$D_{\beta} \times 10^{-6}$
0. X	+0.02	0.0	+0.01	-0.01	-0.04	-0.06
0.9	+0.14	-1.8	+0.06	-0.54	+0.07	-0.93
0.8	+0.19	-1.6	+0.10	-0.16	+0.11	-0.97
0.7	+0.08	-2.4	+0.05	+1.26	+0.08	+0.37
0.6	+0.03	+1.2	-0.01	+3.42	+0.03	+2.48
0.5	+0.00	+4.0	-0.06	+6.0	+0.02	+4.90
0.4	-0.10	+6.8	-0.13	+8.0	-0.63	+7.00
0.3	-0.26	+8.1	-0.32	+9.0	-0.19	+8.14
0.2	-0.18	+8.0	-0.20	+8.4	-0.10	+7.85
0.1	-0.13	+5.4	-0.18	+5.4	-0.11	+5.25

作者认为NRC在400 Hz下的 D_{α} 检定数据有问题,因为 D_{α} 有相同的正号,这意味着违反S曲线的误差分布,在检定方法中有明显的系统误差。在表2-3中,就0.3点的数据而言

NBS-B 与 NRC 的 D_0 值相差 1.3×10^{-7} 。

从表 2-1 和表 2-2, 表 2-3 数据分析, 表 2-1 的数据是从中国的磁屏蔽及复合绕组结构 IVD 上取得, 而表 2-2 和表 2-3 的数据是从美国的单铁芯结构 IVD 上取得, 两者的比率准确度相差甚远。中国 IVD 准确度为 1×10^{-8} , 而美国 IVD 准确度为 3.2×10^{-7} , 相差十多倍。这个事实证明了磁屏蔽及复合绕组的工艺是超过单铁芯的结构工艺, 也证明了两向梯度平衡参考电势法的可靠性。

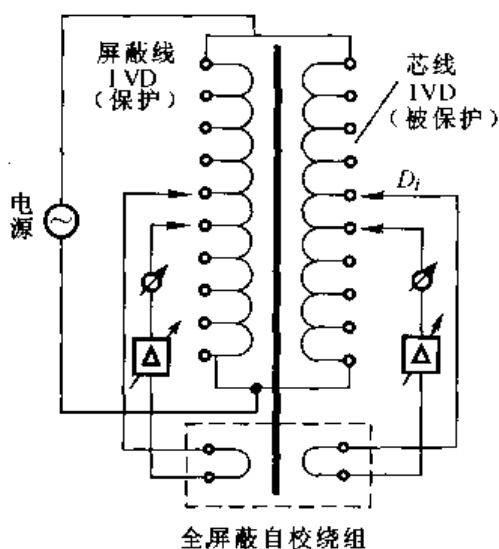


图 2-19 全屏蔽自校法示意图

2.6.2 全屏蔽及等电位保护自校法

全屏蔽及等电位保护自校法是一种高频 IVD 的比率自校法, 由作者提出。所谓自校法就是在被校验的 IVD 上附加一个段绕组。因为段绕组的电压是电源电压的 $1/10$, 而且与其他段电压相近, 所以利用它作为参考电势, 就可以按参考电势法检定的程序和逻辑把 IVD 的比率作绝对的检定。但是简单的自校法是不能获得高的检定准确度的, 作者对此提出用全屏蔽和等电位保护的自校绕组, 对全屏蔽结构的 IVD 进行绝对检定, 便实现了高准确度的、和宽频带适用的高频自校法。如图 2-19 所示。自校绕组实际上是全屏蔽 IVD 的一段, 它也具有芯线参考绕组和屏蔽线参考绕组。芯线参考绕组提供 $1/10(U)$ 的参考电压, 与被校 IVD 各段对接, 用参考电势法获得段平衡方程, 求出各段的误差, 最后求出比率误差。

这个程序与前述的参考电势法的方法相同, 关键在于自校绕组顺序与各段平衡的同时, 屏蔽的参考绕组的顺序与各段的相应的屏蔽线绕组对接。这样自校绕组在任一电位梯度下, 参考绕组都得到等电位保护, 大大减小了分布电容的影响, 即使达 100 kHz 也可以得到合理的检定结果。下面给出一个测试实例, 见表 2-4。测量对象是作者建立的全屏蔽等电位保护 IVD。

表 2-4 用全屏蔽自校法检定 IVD 数字例 (10 V 、 50 及 100 kHz)

抽头	50 kHz		100 kHz	
	$\alpha \times 10^{-6}$	$\beta \times 10^{-6}$	$\alpha \times 10^{-6}$	$\beta \times 10^{-6}$
0.1	-1.84	-2.12	-8.12	-4.18
0.2	-2.48	-2.94	-7.64	-6.26
0.3	-2.22	-2.66	-3.36	-6.24
0.4	-1.36	-1.98	+2.72	-5.32
0.5	-0.70	-0.50	+7.10	-3.20
0.6	+0.06	+0.98	+10.98	-0.48
0.7	+1.52	+1.86	+14.86	+1.54
0.8	+2.68	+2.14	+16.74	+2.66
0.9	+1.84	+2.02	+11.02	+3.08
1.0	0	0	0	0

从表2-4的检定结果分析, α 完全符合S曲线的误差分布, β 也有正有负, 但它是与 α 同相位的, 这归咎于屏蔽 IVD 对芯线 IVD 的反射阻抗, 因为反射阻抗与原边阻抗是反相的。关于 α 与 β 同相的原因, 应当进一步研究, 但这对于分压器准确度的评定是没有影响的。因为 $\Delta D = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$, β 即使变了号也不会影响 ΔD 数值。在 50 ~ 100 kHz 上获得这样的检定结果是很不容易的。在这里引入 1979 年法国国际计量局在 METROLOGIA 杂志上发表的感应分压器在 10 kHz ~ 100 kHz 的国际比对数据 [METROLOGIA 15, 69 - 75 (1979)], 这个比对是由德国 K. Gohmann 和英国 T. L. Zapf 发表的], 见表 2-5 和表 2-6。

表 2-5 德国和英国 No. 1 分压器在 100 kHz 的国际比对

抽头	NBS		PTB II	
	$\alpha \times 10^{-6}$	$\beta \times 10^{-6}$	$\alpha \times 10^{-6}$	$\beta \times 10^{-6}$
0.1	-0.17	-0.03	-0.21	0.02
0.2	-0.36	-0.04	-0.40	0.05
0.3	-0.51	-0.05	-0.54	0.06
0.4	-0.51	-0.03	-0.50	0.09
0.5	-0.51	-0.05	-0.46	0.05
0.6	-0.34	-0.08	-0.27	-0.00
0.7	-0.23	-0.13	-0.19	-0.05
0.8	-0.08	-0.11	-0.05	-0.05
0.9	-0.07	-0.09	-0.07	-0.05
1.0	—	—	—	—

表 2-6 德国和英国 No. 1 分压器在 50 kHz 下的比对

抽头	NBS		PTB II	
	$\alpha \times 10^{-6}$	$\beta \times 10^{-6}$	$\alpha \times 10^{-6}$	$\beta \times 10^{-6}$
0.1	-0.21	0.01	-0.24	0.10
0.2	-0.038	0.03	-0.41	0.20
0.3	-0.48	0.01	-0.51	0.21
0.4	-0.44	-0.01	-0.44	0.16
0.5	-0.38	-0.08	-0.37	0.02
0.6	-0.23	-0.13	-0.19	-0.10
0.7	-0.15	-0.17	-0.12	-0.22
0.8	-0.03	-0.15	-0.01	-0.22
0.9	-0.04	-0.11	-0.03	-0.17
1.0	—	—	—	—

注: PTB 为德国计量机构。

从表 2-5 及表 2-6 的数据来分析, 全部 α 的误差分布均同号, 与 S 曲线的分布不相符, 这就违反了分压器的基本误差规律。表 2-5 中 NBS 的 α 与 β 的数据是同相, 而 PTB 的 β 误差却符合 S 曲线的分布。从数据同号的角度来分析, 德国与英国所采用的方法都存在着系统误差。

深入一步把国外 IVD 比对数据与作者给出的数据进行多方面比较,可以相信中国的检定方法更为可信。

由此可见,选择准确简便的比率测量方法要十分慎重,应自主地进行研究。

2.6.3 感应分压器的相对检定方法

选择适当的、先进的比率绝对测定方法,建立标准的感应分压器,作为比率传递的相对标准,用直接比较的方法把比率的量值传递到下一级的比率器中去。

相对比对的方法是直观可行的方法。图 2-20 为一台感应分压器相对检定装置,在这个装置中包括标准多盘感应分压器 F_s 、指零仪、测差补偿器、等电位保护支路及电源。

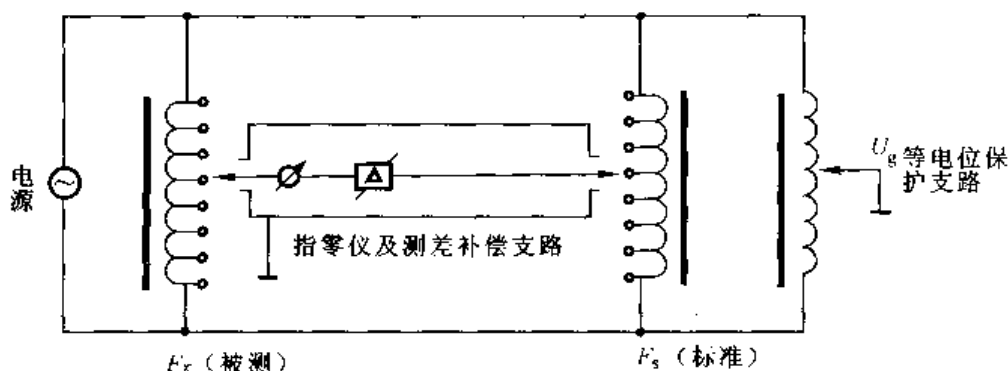


图 2-20 感应比率器相对检定装置

在装置中关键器件是测差补偿器和屏蔽保护支路。测差补偿支路是一个四象限电压补偿器,其结构电路如图 2-21 所示。

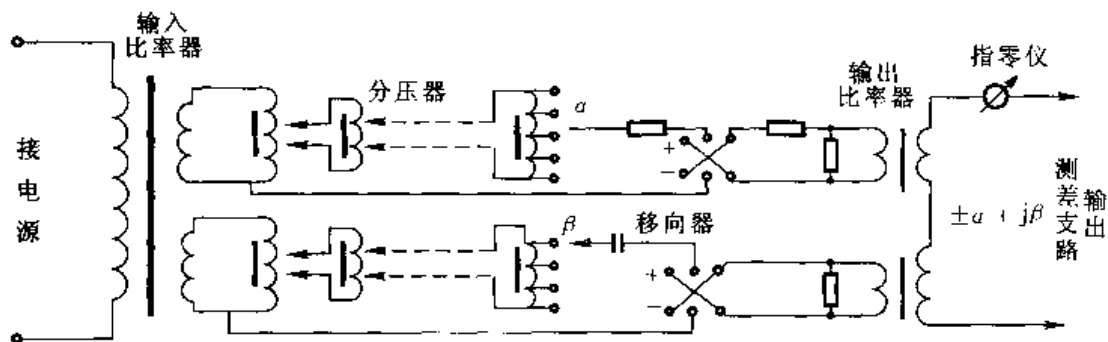


图 2-21 测差补偿器电路原理图

在比率测量装置中有电位梯度存在,所以无论测量那一个抽头的比率,都要使测差支路的屏蔽电位与相关梯度点的电位一致。一个有效的技术措施就是使用多位的屏蔽电位器,并在任何时刻都应同步调节。

在 JJG 244—1981《感应分压器检定规程》中有详细的指南,这里就不重复了。

2.6.4 多位 IVD 的相互绝对检定法

多位感应分压器的检定,原则上是用已知标准作相对检定。作者曾提出一个多位 IVD 相互绝对检定的原理,以便快速建立计量标准。

从多位感应分压器的结构来研究,大多数都是把多个十进盘级联而成,如图 2-22。

级联方式有几种,例如图2-22所示为并联方式,除此以外也有串联方式。不管什么样的级联方式,多位感应分压器的第Ⅱ盘必须与第一盘的一段相复盖,也就是说第Ⅱ盘的总电压必定等于第Ⅰ盘的一段的电压,根据这个原则,作者提出用第Ⅱ盘的总电压作为参考电压,便可以更可靠地替代一般参考法的外接参考绕组,只要把第Ⅱ盘的抽头开关从零位转到1.0位,参考电压 $\frac{U_A}{10}$ 便可以串

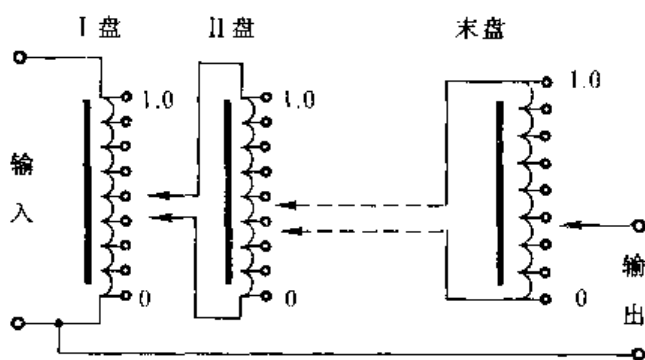


图2-22 多位IVD的级联方式

入电路中,当把抽头放到0位时,参考电压 $\frac{U_A}{10}$ 便可自动除去。运用多位分压器自动地给出参考电压的做法,也是一个技术创新。

假设有两台多位感应分压器放在跟前,搞不清它们的技术指标,但按照作者提出的两个感应分压器各自利用其自身所带的参考电压,可以相互地绝对地检定它们各自的比率。方法如下,图2-23有A、B两台多位感应分压器,A、B分压器输入端并联于同一电源,输出端接有指零仪及测差补偿器。

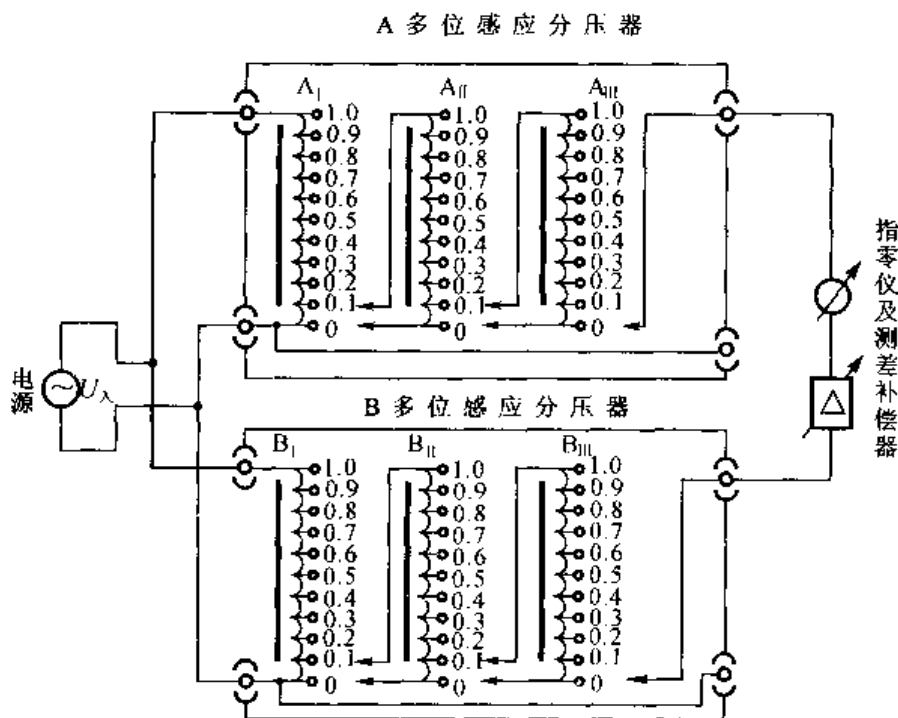


图2-23 A、B分压器互相绝对检定原理图

A与B处于相对检定的状态。通常相对检定是在同序抽头点进行,这样的同序号抽头的比较称为零平衡。然而当以B的后盘电压作为参考电压检定A时,在段电压的比较电路中多了一个 B_{II} 的电压 $(U_s)_{B_{II}}$,电路便不能平衡,如果把 A_I 的电位升高一段,而 B_I 的电位不变,则电路便能平衡,也就是说获得段平衡。下面给出零平衡和段平衡的表达式。

零平衡: $U_{A_{i-1}} - U_{B_{i-1}} = \Delta_0$

段平衡: $U_{A_i} - [U_{B_{i-1}} + (U_s)_{B_{II}}] = \Delta_s$

段平衡减去零平衡的差值为 Δ'

$$U_{A_i} - U_{A_{i-1}} - U_s = \Delta_s - \Delta_0 = \Delta' \quad (2-34)$$

式中: Δ_s ——段平衡时补偿器读数;

Δ_0 ——零平衡时补偿器读数;

式(2-34)显然是 A_i 中的一段电压 U_{A_i} 与参考电压 U_s 的比对关系,进一步得

$$[E_0 + \delta_i]_A - [E_0 + \delta_s] = \Delta'$$

式中: δ_s ——参考电势相对于 E_0 的差值。

δ_i ——被检 IVD 的段误差。

$$\delta_{i_A} - \delta_s = \Delta' \quad (2-35)$$

因为 $\sum_{i=1}^{10} \delta_{i_A} = 0$ 。并且 $\delta_s = \text{常数}$, 从十个平衡方程得到

$$\delta_s = -\frac{\sum \Delta'}{10}$$

把 δ_s 代入式(2-35) 使得 $\delta_{i_A} = \Delta' - \frac{\sum \Delta'}{10}$

从 δ_{i_A} 可以求出 A 分压器的第一盘的 $\Delta D_A = \sum \delta_{i_A}$ 。

以上是以 B 分压器对 A 分压器绝对检定结果,同样,可以 A 分压器的 A_{II} 盘作参考电压,检定 B 分压器的 B_I 盘。这样一来, A_I 和 B_I 都得到绝对检定。具体的实施方法如下:

第一步,以 B_{II} 为参考,检定 A_I 的各段。为此要作两次平衡,即段平衡及零平衡。从段平衡时补偿器的读数减去零平衡时补偿器的读数,这个读数误差值便相当于用参考法检定 A_I 时的段误差,从段误差便可求出 A_I 的比率误差。

第二步,以 A_{II} 为参考,检定 B_I 的各段。同样作两次平衡,即段平衡及零平衡。从段平衡时补偿器的读数减去零平衡时补偿器的读数,这个读数差值便相当于用参考法检定 B_I 各段的段误差,从 B_I 的段误差便可求出 B_I 的比率误差。

完成这两步以后, A_I 和 B_I 的比率便已获得,并可确定谁高谁低。

第三步,从测定数据中求出 $A_I - B_I$ 的差值,根据相对检定法的概念, $A_I - B_I$ 即是互检法中零平衡的结果。将此结果与第一步或第二步的零平衡数值相比较,从它们的偏离数字可以看出互检法的系统误差。至此 A、B 分压器的第一盘都已得到绝对检定,而且可以从数据中确定谁的技术等级较高,同时还可以弄清此次绝对测定时的系统误差。由此可见,这种绝对检定方法不仅适用于多盘感应分压器,可以弄清绝对检定过程的可信度,这当然是技术进步。作者的经验,这个方法适用于并级级联分压器和串级级联分压器,且适用于高频比率器比率的绝对检定,是一个国外尚未出现的新方法,值得推广使用。

2.7 小 结

从比率计量成果中提炼出匝比比率器的结构特点、比率工艺和比率测定方法。

在众多的比率器件的结构原理中,匝比工艺显得特别突出。即采用 n 股绝缘线绞合成电缆,在铁芯上穿上 W 匝构成 nW 匝的比率器件,具有特殊良好的技术指标。作者称这种 nW 匝的比率器件结构工艺为“匝比工艺”,以便与一般变量器(变压器)的单根线逐匝的绕线工艺相区别。进一步把它推广,可应用到传感器领域,改进螺管式差动位移传感器,改进电容传感器的测量电路,并创建新型传感器。

在本章中作者提出了多种比率绝对测定方法,其目的在于提出一些研究方向,并更有效地保持匝比技术的先进性。

在第一章中阐明了一系列比率网络的研究成果,其中许多比率网络为增量比率网络,全息比率网络等成果的线性度的衰减准确度都要通过匝比技术去测量和评定。

匝比技术,匝比工艺和匝比的精测方法是三位一体、相辅相成的技术整体,它奠定比率计量的基础。

第3章 测量位移的差动变压器的技术改进

测量位移的差动变压器在传感器中很常用,它的结构大多是由螺管式的线圈绕组与可动衔铁组成。从绕组结构来区分大致分为两绕组和三绕组两种,其目的在于提高输出线性和减小零位。作者提出用“匝比工艺”的绕组结构代替传统的螺管式绕组结构,可以进一步提高线性和降低零位。

3.1 现在的位移测量用的差动变压器

顾名思义,差动变压器是按变压器绕组工艺设计的测差传感器。在第2章中已经明确指出一般变压器的工艺,是把单根绝缘导线一匝挨着一匝从头绕到尾,绕组呈螺管形。这样的绕组中的每一匝的空间分布都不可能相似,特别是匝数多的绕组,必然要分层绕线。这样一来整个绕组中导线空间分布不均匀,而且匝数的统计也不够准确,电感量也不可能一致。为此,前人把差动变压器设计为图3-1(a)的样子。在线圈绕组骨架上有三个绕组,P为初级绕组,供电用。两个等同的次级绕组, S_I 、 S_{II} ,差动连接输出用。在骨架内有可动铁芯。

图3-1(b)为改进型 S_I 。为了简明起见,先就一个次级绕组和一个可动铁芯的场合来考虑,如图3-2所示。 S_I 或 S_{II} 线圈为螺管形,线圈的半径为 r ,线圈长度为 l ,可动铁芯的可动范围为 l_c 。

由于线圈磁力线泄漏,路径上磁阻变化,线圈电感量与可动铁芯的位置有关。

假定线圈内磁场强度是均匀的,而且 $l_c < l$,则螺管线圈的电感量与可动铁芯插入的深度 l_c 有下列关系:

$$L = \frac{4\pi^2 N^2}{l^2} [lr^2 + (\mu_m - 1)l_c r_c^2] \times 10^{-7}$$

式中: L ——电感量,H;

r ——线圈的平均半径,m;

r_c ——可动棒的半径;

l ——线圈的长度,m;

l_c ——可动铁芯的插入深度,m;

μ_m ——铁芯的有效磁导率。

这样一个螺管线圈的电感灵敏度为

$$\frac{dL}{dl_c} = \frac{4\pi^2 N^2}{l^2} (\mu_m - 1) r_c^2 \times 10^{-7}$$

这样一个螺管线圈的线性由于线圈内线匝绕制不均匀,磁场强度沿着轴向分布是不均匀的原因,输出特性是非线性的。假定它的输出特性为下列的非线性方程的形式:

$$y = b + a_1 x_1 + a_2 x_2^2 + a_3 x_3^3 + \dots$$

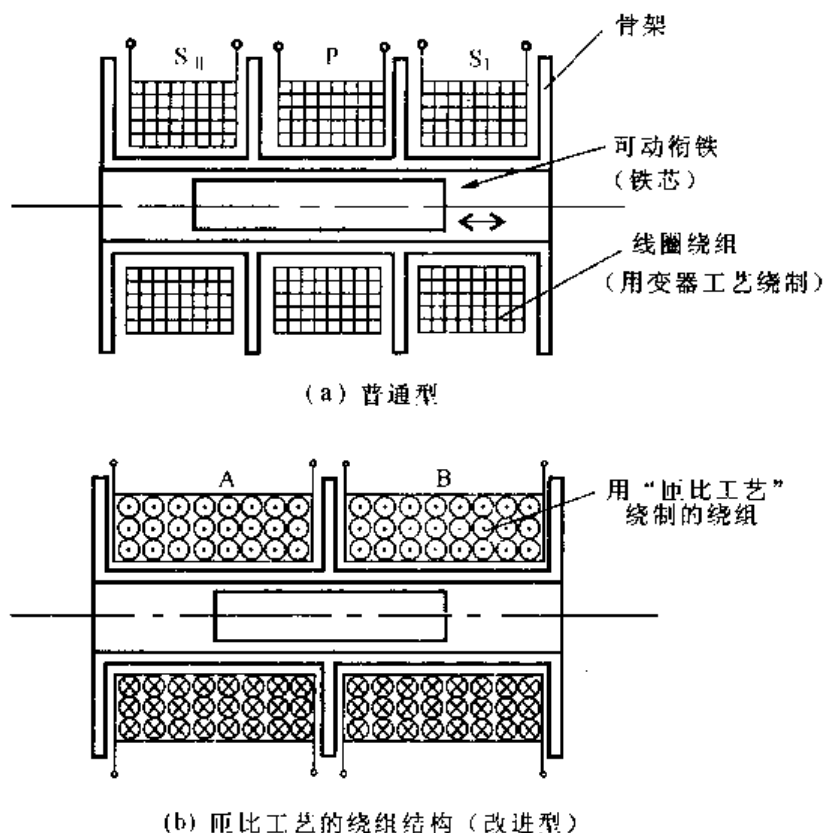


图 3-1 螺管型位移差动传感器

对于图 3-1(a) 中的 S_I 线圈有:

$$\Delta L_I = [L_I + a_1 L_I + a_2 L_I^2 + a_3 L_I^3 + \cdots] - L_0$$

对于图 3-1(b) 中的 S_{II} 线圈有:

$$-\Delta L_{II} = -[L_{II} + (a_1 L_I + a_2 L_I^2 + a_3 L_I^3 + \cdots)] + L_0$$

当线圈 S_I 和线圈 S_{II} 取差动连接时, 则在该线圈中的输出电感将是

$$\Delta L_I + \Delta L_{II} = L_I + L_{II}$$

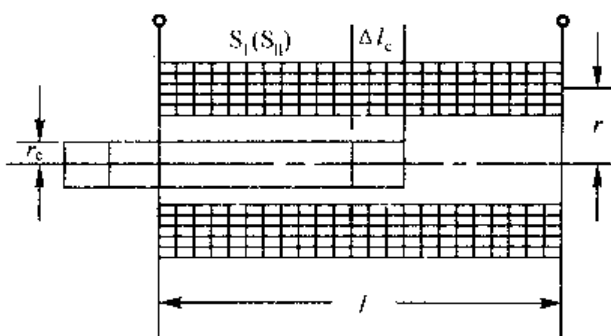


图 3-2 可动铁芯与线圈的电感变化关系

由此可见, 在输出绕组上的输出信号并不存在着非线性分量。如 $L_I = L_{II} = L$, 则输出仪器将与可动铁芯的插入深度成正比 (见图 3-2)。这就是前人把螺管式位移传感器设计为三段线圈绕组的缘故。线圈 P 与电源接通供给激励电流, 线圈 S_I 和 S_{II} 差动连接, 且 S_I 的匝数和 S_{II} 的匝数相等, 绕组结构也做到尽可能一致。这样在差动绕组输出的电信号可以是近似于线性的。事实上 S_I 和 S_{II} 的结构和匝数很难做到一致, 所以即使采用三绕组结构的差动传感器仍会出现非线性, 而且零位也不能抵消。从调查资料看来, 螺管型位移差动传感器的线性大多是在 1% 左右。

3.2 改进型位移变压器

作者在这里提出用变量器的匝比技术改进位移差动变压器的建议。

按图 3-1(b) 的结构, 在同样的骨架上, 建立两个匝比线圈绕组 A 和 B, 代替三绕组的线圈绕组; 用 n 股绝缘导线绞合成一根绞合线, 然后将绞合线在 A 上绕 W 圈; 最后把绞合线的段按序串联, 组成一个具有 $n+1$ 个抽头的分压比率绕组, 并把分压比率绕组分成两部分, 例如 A_1 和 A_2 , A_1 的匝数等于 A_2 。同样, 用匝比工艺建立具有 n 段和 $n+1$ 个抽头的 B 绕组, 并把 B 分为 B_1 和 B_2 两部分。最后把 A_1 和 B_1 串联成为激励绕组, 把 A_2 和 B_2 反接成为差动绕组, 如图 3-3 所示。

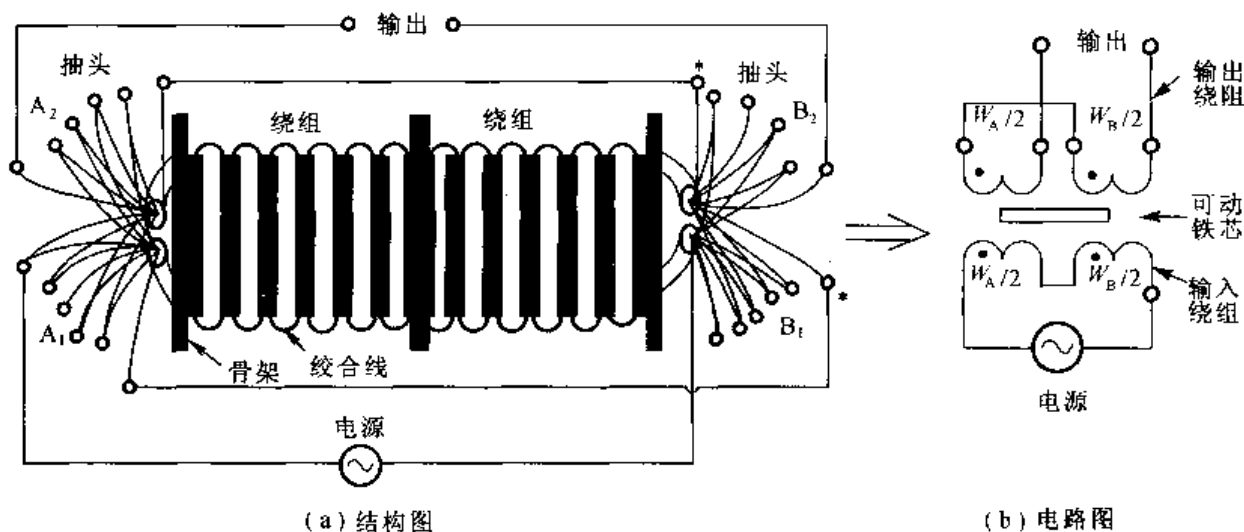


图 3-3 具有匝比工艺的位移差动变压器结构图

请注意图 3-3(b) 的电路图, 半个 A 绕组与半个 B 绕组差动连接, 构成输出回路, 而余下的半个 A 绕组与半个 B 绕组串联连接, 构成输入回路。每半个绕组都有等同的空间分布, 因为它们都由绞合线绕成的。在感应分压器的结构工艺中, 已证明用绞合导线绕成的线圈绕组每匝都有等同性, 所以无论可动铁芯处于什么位置, 它的磁通均匀性都近似。此时输出回路中的输出信号为

$$\Delta(L+M)_A + \Delta(L+M)_B = (\Delta L + \Delta M)_A + (\Delta L + \Delta M)_B$$

由于匝比工艺的保证, 有 $\Delta(L+M)_A \approx \Delta(L+M)_B$, 所以 $\Delta(L+M)_A + \Delta(L+M)_B = 2(\Delta L + \Delta M)_A = 2(\Delta L + \Delta M)_B$, 而 $(\Delta L + \Delta M)$ 却与可动铁芯的插入深度成正比, 于是从差动回路输出的信号与位移量成正比, 由于匝比工艺的保证它具有很好的线性。考虑到可动铁芯与骨架的配合问题, 如采取一些技术措施, 这种匝比工艺的位移差动变压器的线性度可高达 0.05%。下面给出一个实验证明。

3.3 实验模型

在一个长度为 70 mm, 外径为 $\phi 25$ mm 的骨架上, 用匝比工艺绕成 A、B 绕组。A 绕组的 nW 为 $10 \times 24 = 240$ 匝, 具有 24 段、10 个抽头。将此绕组分为两部分, 即 0 ~ 0.5 为一部分,

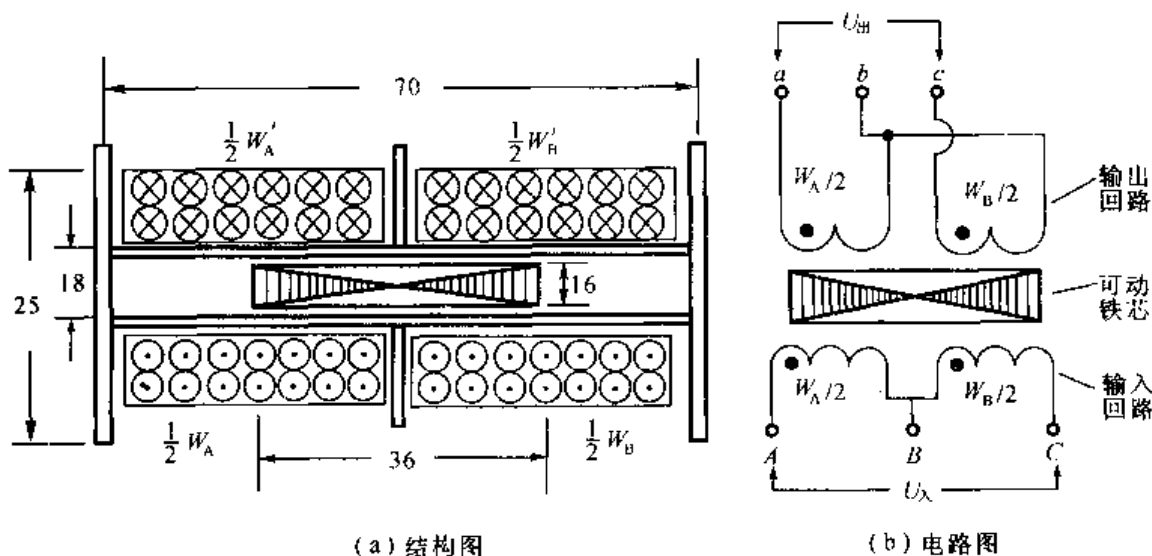


图 3-4 “匝比工艺”的位移差动传感器示意图

0.5~1.0 为另一部分。事实上这两部分是相等的,以 $\frac{1}{2}W_A$ 和 $\frac{1}{2}W'_A$ 表示。同样,将 B 绕组分成 $\frac{1}{2}W_B$ 和 $\frac{1}{2}W'_B$ 两个部分。如将 $\frac{1}{2}W_A + \frac{1}{2}W_B$ 串联起来,便得到图 3-4(b) 中的 A、B、C 为抽头的绕组,在 A、C 抽头供电,成为传感器的输入绕组。与此同时,将 $\frac{1}{2}W'_A$ 和 $\frac{1}{2}W'_B$ 反向串联,成为差动连接的绕组,即图 3-4(b) 中的 a、b、c 为抽头的输出绕组。

当在传感器的输入绕组的 A、C 端接上电源时,可在输出绕组 a、c 端接上相敏指零仪。当铁芯处于中央位置,指零仪的示值为零(作为零位)。当可动铁芯相应移动时,指零仪的指针位置反映出铁芯的运动方向和位移的数值。当可动铁芯向右移动时,指零仪的指针做出相应的指示,指出铁芯的移动方向和位移的大小。无论传统结构的位移差动传感器或是现在研究的位移差动传感器都有这种功能。现在要从实验中弄清下列问题:

- (1) 传感器的输出绕组的零位如何确定;
- (2) 传感器的指示表的零位与输出绕组的零位有何关系;
- (3) 正向输出和反向输出的对称性的差别;
- (4) 如何选择传感器线性度的标定方法。

作者采用变压器比率电桥确定输出绕组的零位。首先测定空芯绕组的零位,然而插入铁芯,参照绕组零位去调定铁芯的平衡位置,使指示表的输出零位 φ_0 与绕组零位一致。给定变压器比率臂电桥的比率 D 的一个增量 ΔD ,这时在指示表上产生一个对应的示值增量 φ_{Δ} 。如果给出一个 $-\Delta D$,则指示表上会产生一个对应的但是反方向偏转的量 φ_{Δ} 。从 $\varphi_{\Delta} - \varphi_0$ 及 $\varphi_{\Delta} + \varphi_0$ 的数值可以判断指示表的对称性。由于变压器比率臂的 D 值线性度是良好的,而且比率 D 是与两个臂的匝数比保持严格关系的,所以用它来分度匝比工艺的位移差动传感器的线性,应是一个崭新的好方法。最后采用长度计量的位移产生器,可以对传感器的技术指标综合评定。

现介绍一种用变压器比率臂电桥确定匝比绕组的零位的方法。如图 3-5 所示,FB 为变压器比率臂电桥的比率臂,是多位分压器,所以从它可以给出一系列准确的比率(D)。每盘有

十个比率 D , 从 $0.1 \sim 1.0$ 。每盘的倍乘值为 $\times 10^{-1}$ 、 $\times 10^{-2}$ 、 $\dots$, 余类推。当被测零位的差动输出绕组与变压器比率臂组成一个电桥电路时, 按下述步骤操作: 首先将可动铁芯抽出, 用比率臂调零位。这个零位通常在 $D \approx 0.5$, 因为 $\frac{1}{2}W'_A$ 和 $\frac{1}{2}W'_B$ 很接近, 调节 D 的数值, 使电桥指零仪 G 指零。其次, 把可动铁芯插入, 直到一个位置时电桥指零仪的零位不变, 此时可动铁芯位置即处于零位, 并保持这个“零位”不变。以后就可以按图 3-4(b) 的电路, 使传感器处于正常工作状态。注意此时在输出端 a 和 c 上接一相敏指零仪, 在这个相敏指零仪的指针位置便是差动输出绕组的输出零位, 也说明此时的可动铁芯处于零位, 记下相敏指零仪的零位 φ_0 。(关于相敏指零仪的说明将在本章的后面介绍)

弄清楚匝比位移差动传感器的零位以后, 对称性和分度就有依据了。

已知变压器比率臂的 D 值线性非常好, 通常在 $1 \times 10^{-6} \sim 1 \times 10^{-7}$ 。所以可以利用它给出线性参考量。但此时, 变压器电桥要改变连接, 如图 3-6 所示。在电源端 A 、 C 上并联一个变压器比率臂 F , 通过指零仪 G 与电源连接的绕组 $\frac{1}{2}W_A + \frac{1}{2}W_B$, 组成一个新的变压器电桥。调节 D 值, 产生一个正增量 $+\Delta D$ 及一个负增量 $-\Delta D$ 。在变压器电桥调定 $+\Delta D$ 时, 相敏指零仪便产生一个示值增量 $(\varphi_+ - \varphi_0)$ 。当调定 $-\Delta D$ 时, 相敏指零仪也产生一个增量 $(\varphi_- - \varphi_0)$, 从两个增量的差异可以判断出输出的线性(见图 3-6)。下面给出一个实测的数字例, 见表 3-1。

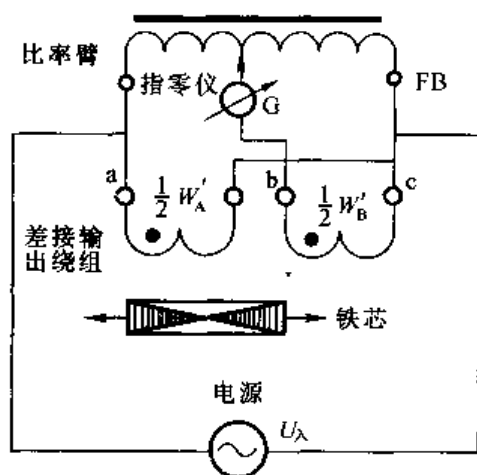


图 3-5 测定匝比位移差动传感器的“零位”电路

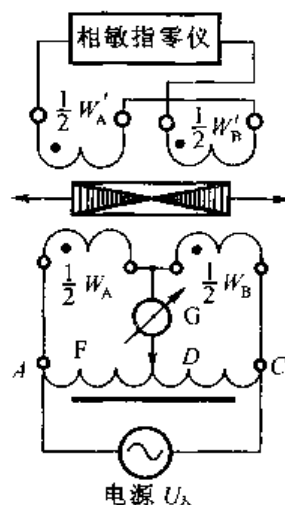


图 3-6 用比率 D 分度匝比传感器的方法

表 3-1 用 D 值分度匝比工艺位移差动传感器

频率/kHz	$(\varphi_- - \varphi_0) / (+\Delta D)$	$(\varphi_+ - \varphi_0) / (-\Delta D)$
1	-0.11 / +0.1	+0.11 / -0.1
5	-0.40 / +0.1	+0.39 / -0.1
10	-0.62 / +0.1	+0.62 / -0.1
50	-0.67 / +0.1	+0.67 / -0.1
100	-0.35 / +0.1	+0.35 / -0.1

从表 3-1 可见, 匝比位移差动传感器的线性是很好, 而且可以在宽频范围内使用。

此外,按三绕组结构变压器工艺做了一个比对模型,如图3-7所示。

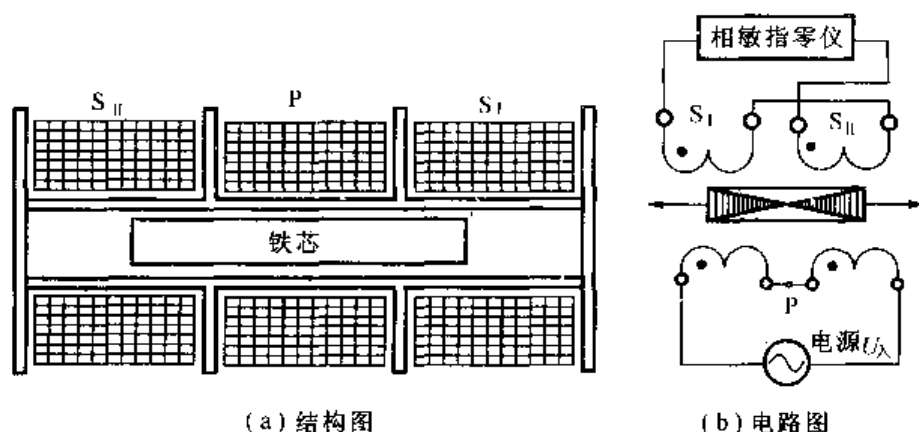


图3-7 传统工艺的位移差动传感器

按图3-7(b)的电路,先把线圈绕组和铁芯的“零位”用上述例子的同样方法测定;然后用变压器电桥调定 $\pm \Delta D$ 和 $-\Delta D$,测出相敏指零仪的示值增量 $(\varphi_- - \varphi_0)$ 及 $(\varphi_+ - \varphi_0)$,并把测量结果列于表3-2。

表3-2 用变压器比率臂电桥测量传统的位移差动传感器的示值增量

频率/kHz	$(\varphi_- - \varphi_0)/(+\Delta D) = 0.1$	$(\varphi_+ - \varphi_0)/(-\Delta D) = -0.1$	备 注
1	0.37/0.1	0.38/-0.1	零位随频率 变化很大
5	0.59/0.1	0.58/-0.1	
10	0.59/0.1	0.58/-0.1	
50	0.65/0.1	0.65/-0.1	

将表3-1和表3-2的数据相比较,可以看出匝比位移差动传感器有较好的线性和比较稳定的零位。由此可见,用匝比工艺的螺管型差动位移传感器比用变压器绕组工艺建成的螺管型差动位移传感器更准确。

一个两绕组的变压器工艺的螺管型差动位移传感器,经过用匝比工艺改造其绕组结构以后,同是两绕组结构,但这个传感器的性质已从电感型改变为比率网络型。这点变化是值得注意的。

3.4 宽频变压器比率臂电桥

变压器比率臂电桥是“匝比电桥”,因为它采用了感应比率器件作为电桥的比率臂,与被测阻抗 Z_x 和标准阻抗 Z_s 组成桥路。最简单的比率臂要算是感应分压器。采用感应分压器作为比率臂的电桥,通常称为变压器比率臂电桥。由于感应分压器的比率准确度很高,一般结构的感应分压器在工频或低音频下,比率准确度在 1×10^{-6} 上下,所以变压器比率臂电桥的准确度也在 1×10^{-6} 左右。变压器比率电桥的优点是准确度和稳定度高,易于屏蔽;但缺点是比率的频响不好,而且不能在直流下测量。因此变压器电桥都设计为单频或窄频带的。显然,这对传感器研究来说是不合适的。为此,作者研究了一种宽频带的变压器比率臂电桥,使工作频率覆盖1 kHz ~ 100 kHz,准确度高于 1×10^{-5} ,满足了传感器计量的需要。

3.4.1 变压器比率臂的匝比特性

如图3-8所示为一个感应比率臂,以抽头D为界把桥臂分为两部分,上方桥臂含有 m 匝,自感为 L_m ,下方桥臂含有 n 匝,自感为 L_n 。两个臂之间有互感 M 存在,而且是全耦合,耦合系数为 k ,两匝之间的互感为 $M = kL$ 。对 m 匝的臂,有效自感为 L'_m 。

$$L'_m = mL + m(m-1)kL$$

对 n 匝的臂,有效自感为 L'_n ,

$$L'_n = nL + n(n-1)kL$$

考虑到在 m 匝臂中的漏感为 l_m ,在 n 匝臂中有漏感 l_n ,则有:

$$L_m = L'_m + l_m, L_n = L'_n + l_n$$

一般而言,漏感与匝数成正比,则互感为

$$M^2 = L'_m L'_n, k = 1$$

$$l_m = mL(1-k), l_n = nL(1-k)$$

$$L'_m = m^2 kL, L'_n = n^2 kL$$

$$M = \sqrt{L'_m L'_n} = mnkL$$

这时候桥臂的电压比率为 $\frac{U_m}{U_n}$,

$$\frac{U_m}{U_n} = \frac{L_m + M}{L_n + M} = \frac{L\{m + m(m-1)k\} + mnkL}{L\{n + n(n-1)k\} + mnkL} = \frac{m}{n}$$

由此得出感应比率臂的电压比 $\frac{U_m}{U_n}$,等于桥臂的匝数比。这是感应比率臂的突出优点,因为匝数比是可信和稳定的。作者从这里又获得匝比比率臂和匝比比率的概念。

3.4.2 宽频带感应比率臂电桥

按照第二章给出全屏蔽,等电位保护的感应分压器结构原理,可以建立一个多盘的宽带的感应比率器,如图3-9所示。

图3-9所示的各盘结构相同,但在第一盘附有自校用的参考绕组。多盘的比率绕组都用屏蔽导线,按匝比工艺建立。因为屏蔽导线有芯线和屏蔽线,所以建立的比率绕组便有两个,一个是芯线的比率绕组,另一个是屏蔽线的比率绕组,而且后者把前者全部保护起来。在芯线绕组和屏蔽绕组之间对应抽头都得到等电位保护,所以在两个绕组之间的分布电容的影响可降到最低限度。至于外部的分布电容,也因为等电位的缘故对两个绕组的泄漏影响可以减小。这样的特殊的感应比率臂才可以在高频下使用。

3.4.3 宽频带变压器比率臂电桥

如图3-10所示,将宽频带感应比率臂与被测阻抗 Z_x 和标准阻抗 Z_s 组成一个桥路。该电桥的平衡方程为

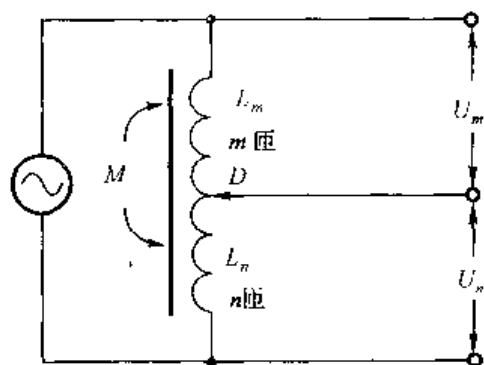


图3-8 自耦式感应比率臂

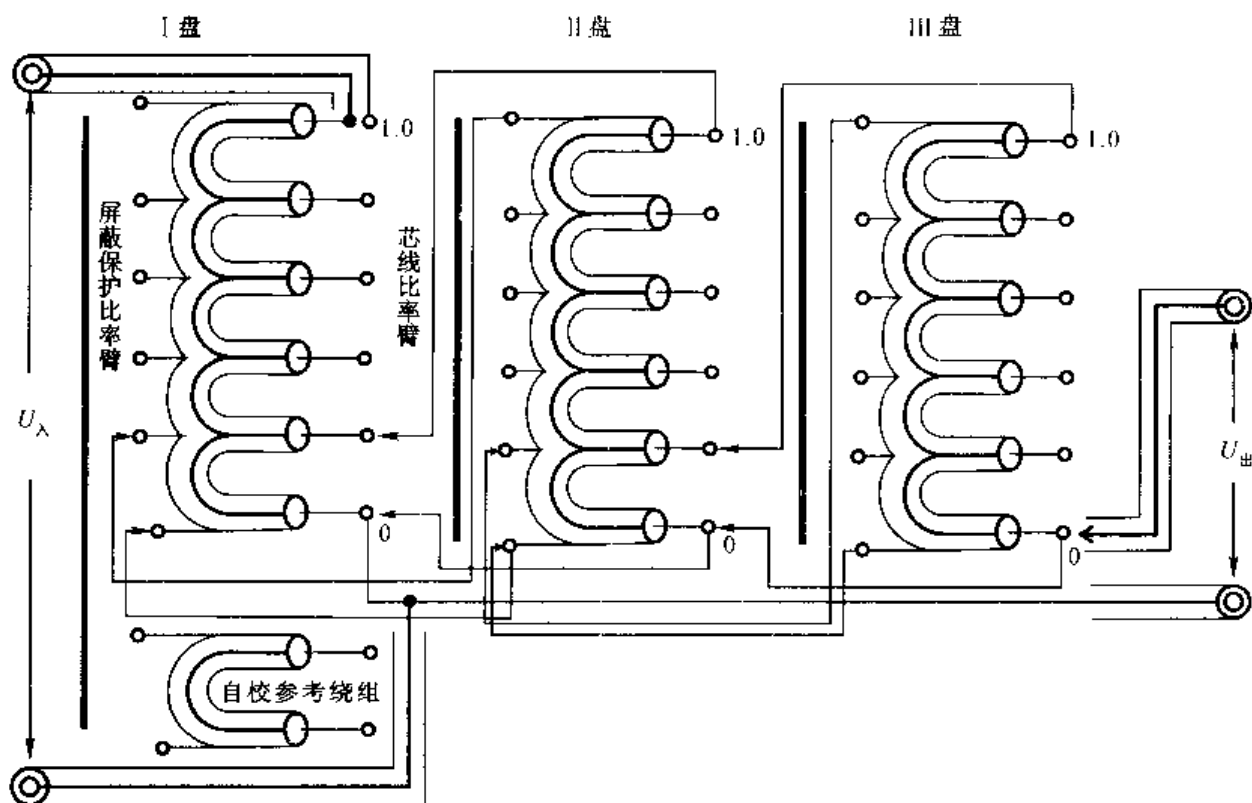


图 3-9 多位全屏蔽,等电位保护宽频带感应分压器

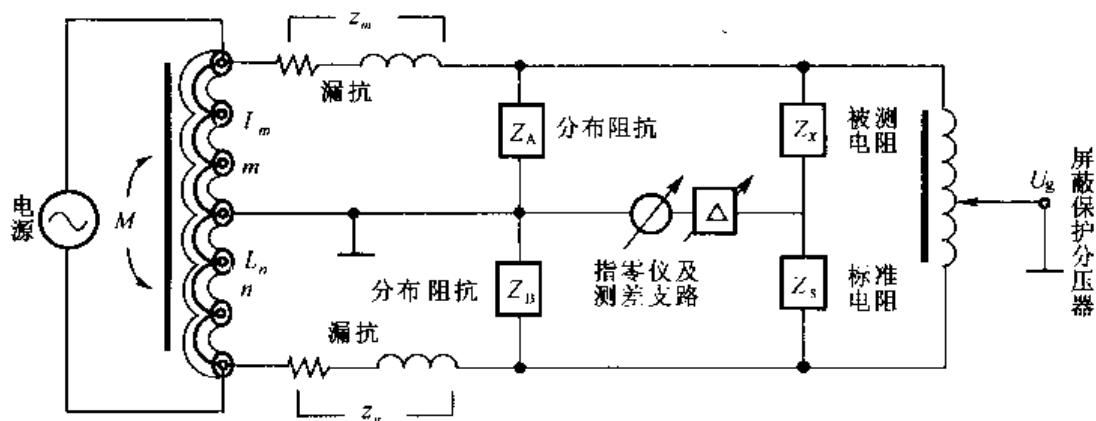


图 3-10 宽频带变压器比率臂电桥

$$\frac{Z_x}{Z_s} \approx \frac{m}{n} \left[1 + \frac{z_m - \frac{m}{n} z_n}{\frac{m+n}{n} - Z_{m,n}} + \left(\frac{n}{mZ_B} - \frac{1}{Z_A} \right) \frac{z_m + z_n \frac{m^2}{n^2}}{\frac{m+n}{n}} \right]$$

式中： m 、 n ——比率臂所含的匝数；

z_m 、 z_n ——比率臂的漏抗；

Z_A 、 Z_B ——比率臂的对地分布阻抗。

如有 $\frac{z_m}{z_n} = \frac{m}{n} = \frac{Z_A}{Z_B}$, 则有

$$\frac{Z_s}{Z_n} = \frac{m}{n}$$

即阻抗与匝数成正比。

当 $D=0.5$ 时才有可能实现 $\frac{z_m}{z_n} = \frac{Z_A}{Z_B} = \frac{m}{n}$ 。在上述的匝比位移差动传感器的零位测量时, 由于 $\frac{1}{2}W_A/\frac{1}{2}W_B$ 或 $\frac{1}{2}W'_A/\frac{1}{2}W'_B$ 都是在 $D=0.5$ 的场合, 所以变压器比率臂电桥可以获得最高的准确度。

在这里可以进一步明确, 变压器比率臂电桥也可以称为“匝数比率电桥”。这和一般采用变压器工艺做成的变压器比率臂电桥是有所区别的。

由于电桥比率臂的匝数可以准确计量, 所以匝数比率电桥可以获得很高的准确度, 进一步证明“匝比工艺”的优越性。

3.4.4 相敏检波指零仪

本章有关传感器输出的指示表, 是由环形二极管与两个比率器组成的全波相敏桥波器, 在这里简称为相敏指零仪。如图 3-11 所示, 图(a)为相敏指零仪; 图(b)是 U_r 正半周时的工作状态; (c)是 U_r 负半周时的工作状态。

D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 为四个等同的二极管。B₁ 和 B₂ 为有中心抽头的变压器。在 B₁ 的中心抽头两边的电压为 U_{r1} 和 U_{r2} , 而且 $U_{r2} = U_{r1} = U_r$, U_r 为参考信号电压。在 B₂ 的中心抽头两边的电压为 $U_{\lambda 1}$ 和 $U_{\lambda 2}$, 而且 $U_{\lambda 1} = U_{\lambda 2} = U_\lambda$ 。此外, 还要满足技术要求: $U_{im} \gg U_{\lambda m}$ 。

引入参考电压的目的是为了控制二极管的工作状态, 即通电和不通电的状态。当 U_r 的正半周时, 二极管 D_1 和 D_2 导通, D_3 和 D_4 断路; 当 U_r 负半周时, 则 D_1 和 D_2 断路, 而 D_3 和 D_4 导通。

与二极管串联的电阻 $R_1 \sim R_4$ 是为了稳定温度并减小二极管的非线性。

对图(b), $x(t) > 0$, U_r 与 U_λ 同频率、同相位。 U_r 为正半周时, U_λ 也为正半周, 得回路方程如下:

$$\begin{cases} U_{r1} + U_{r2} - U_{\lambda 1} - i_1 R_1 = 0 \\ U_{r2} - i_2 R_2 + U_{\lambda 1} - U_{\lambda 2} = 0 \\ U_{\text{出}} = (i_2 - i_1) R_5 \end{cases}$$

由于 $U_{r1} = U_{r2} = U_r$, $R_1 = R_2$, 得

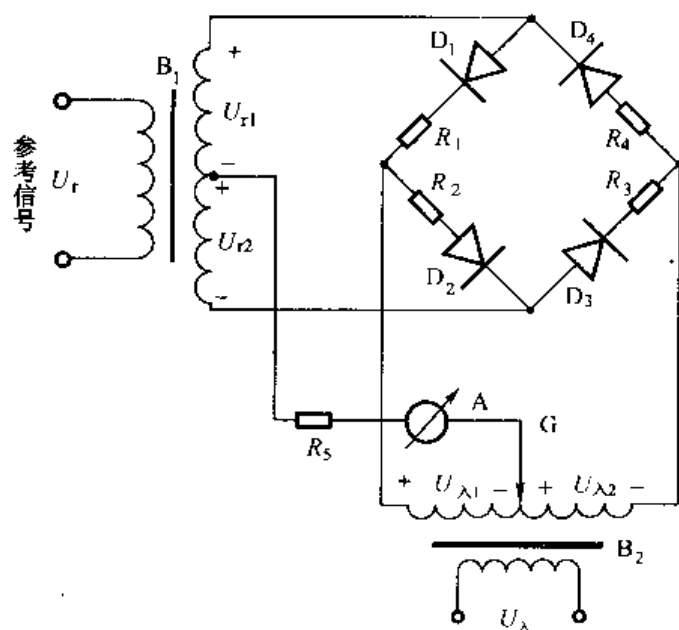
$$U_{\text{出}} = \frac{2R_5}{2R_5 + R_1} U_{\lambda 1}$$

$U_{\text{出}}$ 的数值大于零。

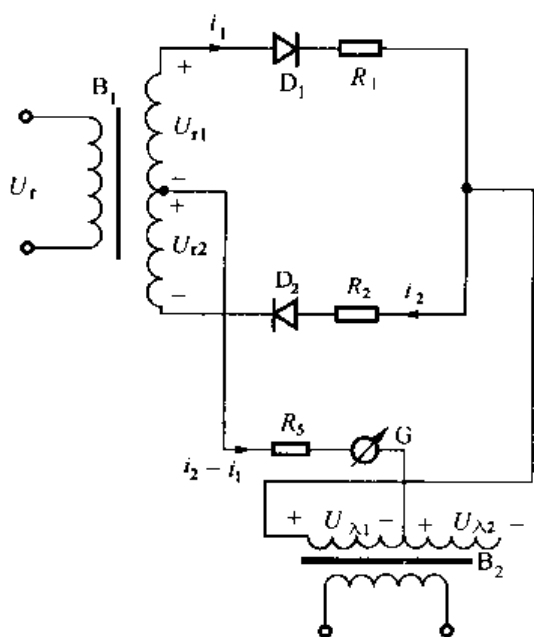
对图(c), $x(t) > 0$, U_r 与 U_λ 同频同相, U_r 为负半周, U_λ 也为负半周, 得回路方程如下:

$$\begin{cases} U_{\text{出}} - U_{\lambda 2} + i_4 R_4 - U_{r1} = 0 \\ U_{\text{出}} - U_{\lambda 2} - i_3 R_3 + U_{r2} = 0 \\ U_{\text{出}} = (i_4 - i_3) R_5 \end{cases}$$

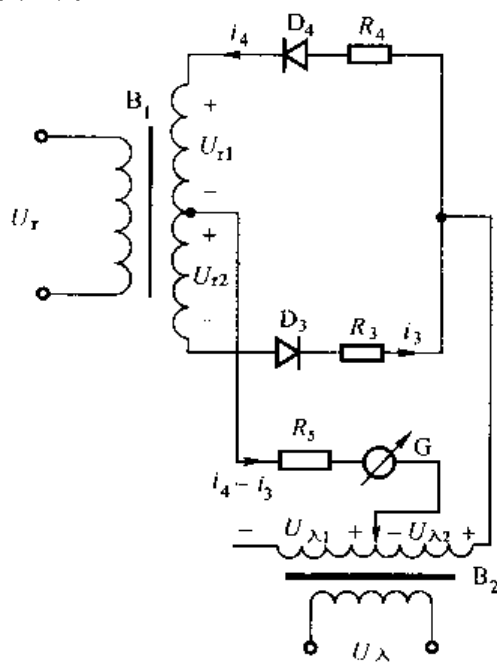
由于 $U_{r1} = U_{r2} = U_r$, $R_3 = R_4$, 得



(a) 环形二极管全波相敏指零仪



(b) 当 \$U_r\$ 正半周时电路状态



(c) 当 \$U_r\$ 负半周时电路状态

图 3-11 相敏指零仪工作原理图

$$U_{出} = \frac{2R_5}{2R_5 + R_3} U_{\lambda 2}$$

$U_{出}$ 的数值大于零。

此时的波形图如图 3-12(a)。

下面分析当 $x(t) < 0$ 的情况, 即当 U_r 与 U_{λ} 同频率、反相位的场合。当 U_r 为正半周时,

$$U_{出} = -\frac{2R_5}{2R_5 + R_1} U_{\lambda 1}$$

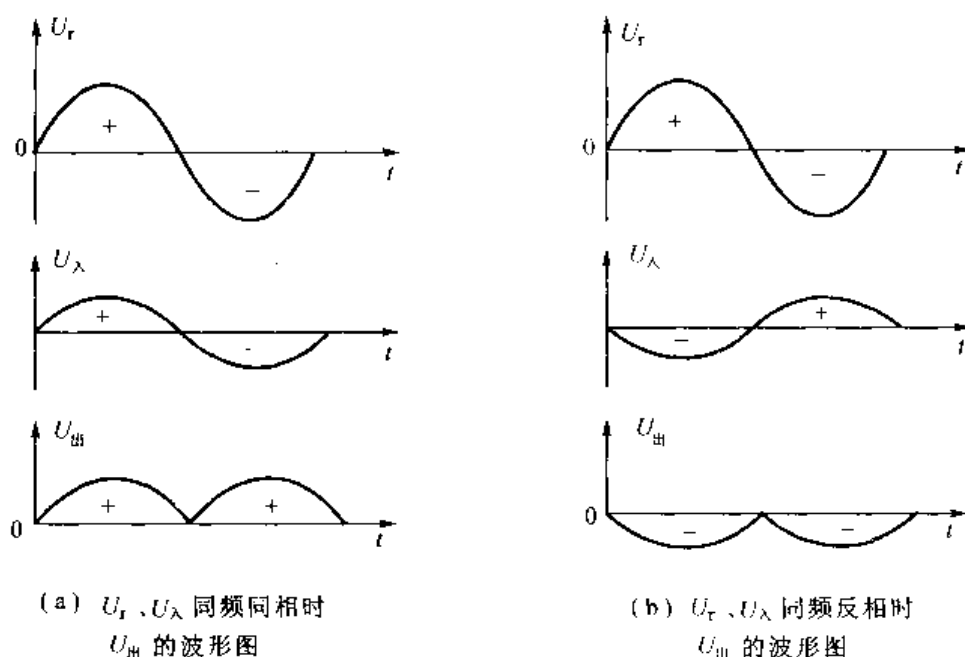


图 3-12 相敏指零仪波形图

$U_{出}$ 的数值小于零。

当 U_r 为负半周时

$$U_{出} = -\frac{2R_5}{2R_5 + R_3} U_{\lambda 2}$$

$U_{出}$ 的数值小于零。

此时的波形图如图 3-12(b) 所示。

概括起来,当 $x(t) > 0$, U_r 与 U_λ 同频同相时 $U_{出}$ 的信号为正;当 $x(t) < 0$, U_r 与 U_λ 同频反相时, $U_{出}$ 为负。这就反映出相敏指零仪的特点:它将交流信号变成直流信号,在指示表上不仅反映出数值的变化,还反映出方向的变化。这样的功能正好和位移差动传感器的技术要求一致,反映出可动铁芯的位移数值和移动方向。从这个角度来看,本章介绍的具有相敏指零仪的匝数比电桥也可以称之为“传感器电桥”。

引入了相敏指零仪以后,一个交流下工作的传感器电桥的输出是直流,同时输出信号中的 90° 移相分量被抑制,这不但简化了传感器测量电路,而且可用于一般交流电桥电路。

3.5 匝比工艺位移差动传感器的技术测量

对用匝比工艺建立的位移差动传感器的零位稳定性,和指示表的分度线性度进行标定测试。测量设备主要是具有相敏指零仪的匝比工艺传感器电路,如图 3-13 所示。将被标定的匝比工艺位移差动传感器的输出端 a, b, c 分别

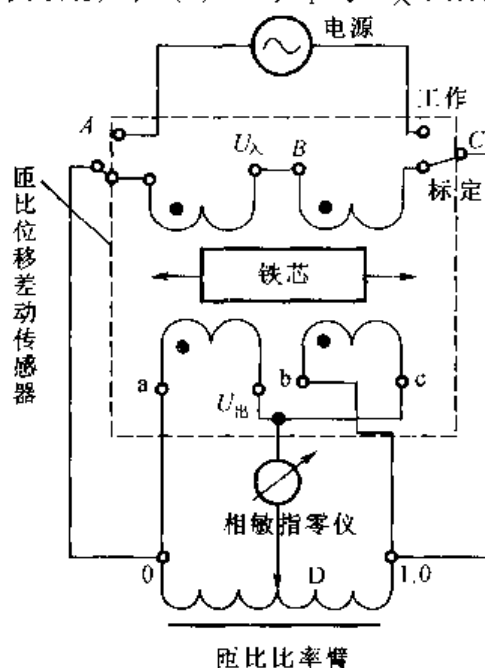


图 3-13 匝比传感器标零电桥

与匝比比率臂的三个抽头,0、 D 、1.0 对接,相敏指零仪接在 b 、 D 端,电源接到比率臂的 0、1.0 端。构成一台匝比传感器标定电桥。标定的步骤如下:

1. 零位稳定度

把 D 置于 0.5 并把可动铁芯置于零位,此时相敏指零仪的指针位置便是标尺的零位。连续观测,记录 4 h 内零位的变化值。该项实验结果是 4 h 内观察不出零位变化。

2. 指示表标尺的分度

把指针偏离零位某个给定值,调节比率臂的 D 值并读数。记下标尺的偏离零位的数值及对应的 D 值,计算 $\varphi-D$ 的线性。

3.6 几种与差动变压器有关的传感器的改造

如图 3-14 所示的几种传感器都具有线圈结构。图(a)为差动变压器式测力传感器,它的差

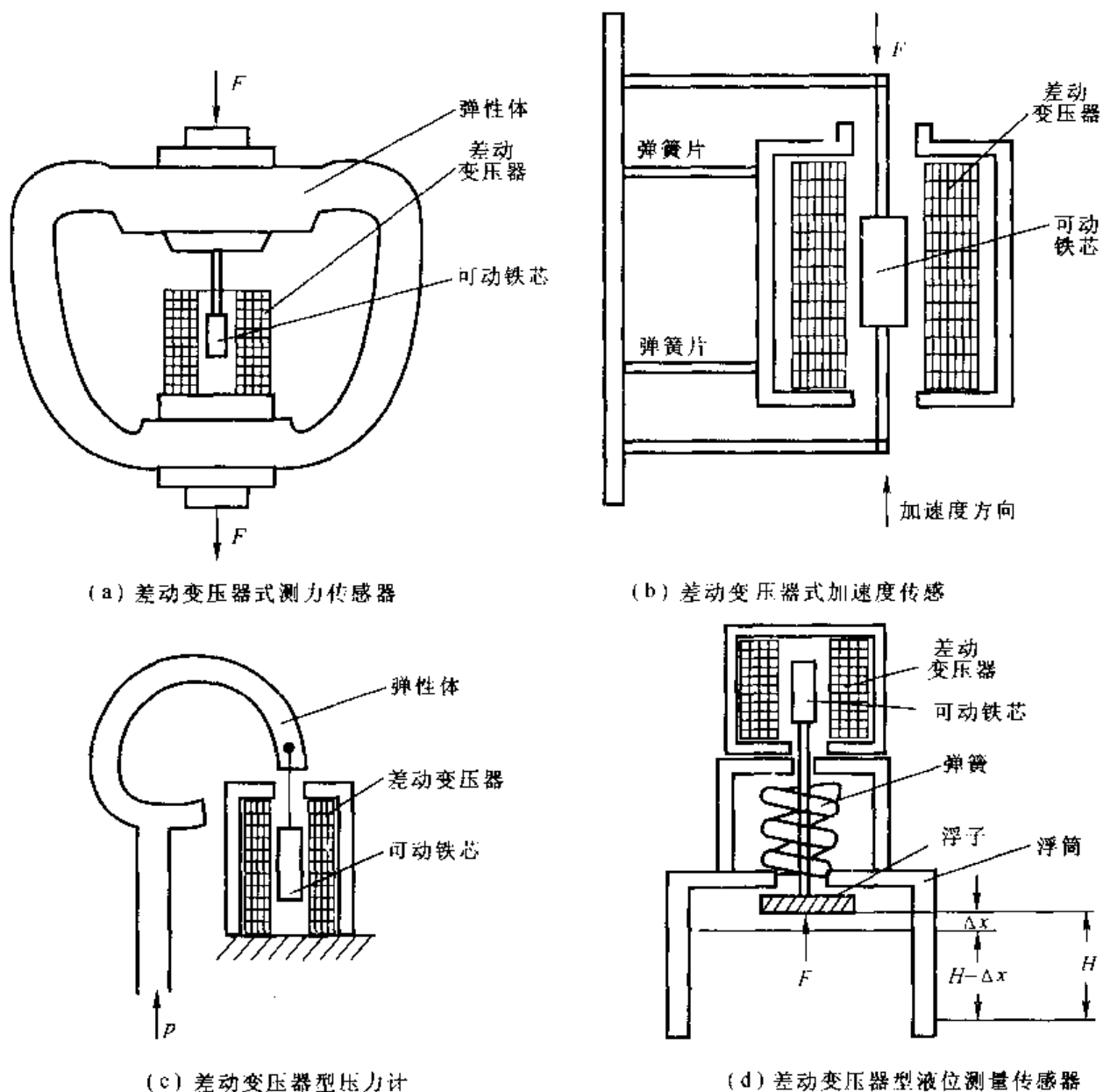


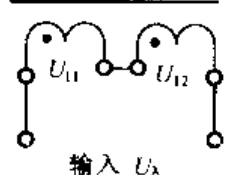
图 3-14 几种与差动变压器有关的传感器示意图

动变压器作为敏感器,安装在环形弹性体的内部。当外力 F 作用于弹性体时,弹性体变形把力的数量传递到差动变压器的可动铁芯,可动铁芯相对于原来位置产生位移,其位移量与 F 成正比。

这四种传感器都具有差动变压器,而且都是差动位移变压器,可以采用“匝比工艺”进行改造。除了提高可动铁芯的位移线性度以外,对传感器原有的其他指标不会有影响。

改造线圈结构的方法如下:

把 n 股绝缘导线绞合成一根电缆,把这电缆绕成线圈,一圈挨着一圈,直到把线圈绕满为止。这个线圈的圈数设为 W ,则这个线圈共有 W 段。将各段按极性串联起来组成一个 nW 匝的绕组。将两个线圈的前五段串联起来作为输入绕组,将两个线圈余下的五段反串联起来作为输出绕组,如图 3-15 所示。输入电压 U_{λ} ,



输出电压为 $U_{出}$,

$$U_{\lambda} = U_{11} + U_{12}$$

$$U_{出} = U_{21} - U_{22}$$

可动铁芯位于中央位置时 $U_{出} = 0$ 。当测量位移时,可动铁芯偏离中央位置,引起输入和输出间线圈绕组的互感变化,因而输出电压随之变化,故

$$U_{出} \neq 0$$

设在输入回路中的电流为 i_{λ} :

$$i_{\lambda} = \frac{\dot{U}_{\lambda}}{r_{\lambda} + j\omega L_{\lambda}}$$

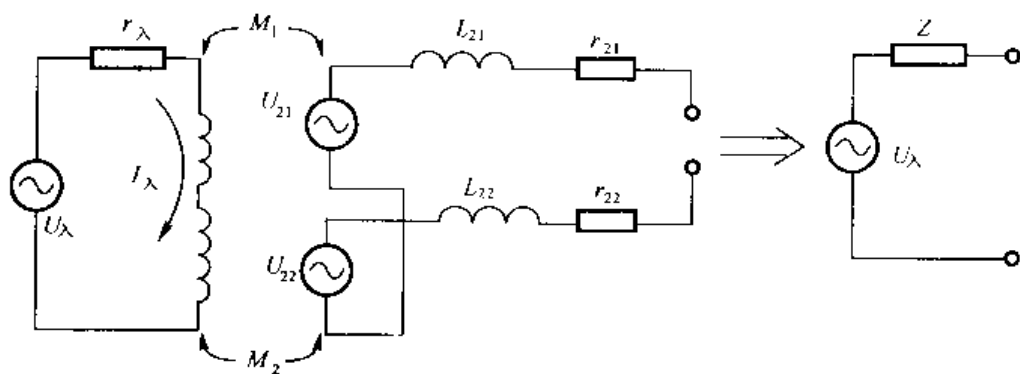


图 3-16 差动变压器的等效电路图

再按图 3-16 的电路分析,得

$$\begin{aligned} \dot{U}_{21} &= -j\omega M_1 \dot{I}_{\lambda} \\ \dot{U}_{22} &= -j\omega M_2 \dot{I}_{\lambda} \\ \dot{U}_{出} &= \dot{U}_{21} - \dot{U}_{22} = -j\omega (M_1 - M_2) \dot{I}_{\lambda} \\ &= -\frac{j\omega (M_1 - M_2)}{r_{\lambda} + j\omega L_{\lambda}} \dot{U}_{\lambda} \end{aligned} \quad (3-1)$$

输出阻抗为 $Z_{出}$,

$$Z_{\text{出}} = r_{21} + r_{22} + j\omega(L_{21} + L_{22}) = r_{\text{出}} + j\omega L_{\text{出}}$$

式中 $r_{\text{出}} = r_{21} + r_{22}$, $L_{\text{出}} = L_{21} + L_{12}$

从式(3-1)可见 $\dot{U}_{\text{出}}$ 与 $M_1 - M_2$ 成正比。因为 $\frac{U_{\Lambda}}{Z_{\Lambda}}$ 为常数,

$$\dot{U}_{\text{出}} = -\frac{\dot{U}_{\Lambda}}{Z_{\Lambda}}[j\omega(M_1 - M_2)]$$

当采用“匝比工艺”的线圈绕组,两个绕组各匝的空间分布更为等同,所以 $M_1 - M_2$ 更具有良好的线性,从而这类传感器的输出电压与位移的相对关系更具有良好的线性。

最后,对浮筒式液位计作补充分析:

如图3-13(b)所示,是一个利用液体浮力测液位的传感器。它采用差动变压器位移测量原理,测量浮筒内的液位。浮子始终浮在液面上,它所受的浮力为恒定值。浮子的位置随液面的升降而变化,因此可以把液位的测量转变为对浮子的位置的测量。

在浮筒的上方置有差动变压器,用弹簧支承,利用差动变压器测量浮子的位移。设初始状态,液位 H 为某值,浮子位移为零,浮筒的重量 W 被弹簧力 cX_0 所平衡,

$$W = cX_0$$

式中: c ——弹簧刚度;

X_0 ——弹簧初始位移。

在液位升高时,浮子上升 ΔX , 差动变压器的可动铁芯也上升 ΔX , 此时铁芯重量相应减小 ΔW 。弹簧力为 $c(X_0 - \Delta X)$, 浮筒浸入液体的深度为 $(H - \Delta X)$, 所受的浮力等于浮筒排出液体的体积的重量。当浮筒处于平衡位置时,有:

$$W = c(X_0 - \Delta X) + A(H - \Delta X)dg$$

式中: A ——浮筒的截面积;

d ——液体的密度;

g ——重力加速度。

因为 $W = cX_0$, 从上式可得

$$H = \left(1 + \frac{c}{Adg}\right)\Delta X$$

由于 A, d, g, c 是常数, H 与 ΔX 成正比。如果进一步用匝比比率工艺去改造浮筒传感器中的线圈绕组,使其线性度提高,零位减小,这样一个浮筒式液位传感器的技术指标显然可以提高。

3.7 小 结

要区别“匝比工艺”与“变压器工艺”的异同点。“匝比工艺”是指“ n 根绝缘导线绞合线工艺”,是将 n 根绝缘导线绞合起来成为绞合线,把绞合线在铁芯上穿上 W 圈,然后把 W 圈的 n 根导线按序串接,组成 $n \times W$ 的比率绕组。至于“变压器工艺”,则指将一根导线一匝挨着一匝地在铁芯的绝缘骨架上连续绕成线圈的工艺。用这两种工艺做成的比率绕组,它们的比率准确度大不相同,但是它们都具有匝数比的特点。

用“匝比工艺”建立的位移差动传感器具有匝比比率器的优点,即零位稳定、标尺分度的对称性好、线性度好。

用相敏指零仪和匝比比率臂与匝比结构的位移差动传感器组成传感器电桥,可以解决该种位移传感器的技术测量问题,还可以在电容传感器方面推广使用。

实验证明了匝比结构的位移差动传感器具有很好的零位稳定性和良好的输出特性。

第4章 新型电容传感器的研究

首先对交叉电容器(Cross Capacitor)作一些技术上的评价,针对其缺点给出一些改进的建议。设计了十字形屏蔽的电容位移传感器和差动传感器,并提出电容传感器的传感器电桥。研究十字形屏蔽的差动电容传感器的测量问题,保证十字形屏蔽的电容传感器和差动传感器得到实际的应用。

4.1 交叉电容器的概念

在静电场中两个相互联系着的电容器处于交叉分布,如图4-1所示,有四个电极。在典型的结构中,电极为圆柱形,具有圆形截面,柱体长度为 L 。电极1与3之间有电容 C_{13} ,电极2与4之间有电容 C_{24} 。这两个电容器的位置呈交叉分布,结构大致相同,因此有 $C_{13} \approx C_{24}$ 。在1、2之间,2、3之间,3、4之间及4、1之间的间隙尽可能小,使 C_{13} 和 C_{24} 的电容不受间隙电场的影响。外壳以内应抽真空,免除电容值受介质系数的影响。这样的一组交叉电容器是在1956年由澳大利亚D. G. Lampard提出并得到下面几个结论:

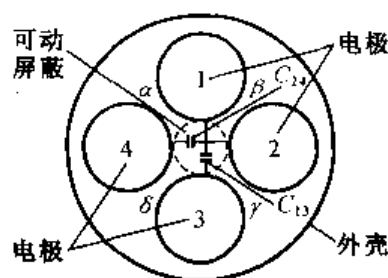


图4-1 交叉电容器

1. 两个交叉电容 C_{13} 和 C_{24} 满足方程:

$$\exp\left(-\frac{\pi}{\varepsilon_r \varepsilon_0} C_{13}\right) + \exp\left(-\frac{\pi}{\varepsilon_r \varepsilon_0} C_{24}\right) = 1 \quad (4-1)$$

式中: ε_0 ——真空介质系数;

ε_r ——相对介质系数。

从式(4-1)可见,只要测出 C_{13} 与 C_{24} 的比率, C_{13} 和 C_{24} 的绝对值就能求得。换句话说,只要确定 C_{13} 和 C_{24} 的数值,就可以确定这组交叉电容的数值。

2. 当有 $C_{13} \approx C_{24}$ 的结构时,则 C_{13} 和 C_{24} 的平均值为

$$\bar{C} = \frac{1}{2}(C_{13} + C_{24}) = C_0 \left\{ 1 + \left(\frac{\ln 2}{8} \right) \left(\frac{C_{13} - C_{24}}{C_0} \right)^2 + \left[\frac{(\ln 2)^3}{192} \left(\frac{C_{13} - C_{24}}{C_0} \right)^4 \right] + \dots \right\} \quad (4-2)$$

式中 C_0 称为单位长度上的电容。

$$C_0 = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 \ln 2}{\pi} \quad (4-3)$$

令 $\Delta C = C_{13} - C_{24}$, $C_1 = \bar{C} + \frac{1}{2} \Delta C$, $C_2 = \bar{C} - \frac{1}{2} \Delta C$,代入式(4-1)得

$$\exp\left[-\ln 2\left(\frac{\bar{C}}{C_0} + \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0}\right)\right] + \exp\left[-\ln 2\left(\frac{C}{C_0} - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0}\right)\right] = 1$$

简化后,得

$$\bar{C} = C_0 \left[1 + \frac{\ln 2}{8} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)^2 + \frac{(\ln 2)^3}{192} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)^4 + \dots \right] \quad (4-4)$$

从式(4-4)得出两个结论:①单位长度电容的电容值与电极形状无关,只与两个电容的相等程度有关,因此整个电容量只由纵向长度来确定。②如两个交叉电容近似相等, $\bar{C}$ 与 C_0 的差值仅为二阶小量,可以忽略。

2. 四个圆柱电极之间的间隙影响,可用下式表示:

$$\Delta W = b_1 \Delta Z^{\frac{1}{\alpha}} + b_2 \Delta Z^{\frac{2}{\alpha}} + \dots \quad (4-5)$$

式中: ΔZ ——在 Z 平面上间隙宽度, $\Delta Z = \alpha\pi$;

$\alpha\pi$ ——两电极在间隙处的切线夹角;

ΔW ——在 W 平面上间隙的宽度;

b_1, b_2 ——系数。

从式(4-4),间隙宽度与电极夹角 α 的大小有关, α 愈小,则 ΔW 愈小,间隙对交叉电容的影响就愈小,尽量使 $\alpha \rightarrow 0^\circ$ 。

3. 电极表面的介质膜及表面缺陷对交叉电容有影响。

概括来说,交叉电容是一个与电极长度有直接关联的电容器,它的准确度仅由电极的长度测量准确度来决定,可以称为“可计算的电容器”。

从式(4-3)来看,计算电容器的电容值可用下式表达:

$$C_{ij} = L \left(\frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\pi} \ln 2 \right) = c_0 L \quad (4-6)$$

式中: L ——电极的长度;

ϵ_0 —— $\frac{1}{4\pi c^2} \times 10^{-7} \text{ F/m}$;

c_0 —— $0.01953549043 \text{ pF/cm}$ 。

在 $L = 25 \text{ cm}$ 的场合,

$C_{ij} \approx 0.5 \text{ pF} \pm \text{长度测量准确度}$

到此可以从定性和定量两方面对计算电容器有初步的了解,可以看到计算电容和长度计量的密切关系。1959年澳大利亚的 A. M. Thompson 运用匝比比率电桥技术建立了计算电容的基准,并通过交直流阻抗转换技术,对 DC 基准电阻组作了绝对测量,取得很大的成就的同时也证明了计算电容作为长度传感器的事实。

4.2 对计算电容器的评论

计算电容的理论和实践都是成功的,但是它还存在着一些缺点:① C_{ij} 的名义值甚小,只有 $0.5 \text{ pF}/25 \text{ cm}$ 的量级,在工程实际中应用是困难的,譬如把计算电容设计成一个长度传感器,就不太现实。②从间隙影响来研究,圆柱形电极并非最理想的。③电极的有效长度的确定

难度很大。④对测量 0.5 pF 的仪器设备的技术要求是相当复杂的。

针对上述各点,作者提出一个正交电容器的结构方案,使电极结构更有科学依据,而且使正交电容的名义值增大。

4.2.1 正交电容器的结构原理

首先从理论上建立一个“椭圆曲线族包络线”作为交叉电容器的四个电极。如图 4-2 所示,在 $x-y$ 正坐标中,存在着一个椭圆曲线,其特征方程为

$$\begin{cases} \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1 \\ \pi ab = A \end{cases} \quad (4-7)$$

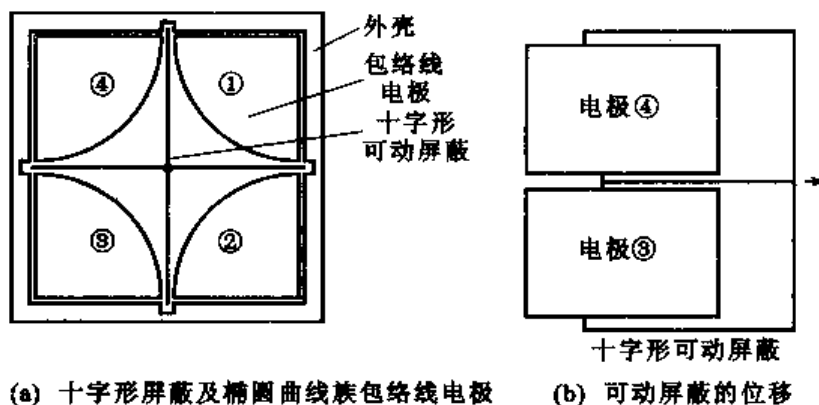
式中 a 、 b 分别为椭圆的长轴和短轴; A 为椭圆的面积。

如将 x 、 y 保持为常数,把 a 和 b 视为变数,改变 a 和 b 的数值可以到 x 轴上的椭圆曲线族和在 y 轴上的椭圆曲线族。画出这两组椭圆曲线族,便可得出其包络线,这样便获得正交的椭圆包络线。按这组包络线的形状便可加工成一组正交的电极,如图 4-3 所示。四根棒形电极编号为①、②、③、④,该四根包络线电极呈十字形。在四根包络线电极当中置入一个十字形的可动屏蔽,电极的长度由可动屏蔽的位移来决定。

四根包络线电极的间隙满足其切线夹角 α 趋于零的条件,十字形可动屏蔽的屏蔽效果超过圆形电极的场合。

对式(4-7)中的 a 、 b 微分,得

$$\begin{cases} \frac{x^2 da}{a^3} + \frac{y^2 db}{b^3} = 0 \\ bda + adb = 0 \end{cases}$$



(a) 十字形屏蔽及椭圆曲线族包络线电极 (b) 可动屏蔽的位移

图 4-3 十字形可动屏蔽交叉电容器

解之,得

$$\frac{x^2}{a^2} = \frac{y^2}{b^2}$$

令

$$\frac{x^2}{a^2} = \frac{y^2}{b^2} = \frac{1}{2}$$

得

$$a = \pm\sqrt{2}x, b = \pm\sqrt{2}y$$

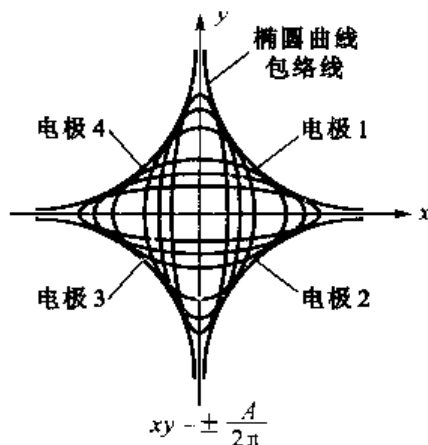


图 4-2 椭圆曲线族包络线的正交电极

所以

$$xy = \pm \frac{A}{2\pi} \quad (4-8)$$

式(4-8)表达的是一对共轭的椭圆包络线。这个公式就是十字形可动屏蔽电容器的理论依据。

在这个“十字形可动屏蔽电容器”中,把电极②、④接地,测出电极①、③的电容 C_{13} 。接着把电极①、③接地,测出电极②、④的电容 C_{24} 。由于 C_{13} 与 C_{24} 对称共轭,所以有 $C_{13} \sim C_{24}$ 。取其平均值 $\bar{C} = \frac{1}{2}(C_{13} + C_{24})$,从式(4-3)可知 $C_0 = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\pi} \ln 2$,便得到式(4-4)的单位长度上的电容 $\bar{C}$:

$$\bar{C} = C_0 \left[1 + \frac{\ln 2}{8} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)^2 + \frac{(\ln 2)^3}{198} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)^4 + \dots \right]$$

对电极长度 L 而言,得计算电容为

$$C_{\text{计}} = c_0 L$$

从理论上讲,新型的十字形屏蔽椭圆包络线型电极的正交计算电容器,具有电容值与电极的纵向长度成正比的特点。名义值增大到几个 pF。

采用了椭圆曲线族包络线的电极以后,两柱形电极的切线的夹角 α 更理想地趋于零。采用了十字形可动屏蔽以后,对 C_{13} 或 C_{24} 的屏蔽更为完善,比起在四根圆棒中央的圆柱形屏蔽电极更为完善。

最后一个问题是可动屏蔽的位移测定问题。

4.2.2 可动屏蔽的位移测量问题

在要求把计算电容整体抽真空的条件下,只能用激光干涉方法去测量可动屏蔽的位移。但在工程测量时不能抽真空的场合,空气的介质系数 ϵ_r 就必须准确已知。在这种场合,采用量块比较的测长方法有可能测量到微米的量级,如采用光电光波比长仪来测量,可以达到 2×10^{-7} 的量级。以上是作者对圆柱电极可动屏蔽型计算电容改进的一点意见。

4.3 中等准确度的电容型位移传感

本书研究的是利用十字形椭圆曲线族包络线的计算电容原理。在降低准确度到 1×10^{-4} 的量级时,建立一个电容型位移传感器,以便提供一个精密的位移传感器的设计资料。如图4-4所示,在十字形可动屏蔽的电容位移传感器方面,已知有 $C_x = f(l)$ 的线性关系,因此用比率电桥测出 C_x 的数值便可以反映出 Δl 的数值。

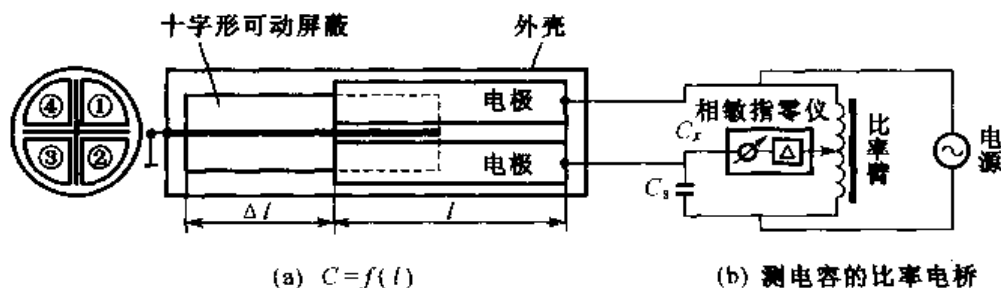


图4-4 电容位移传感器与比率臂电桥测量系统

十字形可动屏蔽与外壳的接地,可动屏蔽长约 16 cm,电容传感器的电极呈直角形,垂直边长约 1.5 cm。由于按计算电容原理连接方式所得到的 $\bar{C}_x$ 值甚小,给测量带来了困难,作者放弃了 $\bar{C}_x = \frac{1}{2}(C_{13} + C_{24})$ 的测量方法,改用将 C_1 与 C_3 并联、 C_2 与 C_4 并联的方法。设 C_1 与 C_3 并联后数值为 C'_{13} , C_2 与 C_4 并联后数值为 C'_{24} ,若 C'_{13} 与 C'_{24} 之间的电容值为 C'_x ,则 C'_x 仍然与可动屏蔽的位移值成比例,即有:

$$C'_x = f(l - l_0)$$

但此时的 C'_x 的数值比 C_x 值大了几十倍。以上述模型为例,电容传感器的 $C'_x/(l - l_0)$ 的数值为 23 pF/16 cm,这是由于 C'_{13} 或 C'_{24} 的电极有效面积增大了的缘故。这里还可以提出,由于椭圆曲线族包络线形电极的加工比较困难,所以作者又用直角形电极代替包络线形电极。此时电极切线夹角 α 趋于零,这是更为理想的电极设计,更具实用性和先进性。今后在电极形状设计中就可以考虑图 4-4 所示的“十字形屏蔽和直角电极”的设计思想。如果进一步增大直角电极的垂直边宽度,则这个新型电容传感器的电容量也会随之加大。由于单位长度的电容值增大了,就更容易满足准确测量电容量的要求。

总之,十字形屏蔽和直角电极的电容传感器结构方案是有前途的,尽管体积大一些,但在地震、石油探测等领域中应用是不成问题的。当然,在传感器标定实验室内使用将更不成为问题。

十字屏蔽和直角电极的电容位移传感器,还可以进一步设计成差动电容传感器的结构形式。此时对输出特性的非线性更有好处。若差动型十字屏蔽和直角电极的电容位移传感器设计准确度为 1×10^{-4} ,比率臂电桥的准确度为 1×10^{-5} ,则能保证达到 2×10^{-4} 的量级。

4.4 圆截面同轴式差动电容器的研究

把十字形屏蔽和直角电极的电容差动传感器的结构改变为同轴式电容差动位移传感器是有意义的。主要目的是把这种新电容传感器的电容比率与比率臂电桥的 D 值关系找出来,为用比率臂电桥的比率值(D)来标定电容差动传感器寻求一个新方法。

一个同轴式差动电容位移传感器的模型示于图 4-5。

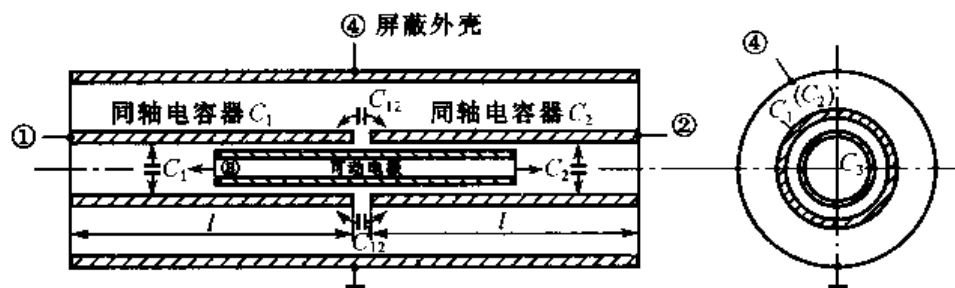


图 4-5 同轴式差动电容器

在图 4-5 中,差动电容器是由处于同一轴线上的两个同轴电容器 C_1 和 C_2 及一个可动电极③组成。可动电极实质上是同轴电容器的内电极,呈管形,但也可以用实心电极代替。

可动电极置于同轴电容外电极 r_2 的内部,就像在第三章所描述的有可动铁芯位移传感器的样子。可动电极作为同轴电容器的内电极 r_1 ,在两个差动电容器 C_1 和 C_2 内移动,构成同轴

型差动电容传感器。可动电极对同轴电容 C_1 的电容为 C_{13} , 对同轴电容 C_2 的电容为 C_{12} 。同轴电容器 C_1 和 C_2 同轴放置, 其中有绝缘间隙。 C_1 与 C_2 之间存在着一个电容 C_{12} 。在同轴差动电容器的外部有屏蔽外壳④。外壳接地。

当可动电极③与同轴电容 C_1 外电极对齐时, 即构成普通的同轴电容器 C_1 。它的轴向长度为 l 时, 其电容值 C_1 为

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l_1}{\ln \frac{r_{\text{外}}}{r_{\text{内}}}} \quad (4-9)$$

同样, 当可动电极③与同轴电容 C_2 的外电极对齐时, 即构成普通的同轴电容器 C_2 , 它的轴向长度为 l 时, 其电容值 C_2 为

$$C_2 = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l_2}{\ln \frac{r_{\text{外}}}{r_{\text{内}}}}$$

而且 $l_1 \approx l_2, C_1 \approx C_2$,

当可动电极③处于 C_1 与 C_2 的中央位置时, 使输出信号为零, 这个位置称为差动电容器的零位。

假定可动铁芯产生一个偏离零位的位移, 使 C_1 的数值增大 ΔC , 而使 C_2 的数值减小 ΔC_2 。因为 $\Delta C_1 \approx \Delta C_2$, 所以 ΔC 代表电容的增量, 即 $\Delta C = \Delta C_1 = \Delta C_2$ 。便于讨论, 以 C 代表 C_1, C_2 , 即 $C = C_1 = C_2$ 。

从式 4-9 可知, 当可动电极有位移 $l \pm \Delta l$ 时, 便会有 $C \pm \Delta C$ 与之对应。对式(4-9)微分, 得

$$\begin{aligned} dC &= \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{r_{\text{外}}}{r_{\text{内}}}} dl \\ \frac{dC}{C} &= \frac{dl}{l} \\ \frac{C + dC}{C} &= \frac{l + dl}{l} \\ C + dC &= \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{r_{\text{外}}}{r_{\text{内}}}} (l + dl) \end{aligned} \quad (4-10)$$

式(4-10)表达了同轴电容器的量值关系, 也说明了电容增量与铁芯位移量的正比关系。对同轴差动电容器来说, 有:

$$C_1 - C_2 = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{r_{\text{外}}}{r_{\text{内}}}} (l_1 - l_2) \quad (4-11)$$

因为 $C_1 = C + \Delta C, C_2 = C - \Delta C, l_1 = l + \Delta l, l_2 = l - \Delta l$, 从式(4-11)得到

$$\Delta C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{r_{\text{外}}}{r_{\text{内}}}} \Delta l \quad (4-12)$$

式(4-12)建立了同轴差动电容器的电容增量与位移增量的正比关系,显然这个关系是线性的。由于电容的差动结构,边缘效率的影响可以减小,这对于线性度的提高、灵敏度和稳定度的提高都有好处。

4.5 同轴电容差动传感器的比率特性

同轴电容差动传感器的电容分布如图4-6所示。固定圆筒电极①和②之间有一个分布电容 C_{12} 。可动电极③与固定电极①和②之间的分布电容分别为 C_{13} 和 C_{23} 。当可动电极③有位移时, C_{13} 和 C_{23} 的数值按比例变化。按差动结构分析, $C_{13} + C_{23}$ 为常数。至于固定电极的对地电容 C_e ,相对于外壳是恒定的,不会影响到差动电容器的比率 K 的数值。

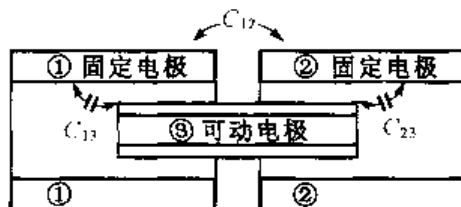


图4-6 同轴电容差动传感器的分布电容

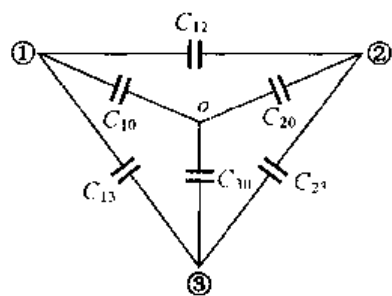


图4-7 电容的 Δ/Y 变换

将分布电容作 Δ/Y 变换(见图4-7)后得到

$$\begin{cases} C_{10} = C_{12} + C_{13} + \frac{C_{12}C_{13}}{C_{23}} \\ C_{20} = C_{12} + C_{23} + \frac{C_{12}C_{23}}{C_{13}} \\ C_{30} = C_{13} + C_{23} + \frac{C_{13}C_{23}}{C_{12}} \end{cases} \quad (4-13)$$

现在的同轴差动电容器的比率与 C_{10} 、 C_{20} 有关,因此定义 K 为差动电容器的比率,即

$$K = \frac{C_{10}}{C_{10} + C_{20}} \quad (4-14)$$

把式(4-13)中的 C_{10} 及 C_{20} 值代入式(4-14),便得到

$$\begin{aligned} K &= \frac{C_{12} + C_{13} + \frac{C_{12}C_{13}}{C_{23}}}{C_{12} + C_{13} + \frac{C_{12}C_{13}}{C_{23}} + C_{12} + C_{23} + \frac{C_{12}C_{23}}{C_{13}}} \\ &= \frac{\frac{C_{12}C_{23} + C_{13}C_{23} + C_{12}C_{13}}{C_{23}}}{\frac{C_{12}C_{23} + C_{13}C_{23} + C_{12}C_{13}}{C_{23}} + \frac{C_{12}C_{13} + C_{13}C_{23} + C_{12}C_{23}}{C_{13}}} \\ &= \frac{C_{13}}{C_{13} + C_{23}} \end{aligned} \quad (4-15)$$

从式(4-15)可见,同轴电容差动传感器的比率只由两个固定圆筒电极的电容 C_{13} 和 C_{23} 决定,而与其他分布电容无关。

因 $C_{13} + C_{23} = \text{常数}$,可以 C_0 表示其平均值,即 $C_0 = \frac{1}{2}(C_{13} + C_{23})$ 。同时按差动结构的性

质,当可动电极产生位移 Δl 时,则有相应的 ΔC 出现。此时 C_{13} 及 C_{23} 可表达为

$$\begin{aligned} C_{13} &= C_0 + \Delta C \\ C_{23} &= C_0 - \Delta C \\ K_{\text{差动}} &= \frac{C_0 + \Delta C}{C_{13} + C_{23}} - \frac{C_0 - \Delta C}{C_{13} + C_{23}} = \frac{\Delta C}{C_0} \quad (4-16) \end{aligned}$$

式中 $K_{\text{差动}}$ 表示同轴差动电容器的比率,这正是我们的研究结果。从式(4-16)可知,一个同轴差动位移电容传感器的比率是线性的。

4.6 圆截面同轴差动电容传感器的分度实验

将同轴差动电容传感器通过一个相敏指零仪的测差支路,与匝比比率臂传感器电桥组成一个测量电桥电路,用它来研究同轴电容传感器的线性度。如图4-8所示,在同轴差动电容传感器的可动电极上附有一把线纹尺,匝比比率臂电桥是按照全屏蔽、等电位和自校的匝比比率臂设计的,工作频率可达100 kHz。

首先,对相敏指零仪的标尺进行分度。移动可动电极于线纹尺的六个点:0、1 cm、2 cm、3 cm、4 cm、5 cm 上,用电桥的比率 D 表示这六个位置的相应比率。然后把同轴差动电位传感器的可动电极移动到六个点的位置上,用另外一台电容电桥测出同轴差动电容传感器的 C_{13} 和 C_{23} 。把以上的数据都记录在表4-1内。

表4-1 同轴差动电容传感器的分度实验数据

线纹尺刻度/cm	0	1	2	3	4	5
D	0.5	0.45	0.40	0.35	0.30	0.25
$(C_{13}/C_{23})/\text{pF}$	27.8/27.7	24.5/30.2	22.3/38.7	19.5/36.0	16.7/38.3	14.0/40.0
$(C_{13} + C_{23})/\text{pF}$	55.5	55.5	55.5	55.5	55.0	54.0
$K = \frac{C_{13}}{C_{13} + C_{23}}$	0.5009	0.4509	0.401	0.3513	0.3009	0.252

表中 C_{13}/C_{23} 为两个固定电极的电容实测值, K 值为 $C_{13}/C_{23} + C_{13}$ 的比值。按 $C_{13} + C_{23} = 55.5$ 的数值计算,结果与比率臂的比率 D 值是一致的,由此可知分度电路是可信的。从 $C_{13} + C_{23}$ 的数值看来,在0~3 cm 范围内保持为常数,而在4 cm 到5 cm 的范围有所变化,这就说明该同轴差动电容传感器的线性量程应限定在 ± 3 cm 以内。至于4 cm 以后的情况,应当进一步研究。对4 cm 点,如按 $C_{13} + C_{23} = 55.0$ 计算,则 K 值为0.3036。同样,对5 cm 点,如按 $C_{13} + C_{23} = 54.0$ 计算,则 K 值为0.2593。显然与匝比比率臂的 D 值有偏差。这个偏差值可能是对 C_{13} 和 C_{23} 的电容数值测量不够准确所致,因为实验用的电容电桥测量准确度为1%。从 K 与 D 的偏离值来看,相敏指零仪的标尺分度准确度已属0.5%的准确度等级。若用比率臂的比率 D 值来分度,则同轴差动电容器的线性度可高达0.1%的量级。

4.7 三角形截面同轴差动电容传感器的研究

作者对三个平面电极围成一个三角形截面的电容器发现了一些特殊的性质:①三角形电容

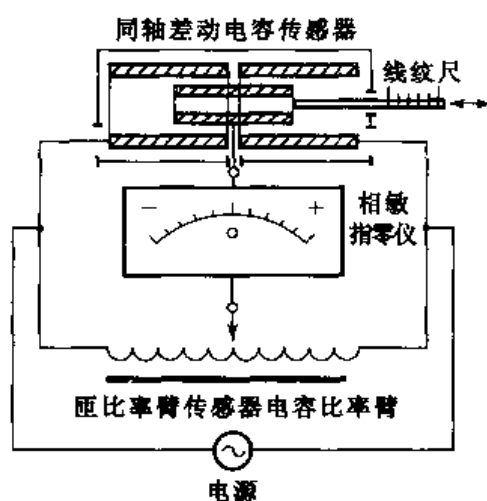


图4-8 同轴差动电容传感器分度电桥

器的三内角电容之和恒为 π (常数);②三角形电容器的总电容与三角形的形状无关;③三角形电容器的电磁场分布不均匀;④三角形电容器内可实现组合测量。基于这些特点,三角形电容器可以作为标准电容器,也可以作为可变电容和差动式位移传感器,并且可以获得大的线性测量范围。

为了阐明这个新型电容器,还得从一些基本的模型实验开始。

4.7.1 三角形电容器的概念

如果有三个平面电极,围成一个三角形,如图4-9所示。三个电极编号为①、②和③,外壳作屏蔽且接地。三个电极彼此绝缘。当电极③接地时,电极①和②之间有电容 C_{12} 。当电极②接地时,电极①和③之间有电容 C_{13} 。当电极①接地时,电极②和③之间有电容 C_{23} 。按作者的分析,这些夹角电容数值与其夹角的大小成反比。夹角以 θ_{12} 、 θ_{23} 和 θ_{13} 表示。从几何学可知,三角形内角之和为 π 。作者认为这三个夹角所对应的电容 C_{12} 、 C_{23} 和 C_{13} 之和也是一个恒定值,即

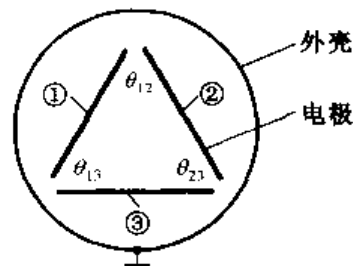


图4-9 三角形电容器

$$C_{12} + C_{23} + C_{13} = \text{恒定值} \quad (4-17)$$

式(4-17)是三角形电容器的基本概念,它的正确性可以通过下面的模型实验来证明。

4.7.2 夹角电容器的模型实验

按图4-10的样子建立一个有可动电极的夹角电容器。两个固定电极①和②夹角为 90° ,可动电极③可以在 90° 内转动任意角度。这样电极①和③便成为一个可变角度的电容器,其夹角为 θ 。用一个电容测量仪测量电极①与③之间的电容 C_{13} ,把测量数据列于表4-2。

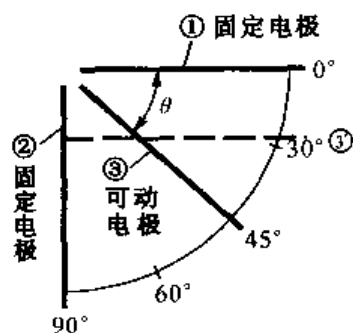


图4-10 有可动电极的夹角电容器

表4-2 夹角电容器的 $C-\theta$ 关系

θ	30°	45°	60°	90°
C_{13}/pF	13.000	9.467	8.289	5.935

从表4-2的数据已看出夹角电容 C_{13} 的数值与夹角成反比。可以把夹角电极①和③等效于平行电极①和平行于①的电极③。当可动电极③转动时,其面积没有变化,但两极间的距离却发生了变化。一个平行平板电容器的电容基本表达式为

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad (4-18)$$

式中: A ——电极面积;

d ——电极间的距离;

ϵ_0 ——真空中的介质系数;

ϵ_r ——介质系数。

夹角电容器的等效间距是与电容成反比的,随着夹角增大,电容量减小,如表4-2的数值关系所示。这个 $C-\theta$ 关系,作者提出一个实验公式如下

$$C_{13} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} (1 - \xi \theta) \quad (4-19)$$

式(4-19)包含两项,当 $\theta=0$ 时的电容项和 $\theta \neq 0$ 时的电容量。式中 ξ 为比例系数,在本例中 $\xi \approx 4.5$ 。

以 $\theta=30^\circ$ 时的电容值为参考,按式(4-19)可以求出 $\theta=45^\circ$ 、 60° 和 90° 时的电容值,即有下列式子:

$$C_{13} - \xi \left(\frac{45^\circ}{57.2957} \right) = 9.467 \text{ pF} \quad \xi = 4.501$$

$$C_{13} - \xi \left(\frac{60^\circ}{57.2957} \right) = 8.289 \text{ pF} \quad \xi = 4.499$$

$$C_{13} - \xi \left(\frac{90^\circ}{57.2957} \right) = 5.935 \text{ pF} \quad \xi = 4.497$$

并分别从各式中求出 ξ 的数值。这些数值很接近,说明式(4-19)与实际情况相符合。

下面作进一步的验证。通过三角形电容器三个内夹角之和为常数的理论,一个等边三角形电容器的三个内夹角之和应当与一个直角三角形电容器的三个内夹角之和是一致的。

从表4-2中的数据得到等边三角形是由三个 60° 的电容器组成,这时等边夹角电容器的总电容 $C = 3 \times 60^\circ$ 夹角的电容 $= 3 \times 8.289 \text{ pF} = 24.867 \text{ pF}$ 。又从表中的数据得到一个直角三角形电容器的夹角之和为 $2 \times 45^\circ$ 的夹角电容 $+ 1 \times 90^\circ$ 夹角的电容,即 $2 \times 9.467 \text{ pF} + 1 \times 5.935 \text{ pF} = 24.869 \text{ pF}$ 。从这两组分析,可以相信这个三角形电容器,在不同的三角形结构中都保持一个为 24.868 pF (平均值)的总电容。也可以相信这种三角形电容器的总的夹角电容是恒定的。

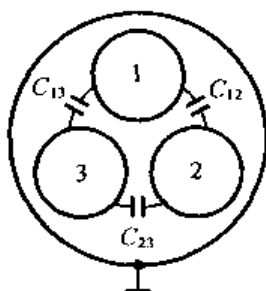


图4-11 三角形圆形电极电容器

4.7.3 三角形电容器的模型

这是一个实用模型。把三个电极做成圆柱形,编号为1、2、3,金属外壳接地,如图4-11所示。当电极1接地时测出 C_{32} ,当电极2接地时,测出 C_{13} ,当电极3接地时,测出 C_{12} 。三个电极均通过外壳的绝缘端钮与电容测量仪连接。实验用的电容测量仪为1619型LCR测量仪。

在1 kHz、10 kHz及100 kHz下分别测量,测量结果列于表4-3中。

表4-3 三角形电容器夹角电容的测量数据

工作状态	1 kHz		10 kHz		100 kHz	
	C/pF	D	C/pF	D	C/pF	D
电极1接地	$C_{32} = 31.666$	0.0083	$C_{32} = 31.390$	0.0064	$C_{32} = 30.854$	0.0076
电极2接地	$C_{13} = 31.602$	0.0071	$C_{13} = 31.300$	0.0059	$C_{13} = 31.128$	0.0064
电极3接地	$C_{12} = 31.701$	0.0064	$C_{12} = 31.405$	0.0058	$C_{12} = 30.936$	0.0063
	$\sum C = 94.969$		$\sum C = 94.095$		$\sum C = 92.918$	

从表4-3的数据分析,三角形圆形电极电容器的三个夹角电容分布均匀,而且频率响应良好。从 $\sum C$ 来看从1 kHz到10 kHz变化1 pF,从10 kHz到100 kHz变化也是1 pF。对每千赫的电容变化量仅为0.1 pF。频率特性良好。

如要使三角形电容器的夹角电容增大,可以进一步采用图4-12的设计:有1、2、3三个电

极,它的横截面为扇形。由三个扇形电极组成的电容器,其功能相当于图4-11所示的三角形圆电极电容器,但它的电容 C_{13} 、 C_{23} 和 C_{12} ,却增大了许多。

4.7.4 三角形电容器的电场分布

从一个夹角电容器的电场分布进行研究。首先研究函数 $\zeta = A \ln z + C$,令 $\xi = V, \eta = U$ 便得

$$\zeta = V + jU = A \ln r + jA\theta + C_1 + jC_2 \quad (4-20)$$

电场强度方程: $V = A \ln r + C_1 = \text{常数}$

(r 为常数)

等电位线方程: $U = A\theta + C_2 = \text{常数}$

(θ 为常数)

场强度线是圆周线,等电位线是幅射直线,其等位面为通过 Oz 轴的平面,如图4-13所示。

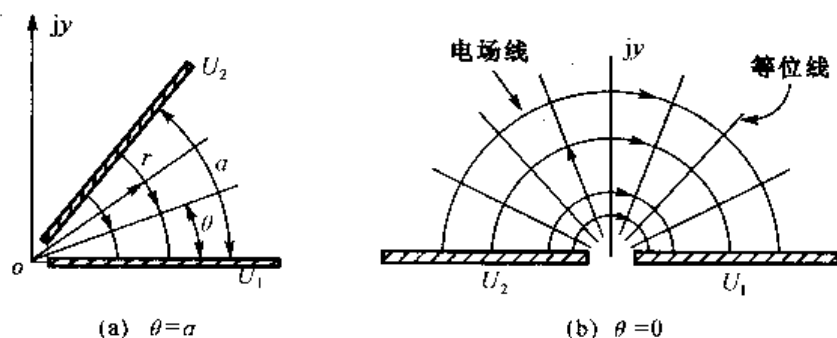


图4-13 夹角电容器的电场线和等位线

将两电极彼此绝缘并置于等电位面的地电位上,令其带有电量 $+Q$ 和 $-Q$ 。每一个电极都具有恒定的地电位,所以电场可以用下式表示:

$$\zeta = A\theta + C_2$$

从图4-13(a)式中的常数 A 和 C_2 可求得:

当 $\theta = 0$ 时, $U = C_2 = U_1$

当 $\theta = \alpha$ 时, $U = A\alpha + C_2 = U_2$

$$U_2 - U_1 = A\alpha$$

式中: α ——两极板间的夹角。

当 $r = 1$ 时, $\ln r = 0$, $C_1 = V_1$

把 $A = \frac{U_2 - U_1}{\alpha}$, $C_1 = V_1$, $C_2 = U_1$ 的数值代入式(4-20)便得

$$\zeta = \frac{U_2 - U_1}{\alpha} \ln z + V_1 + jU_1$$

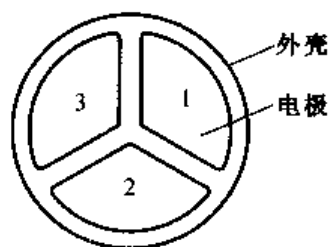


图4-12 三个扇形电极的电容器

求得电场强度 E 为

$$E = \left| \frac{d\zeta}{dz} \right| = \left| \frac{U_2 - U_1}{\alpha z} \right| = \frac{U_2 - U_1}{\alpha r} \quad (4-21)$$

式(4-21)告诉我们,夹角电容器的电场强度 E 与 r 成反比。按电工学理论,电场的复函数 ζ 为

$$\zeta = V + jU$$

式中: V ——代表通量函数;

U ——代表电位。

当 $r \rightarrow \infty$, 则 $E \rightarrow 0$, 夹角电容器的开口处电场远小于夹角处的电场,所以在夹角电容器开口处的边缘效应较小。这是三角形电容器的一个特点。

4.7.5 建立三角形夹角电容器的标准

基于三角形电容器的特点,采用圆形电极建立一个像图4-11所示的三角形圆形电极的夹角电容器,进一步采用组合测量的方法,可以提高三角形夹角电容器的标定数值。

组合测量的概念是将电极2与3短接,与电极1组成一个新电容 K_1 ;然后将电极1、3短接,与电极2组成一个新电容 K_2 ;最后将电极1、2短接,与电极3组成一个新的电容 K_3 。这种组合实质上是具有下列关系的电容测量:

$$\begin{cases} K_1 = C_{12} + C_{13} \\ K_2 = C_{12} + C_{23} \\ K_3 = C_{13} + C_{23} \end{cases} \quad (4-22)$$

式(4-22)具有组合测量的含义,从式(4-22)可以解得

$$\begin{cases} C_{12} = \frac{K_1 + K_2 - K_3}{2} \\ C_{23} = \frac{K_2 + K_3 - K_1}{2} \\ C_{13} = \frac{K_1 + K_3 - K_2}{2} \end{cases} \quad (4-23)$$

及

$$K_1 + K_2 + K_3 = 2(C_{12} + C_{13} + C_{23})$$

式(4-23)给出组合测量的结果,其优点是减少了测量单个夹角电容时测量仪器的系统误差。下面给出数字例,见表4-4。

表4-4 用组合测量法确定三角形夹角电容器的数据

电极状态	1 kHz		10 kHz		100 kHz	
	电容 $C/\mu\text{F}$	损耗 D	电容 $C/\mu\text{F}$	损耗 D	电容 $C/\mu\text{F}$	损耗 D
①, ② + ③	$K_1 = 64.616$	0.0111	$K_1 = 63.856$	0.0085	$K_1 = 63.134$	0.0080
②, ① + ③	$K_2 = 63.463$	0.0150	$K_2 = 62.893$	0.0088	$K_2 = 61.966$	0.0085
③, ① + ②	$K_3 = 64.491$	0.0156	$K_3 = 64.570$	0.0094	$K_3 = 63.808$	0.0085
	$\sum K = 192.57$		$\sum K = 191.319$		$\sum K = 188.908$	

注:电极状态中的“+”表示短接。

将表4-4的数据按式(4-23)计算出 C_{12} 、 C_{23} 及 C_{13} ,见表4-5。

表4-5 C_{12} 、 C_{13} 及 C_{23} 的组合计算结果

1 kHz	10 kHz	100 kHz
$C_{12} = 31.794$	$C_{12} = 31.6895$	$C_{12} = 30.646$
$C_{23} = 31.669$	$C_{23} = 31.8035$	$C_{23} = 31.320$
$C_{13} = 32.822$	$C_{13} = 32.7665$	$C_{13} = 32.488$
$\sum C = 96.285$	$\sum C = 95.595$	$\sum C = 94.454$

表4-5中的 $\sum C$ 值应是常数值,可以保存并作为一个标准电容器的数值,如建立不同名义值的三角形夹角电容器,则可以成立标准电容组,可作为新型标准电容器组使用。

4.7.6 可变型及差动型三角形同轴电容器

三角形同轴可变电容器如图4-14所示,它的外壳也为三角形截面的屏蔽,金属外壳接地,三个电极连通作为一个电极,这时电容量将增大3倍。实验证明这种三角形可动电极移动平稳,线性度良好。

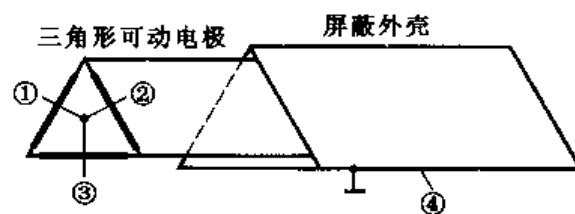


图4-14 可变型三角形同轴电容器

三角形电容位移传感器的 $C-L$ 关系见表4-6。

表4-6 三角形电容位移传感器的 $C-L$ 数据

长度 L/cm	1	2	3	4	5	6	7	8	9
电量 C/pF	31	36.5	42.0	47.5	53.0	58.5	64	69.5	73

从表4-6数据分析,在1~8 cm范围内线性度良好。

以此为基础,可以把三角形电容传感器设计为差动型,可以进一步清除边缘效应,扩宽位移的测量范围,并可以提高分辨力。

必要时可将三个电极分开,分到测量其夹角电量值,以便检查传感器的变形情况,这对电容传感器的长期稳定度的考查是有益的。

4.8 小 结

本章对国际上的交叉电容器提出一些改进的建议。针对其名义值太小的问题,提出了圆形截面和三角形截面的同轴差动电容传感器的初步研究成果。实验证明这些同轴差动电容传感器用于大位移测量,例如在岩石应力监测、地震探测的领域是很有前途的。三角形夹角电容器的出现从理论上是有根据的,在测量技术方面是有前途的。

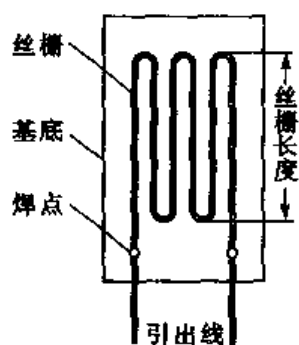
在新型差动电容传感器的标定方面,引入了匝比比率臂传感器电桥技术,为提高标定准确度提供了有利的手段。

作者还指出了建立三角形电极的夹角电容器作为标准电容器组的可能性。

通过上述研究,发现差动式电容传感器具有比率网络特性。比率网络传感器与匝比比率电桥相结合,将会使电容传感器计量领域取得新的进展。

第5章 电阻应变计(片)的革新

电阻应变计具有结构简单、使用灵活和价格便宜的特点,在科研部门、生产部门得到广泛的应用。但是电阻应变计本身有缺点,例如电阻应变计一经标定以后,就不能再次使用;其次是标定梁和标定方法仍然不够完善;丝式电阻应变计存在横向灵敏问题等,影响到电阻应变计的发展。作者对此提出了革新方案,涉及电阻应变计的结构、量值传递和统一方法,以及应变计灵敏系数(K 值)标定的新型电路。



5.1 电阻应变计概论

电阻应变计是金属丝应变片、箔式金属应变片及半导体应变计的通称。它们各有优缺点。如今金属丝应变片仍然广泛使用,金属丝应变计的结构形式如图5-1所示。在特殊材料的基底上,安置一个丝栅形电阻丝。丝栅呈折叠回线形状,材料是具有大电阻率的金属丝或合金丝。

作为基底的重要材料有硝化纤维纸、环氧树脂片、酚醛树脂片和聚酰亚胺片。后者延伸性好,达20%;运用范围大,在 $-195^{\circ}\text{C} \sim +175^{\circ}\text{C}$,是近代普遍使用的基底材料。

丝栅材料主要是铜镍合金(康铜合金)、镍铬合金、铂钨(8%)合金和恒弹性合金。它们都具有电阻率高、应变灵敏度高和工作稳定可靠的特点。

不同的丝栅电阻材料有不同的应变灵敏系数,见表5-1。应变灵敏系数是由丝栅几何尺寸的变化及由内应力变化所引起的丝栅电阻率变化的综合系数,是选用金属丝应变片的主要技术指标。

表5-1 不同丝栅电阻材料的应变灵敏系数

丝栅材料	应变灵敏系数	备 注
铜-镍(55-45)	+2.1	康铜
镍-铬(80-20)	+2.2	Advance 镍铬合金
含Fe及Al的镍-铬(75-20)	+2.1	Kama 合金
镍-铬-铝(70-20-10)	+2.2	Armour 合金
镍-铬-铁-铂(36-8-55.5-0.5)	+3.5	恒弹性合金
铂-钨(92-8)	+4	—
铜-镍-锰(84-4-12)	+0.6	锰铜
镍	-12.0	—
铁	+4.0	—

通常的金属丝应变片在丝栅面上有保护层,基底用特殊粘结材料粘贴在被测工件上,因此对基底的绝缘能力有一定的要求。丝栅的方向要严格与应力的方向一致,有关道理可从金属丝电阻应变片的工作原理来说明。

5.1.1 金属丝应变片的电学方程

如金属丝的总阻为 R , 长度为 L , 截面为 A_0 , 比阻为 ρ , 直径为 d_0 , 则有下列方程:

$$R = \rho \frac{L}{A_0} \quad (5-1)$$

由式(5-1)得

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{dA_0}{A_0} \quad (5-2)$$

$$\frac{dA_0}{A_0} = \frac{\frac{1}{4}\pi d_0^2 - \frac{1}{4}\pi(d_0 - \Delta d_0)^2}{\frac{1}{4}\pi d_0^2} \quad (5-3)$$

略去式(5-3)中 Δd_0 项的二次项, 得

$$\frac{dA_0}{A_0} = 2 \frac{\Delta d_0}{d_0} = g\varepsilon' = -2\mu'\varepsilon \quad (5-4)$$

式中: $\varepsilon' = -\mu'\varepsilon$

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L}$$

μ' ——泊松比(横向变形系数);

ε' ——电阻丝的横向应变。

从式(5-2)得

$$\frac{\Delta R}{R} = \varepsilon + 2\mu'\varepsilon + \frac{\Delta\rho}{\rho}$$

从应变灵敏系数 K 的定义得

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon} = 1 + 2\mu' + \frac{\frac{\Delta\rho}{\rho}}{\varepsilon} \approx 1 + 2\mu'$$

对大多数金属丝来说, $\mu' \approx 0.3 \sim 0.5$, 所以在通常情况下, 金属丝电阻应变片的 K 值在 2 的数值附近。这点可以从表 5-1 中看出来。

5.1.2 金属丝电阻应变片的主要技术指标

①应变灵敏系数

电阻应变片的电阻, 由于应力场 ε 的作用, 产生单位电阻变化量 $\frac{\Delta R}{R_0}$, 把 $\frac{\Delta R}{R_0}$ 与 ε 的比值定义为应变片的灵敏系数, 以 K (或 G) 表示

$$K = \frac{R - R_0}{R_0} \bigg/ \frac{L - L_0}{L_0} = \frac{\Delta R}{R_0} \bigg/ \varepsilon \quad (5-5)$$

式中: R_0 ——应变片不遭受应力作用时的电阻;

R ——应变片遭受应力作用时的电阻;

L_0 ——工件在零应变时的长度;

L ——工件在有应变时的长度;

ΔR ——应变片从零应变到有应变时的电阻变化量;

ε ——机械应变量;

K ——应变片的灵敏系数。

②几何尺寸

包括丝栅长度、宽度、厚度、纵向轴和横向轴的定位。

③横向比率

用横向轴单位电阻变化量对纵向轴单位电阻变化量的比率来表示。

④热效应影响

包括尺寸受温度影响的变化,在零应变时的热输出,以及温度系数等。

⑤稳定性

包括零位漂移和蠕变情况。

⑥电阻的名义值

常规数值为 $120\ \Omega$ 、 $350\ \Omega$ 和 $600\ \Omega$ 。

5.1.3 金属丝电阻应变计的标定和抽查方法

金属丝电阻应变计的标定,主要是决定应变片的应变灵敏系数 K 。按传统标定 K 值的方法大都是采用在弹性限度内的标定梁,如图 5-2 所示为一个最基本的 K 值标定装置,(a)为标定装置,(b)为标定梁,其中尺寸是国际建议提出的。

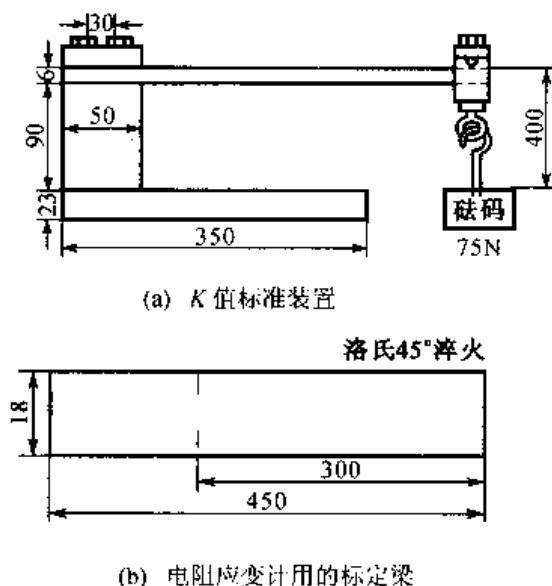


图 5-2 金属丝电阻应变计 K 值标定装置

一个基本概念是加负载于一梁的一端,使梁产生挠度,按照挠度计算出其 ε 数值,计算公式如下:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E'} = \frac{\sigma M'}{bh^2 E'} \quad (5-6)$$

式中: ε ——标定梁的应变值, m/m ;

σ ——标定梁所受的应力, N/m^2 ;

E' ——标定梁的材料的弹性模数, N/m^2 ;

M' ——标定梁被弯曲的弯矩, $\text{N} \cdot \text{m}$;

b ——标定梁的宽度, m ;

h ——标定梁的厚度, m 。

举例来说,若 $M' = 75 \text{ N} \times 0.3 \text{ m}$, $b = 0.018 \text{ m}$, $h = 0.006 \text{ m}$, $E' = 207 \times 10^9 \text{ N/m}^2$, 则

$$\varepsilon = 0.001006 \text{ m/m} = 1006 \mu\varepsilon$$

当把被测定 K 值的应变片贴在梁上以后,可以认为此电阻应变片在应变场中承受 $\varepsilon = 1006 \mu\varepsilon$ 的应变。在此应变作用下,测出电阻应变片的电阻变化值 $\frac{\Delta R}{R}$,便可以按式(5-5)求出该应变片的应变灵敏系数 K 。

请注意几个问题:①电阻应变片的 K 值测定以后,该应变片已不能再从梁上拿下来使用,只能作为一种抽样检查的个别应变片的记录。它的 K 值不能代替其他每一个应变片的 K 值。真正在使用中的应变片是没有自身的实际 K 值的,它采用的只是一种抽样得来的名义值。这种张冠李戴的现象已经存在数十年了,从计量学量值传递的概念来看,电阻应变片是没有量值传递的。②标定梁除了图 5-2 所示的悬臂梁以外,还有等强度梁和两端受力的纯弯矩梁。图 5-3 所示的为等强度梁。等强度梁要求截面上最大正应力 $\sigma_{\max}$ 是相同的,而且等于允许应力,即

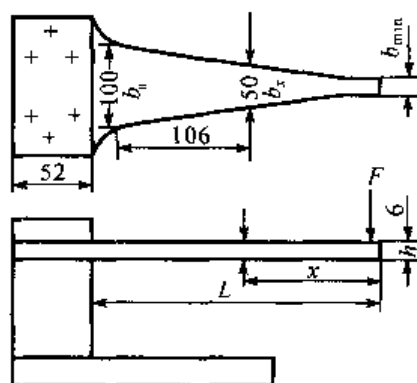


图 5-3 等强度梁

$$\sigma_{\max} = \frac{M_x}{W_x} = \sigma$$

$$W_x = \frac{M_x}{\sigma}$$

式中: M_x ——任一截面上的弯矩;

W_x ——任一截面上的截面矩量。

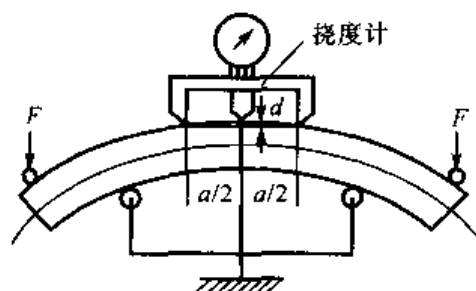


图 5-4 等弯矩梁

$$M_x = F \cdot x \quad W_x = \frac{1}{6} b_x h_x^2$$

$$h_x^2 = \frac{6F}{b_x \sigma} x \quad b_x = \frac{6F}{h_x^2 \sigma} x$$

图 5-4 为两端受力的等弯矩梁。事实上是在两端加负载,使梁产生相同弯矩。梁的中央部分的 ε 值,用三点

测高仪测量并计算出挠度来。计算公式如下:

$$\varepsilon = \frac{4dt}{a^2}$$

$$M = \frac{\sigma}{Y} I = E\varepsilon \frac{bt^3}{12} \frac{2}{t}$$

式中: d ——挠度计的读数;

M ——弯矩;

σ ——应力;

I ——面积二次矩;

Y ——到中心轴的距离;

ε ——表面应变;

E ——弹性模量;

b ——横截面宽度;

t ——厚度。

由于弯矩是常数,标定梁的中心部位有:

$$\varepsilon = \frac{6M}{bE} \frac{1}{t^2}$$

以上三种标定梁各有优缺点,共同的缺点是 ε 的可应用范围有限。换句话说,只有梁的局部范围内的 ε 才是均匀的。

综合来说,用上述的标定装置来标定电阻应变片的 K 值是不够准确和不合理的,只能作为一种抽样检查,而投入使用的应变计并没有本身的标定值。这是应变计量中的一个大问题。

5.1.4 电阻应变计的横向灵敏度问题

电阻应变计除了有纵向的电阻灵敏度外,还有横向的灵敏度,尤其是金属电阻丝式应变计,十分明显。从美国 Micro Measurements 公司的资料中,一些商用箔式应变计的灵敏系数和横向灵敏系数的值如表 5-2 所示。

表 5-2 应变计灵敏系数和横向灵敏度数值例

应变计型号	纵向灵敏系数	横向灵敏度
EA-06-250BG-120	2.11	+0.4
EA-50-250BG-120	2.125	+0.9
WK-06-250BG-350	2.05	-3.4
WK-06-500AF-350	2.04	-9.2
WK-15-125AD-350	2.16	-1.9

从表 5-2 可见,横向灵敏度是客观存在的,横向灵敏度的定义为

$$H = \frac{K_y}{K_x} \quad (5-7)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x(\varepsilon_x + H\varepsilon_y) \quad (5-8)$$

式中: K_x ——电阻应变片的纵向灵敏系数;

K_y ——电阻应变片的横向灵敏系数;

H ——横向灵敏度。

从式(5-8)可知电阻应变计的电阻变化包括纵向灵敏系数和横向灵敏度在内。

横向灵敏度可以用专用的标定装置进行标定如图5-5所示,每一个电阻丝应变计或箔式应变计都有横向效应,只不过前者的数值比后者的大,也就是说箔式应变计的横向灵敏度已大大降低了。不管是哪种应变计,当有横向效应存在时,电阻应变计的表达式是

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x \varepsilon_x + K_y \varepsilon_y$$

遗憾的是国产的应变计并未给出此项指标,这样对测量的结果是有影响的。

5.1.5 电阻应变片的粘贴技术

这个问题对电阻应变片的正确安装、粘贴质量、准确度和寿命都有密切关系,特别是选用粘贴剂的方面要倍加注意。由于粘贴技术不良,经常会把良好的电阻应变计糟蹋了。

常用的粘接剂有:氰基丙烯酸脂,环氧和环氧—酚醛等。此外还有固化问题,都应认真操作。在恶劣环境下使用的电阻应变片,还应当采取保护措施。

5.1.6 电阻应变计的自热问题

电阻应变计工作时,必定有电流通过,这个允许的电流应以不产生电阻应变自热的原则来限定。自热效应会引起误差,一是使输出不稳定,二是在粘贴剂胶层中的间隙或丝栅的缺陷处引起“热斑”效应,从而降低电阻应变片的质量。对不同丝栅应允许有不同的功率密度。以箔式电阻应变计为例,一个 0.01 W/mm^2 的功率密度可使它的温度上升 1.5°C 。功率密度按下式计算:

$$\text{功率密度} = \frac{E^2}{4RA} \quad (5-9)$$

式中: E ——供桥电压;

R ——电阻应变计的电阻名义值;

A ——丝栅的面积(长×宽)。

不应当追求大的灵敏系数和信噪比,而无限地提高流过电阻应变片的电流,这样会使电阻应变片因温升而导致“视应变”的产生,歪曲了测量结果。

以上就电阻应变片的几个重要方面做了介绍,这些情况和问题对箔式应变片也存在。

下面针对几个有待改进的问题提出作者的意见。

5.2 电阻应变计结构的改进意见

由于丝栅式电阻应变计的结构,丝栅在纵向和横向必然有 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{纵}}$ 和 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{横}}$ 存在。一般情

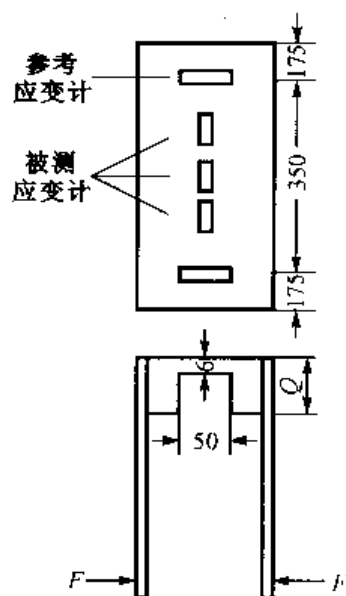


图5-5 横向灵敏系数测量装置

况下,丝栅式电阻应变计的 $\frac{\Delta R}{R}$ 数值为

$$\begin{aligned}\frac{\Delta R}{R} &= \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{纵}} + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{横}} \\ &= K_x \varepsilon_x + K_y \varepsilon_y = K_x (\varepsilon_x + H \varepsilon_y)\end{aligned}\quad (5-10)$$

在式(5-10)中,以 x 轴为纵向, y 轴为横向, $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{纵}} = K_x \varepsilon_x$, $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{横}} = K_y \varepsilon_y$ 。 $H = \frac{K_y}{K_x}$ 为横向灵敏度。只有当 $K_y = 0$ 时,亦即 $H = 0$ 时, $\frac{\Delta R}{R}$ 的数值才不受横向灵敏度的影响。由此可见,对一个电阻式应变计而言,要尽量减小横向灵敏度 H 的数值。为此,专家们提出了箔式电阻应变计的结构,从理论和实验上证明了箔式电阻应变计的横向灵敏度已大为减小。

关于式(5-10)的证明如下:

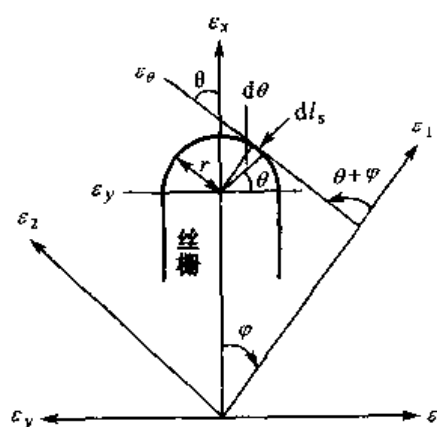


图 5-6 丝栅拐弯处的应变分量

若将一个电阻应变计贴在一应变体中, ε_1 和 ε_2 为主应变,应变计的纵轴与主应变方向的夹角为 φ 。如图5-6所示。垂直于纵轴的应变为 ε_y ,沿应变计纵轴应变为 ε_x ,敏感栅栅丝部分 l 只感受 ε_x 作用,而端部拐弯部分却同时受到 ε_x 和 ε_y 的作用。敏感栅的栅丝部分的伸长为

$$\Delta l = l \varepsilon_x$$

在端部拐弯处,弧长 dl_s 的应变为 ε_θ 。

由应变理论分析可知任一点任意方向的应变与其主应变之间的关系为

$$\varepsilon_\theta = \frac{1}{2}(\varepsilon_1 + \varepsilon_2) + \frac{1}{2}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \cos 2(\varphi + \theta)$$

式中: $\varphi + \theta$ —— ε_θ 方向与主应变方向的夹角。

整个半圆弧的伸长是

$$\begin{aligned}\Delta l_s &= \int_0^\pi \varepsilon_\theta dl_s = \int_0^\pi \varepsilon_\theta r d\theta = \frac{1}{2} \pi r (\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \\ &= \frac{1}{2} \pi r (\varepsilon_x + \varepsilon_y)\end{aligned}$$

对 n 条栅丝来说,有 $(n-1)$ 个拐弯,应变计栅丝的总长便是

$$L = nl + (n-1) \pi r \quad (5-11)$$

整个栅丝的总伸长增量 ΔL 便是

$$\begin{aligned}\Delta L &= n \Delta l + (n-1) \Delta l_s \\ &= nl \varepsilon_x + (n-1) \left[\frac{1}{2} \pi r (\varepsilon_x + \varepsilon_y) \right] \\ &= \frac{2nl + (n-1) \pi r}{2} \varepsilon_x + \frac{(n-1) \pi r}{2} \varepsilon_y\end{aligned}\quad (5-12)$$

式(5-12)说明敏感栅承受轴的应变的分量相当于栅丝全长加上拐弯弧长的一半,而承受横向应变 ε_y 的分量是拐弯弧长的另一半。当应变计同时承受 ε_x 和 ε_y 的作用时,栅丝的相对变化为

$$\frac{\Delta R}{R} = K_w \frac{\Delta L}{L} = \left[\frac{2nl + (n-1)\pi r}{2L} K_w \right] \varepsilon_x + \left[\frac{(n-1)\pi r}{2L} K_w \right] \varepsilon_y \quad (5-13)$$

式中: K_w ——电阻丝的灵敏系数。

在式(5-13)中引入关系:

$$\begin{cases} K_x = \frac{2nl + (n-1)\pi r}{2L} K_w \text{ 为纵向灵敏系数} \\ K_y = \frac{(n-1)\pi r}{2L} K_w \text{ 为横向灵敏度} \end{cases}$$

从式(5-13)中得到下列关系:

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x \varepsilon_x + K_y \varepsilon_y$$

按横向应变灵敏度的定义,得

$$H = \frac{K_y}{K_x} = \frac{(n-1)\pi r}{2nl + (n-1)\pi r}$$

所以电阻丝应变计的应变方程式为

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x (\varepsilon_x + H \varepsilon_y) \quad (5-14)$$

式(5-14)对箔式电阻应变计也适用。

至此,得到一个结论:只要有 H 值存在(见表2),则 H 值对 $\frac{\Delta R}{R}$ 有影响。正因为如此,前人曾采用箔式的电阻应变计结构代替丝栅式的结构,使 H 值相对减小。如图5-7所示的箔式电阻应变片,它具有矩形截面,而丝栅式的导线截面是圆形。对于同样的横截面而言,箔式电阻应变计的表面积大得多,与基底的接触更密切,应变传递更完善,有更好的热传导。在箔式电阻应变计的丝栅中,其拐弯处端部环路尺寸远大于丝的宽度,减小了端部环路的电阻值,降低了丝栅的横向灵敏度。箔式电阻应变计的丝栅的宽度比基底和粘胶的厚度大得多,避免了像丝式电阻应变计那样会将一定量的横向应变传递到纵向应变中去。箔式应变计的尺寸分布很广,从1 mm到

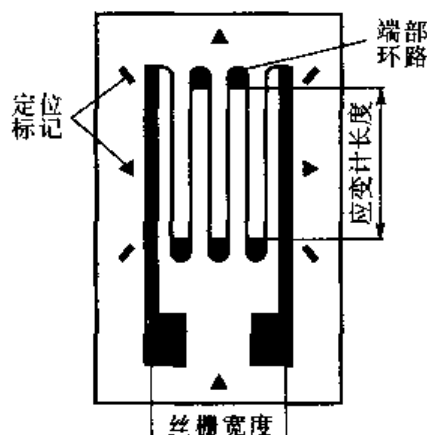


图 5-7 箔式电阻应变片

400 mm,厚度在 0.03 ~ 0.07 mm 范围内;电阻值有 60、120、350、500 和 1000 Ω ,还可以扩大。例如一种特殊的箔式应变计,其尺寸为 1.5 mm $\times$ 1.5 mm,电阻值却达到 5000 Ω 。

从这些事实出发,作进一步的分析研究,作者提出了一个“电流场结构电阻器”代替现有的丝栅式和箔式电阻应变计,使得横向灵敏度趋于零。

作者曾提出具有抛物线形电极的四端电阻器。这个电阻器具有双焦点和电流场特点,如图5-8所示。

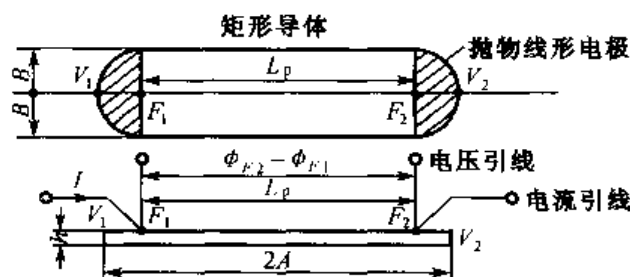


图5-8 具有抛物线形电极的四端电阻器

在图5-8中,矩形导体尺寸为 $2B \times L_p \times h$,两个抛物线形电极,其方程为 $y^2 = 2px$, F_1 和 F_2 是抛物线的焦点,两焦点间的距离为 L_p 。电极的几何形状是由抛物线曲线和通过 F_1 (F_2)的垂直线所决定。在焦点 F_1 和 F_2 上引出一对电压引线和一对电流引线。抛物线在 x 轴上的顶点为 V_1 及 V_2 ,在 V_1 和 V_2 之间的长度为 $2A$;它是这个电流场四端电阻器的总长度。四端电阻器的总宽度为 $2B$,厚度为 h 。在这个四端电阻器的电流端通过电流 I 。

在电压端上出现电位差 $\varphi_{F_2} - \varphi_{F_1}$ 。 φ_{F_2} 为在 F_2 点上的电位, φ_{F_1} 为在 F_1 点上的电位。从 F_1 点进入的电流 I ,便会全部由 F_2 点流出,因为抛物线电极具有把电流全部射出和全部聚集的特性,所以在这个电阻中电流线是平行的。当电流稳定地从 F_1 点流入而又从 F_2 点流出之时,在 F_1 和 F_2 点上的电位差 $\varphi_{F_1} - \varphi_{F_2}$ 是明确的。按照欧姆定律,可以把这个具有抛物线形电极的电流场四端电阻器定义为 R_{4T} 。

$$R_{4T} = \left| \frac{\varphi_{F_1} - \varphi_{F_2}}{I} \right|_{\varphi_{F_1}=0} \quad (5-15)$$

若选用箔式电阻应变计的电阻材料作为具有抛物线电极的矩形导体的材料,则这个具有抛物线电极的电阻器便相当于一个电阻应变片。这个新型箔式电阻应变片具有许多优点:①它不存在栅丝拐弯或端部迴环的结构,所以当宽度 B 远小于长度 L_p 的场合不存在横向应变效应。②它的表面积很大,与基底密合程序更好,能承受较大的功率。③它具有精密的四端电阻器的结构,能满足高准确度的电阻测量的要求。不过,当 F_1 和 F_2 偏离中心线时,也许会出现横向的灵敏度,这点须做一些实验去研究。

抛物线电极的电阻应变计具有严格的四端结构。它在 F_1 和 F_2 点上引出一对电流引线和一对电压引线。当在电流引线端中通过电流,而在电压引线端上测量电压,便可以准确地测出这个应变计的 R 及 ΔR 的数值。这样的一个特点,在有长引线的现场测试场合尤为突出。

抛物线电极的电阻式应变计有更大的表面,与基底接触更完善,散热能力超过箔式电阻应变计。如果箔式应变计的允许桥压为 $U_{桥}$,电阻值为 R ,功率密度为 P ,表面积为 A ,则它们之间有下列关系:

$$U_{桥} = 2 \sqrt{RPA}$$

如今抛物线电极电阻应变计的表面积 A_p 比箔式电阻应变计的 A 大得多,所以抛物线电极电阻应变计可以承受更高的工作电压,从而提高测量的准确度。

作者提出抛物线电极电阻应变计的探讨是有依据的,但实验做得不多,有待后人深入研究。

5.3 关于应变片标定梁的改革问题

如果用传统的标定梁来标定一个电阻应变计的灵敏系数,被测的电阻应变片应当贴在梁上。被测应变片本身存在着纵向灵敏系数和横向灵敏度,梁本身也有自己的纵向灵敏系数和横向灵敏度,这样测出的电阻应变计的灵敏系数 K 将是一个复杂的函数,它既不是工作状态下的灵敏系数 K_s ,也不是纵向灵敏系数 K_x 。

当用传统的标定梁标定电阻应变计的时候是有前提的,即假定标定梁在单向应力状态下拉伸。其应力为 $\sigma_x = \varepsilon_x E'$ 及 $\sigma_y = 0$ 。若梁的横向变形系数为 μ_0 ,则 $\varepsilon_y = -\mu_0 \varepsilon_x$ 。此时电阻应变片的相对电阻变化值有下列表达式:

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x(\varepsilon_x + H\varepsilon_y) = K_x\varepsilon_x(1 - H \cdot \mu_0) = K\varepsilon_x \quad (5-16)$$

其中 $H = \frac{\varepsilon_y}{\varepsilon_x}$, 由此得

$$K = (1 - \mu_0 H) K_x$$

式中已引入条件 $\varepsilon_y = -\mu_0 \varepsilon_x$ 及 $\mu_x = \mu_0$, 在一般场合,这些条件并不能满足。所以,当采用传统标定梁时,不能获得 ε_x 值,而是获得另外的一个 ε'_x 数值:

$$\varepsilon'_x = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{K} = \frac{K_x(\varepsilon_x + H\varepsilon_y)}{(1 - \mu_0 H) K_x} = \frac{\varepsilon_x + H\varepsilon_y}{1 - \mu_0 H}$$

ε'_x 与 ε_x 的相对差值为 δ :

$$\delta = \frac{\varepsilon'_x - \varepsilon_x}{\varepsilon_x} \times 100\% = \frac{H}{1 - \mu_0 H} \left(\mu_0 + \frac{\varepsilon_y}{\varepsilon_x} \right) \times 100\%$$

δ 为 $\frac{\varepsilon_y}{\varepsilon_x}$ 的函数。这就是采用传统标定梁标定电阻应变片的方法误差。以钢梁为例: $\mu_0 =$

0.285, $H = 5\%$, 当 $\frac{\varepsilon_y}{\varepsilon_x} = 1$, 则 $\delta \approx 6.4\%$ 。当 $\frac{\varepsilon_y}{\varepsilon_x} = -1$, 则 $\delta = 3.6\%$ 。

作者在这里提出曲梁理论,用圆柱体曲梁代替传统梁。

5.3.1 曲梁理论

作者基于下列观点提出电阻应变计标定的曲梁理论:①建立有弹性基底的独立应变片,作为量值传递的过渡标准;②建立圆柱面的靠模工作方法,使独立应变片获得一个可计算的 ε 数值;③找出独立应变片与圆柱曲面临时密合的方法,使独立应变片标定后能与曲梁脱离而重复使用。

观点1。传统的标定梁,无论是等弯矩的、悬臂的或等强度梁都存在着一个不可克服的缺点,即受力作用后,梁的弯曲部分有不同的曲率半径,只有曲率半径相同的区域才能给出相同

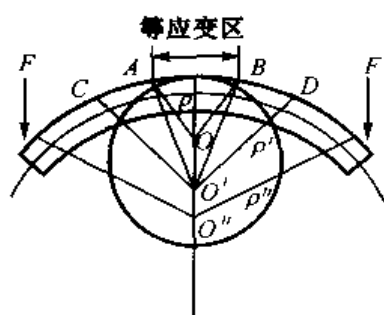


图 5-9 标定梁的等应变区

的 ε 数值。如图 5-9 所示的等弯矩梁,只有在 $\widehat{AB}$ 部分,才能与半径为 ρ 的圆弧一致。 AB 区域称为等应变区,被测定的应变计只能贴在 AB 区内才能得到一致的结果。例如 $C、D$ 点对应的曲率半径是 ρ' ,显然 $\rho' > \rho$,已超出等应变区所对应的 ρ 值,不能获得一致的标定结果。要想把等应变区扩大,只能把该梁继续弯曲直到围成一个圆形,则在该圆上的半径 ρ 才能处处相等,就是说能保证 ε 的数值沿圆周处处相等,也就是说用圆柱体的曲面作为等应变区是可能的。

观点 2。一个电阻应变片,与一个曲率半径为 ρ_1 的曲梁密合时,它应当承受一个机械应变变量 ε_1 。如把同一个电阻应变片与曲梁 2 的曲面密合时,此时曲梁的曲率半径为 ρ_2 ,所以这个电阻应变片承受机械应变变量 ε_2 。当曲梁半径从 ρ_1 变到 ρ_2 时,两者应有一个函数关系,这是作者所探索的曲梁理论。

观点 3。用某种方法建立一个具有弹性基底的电阻应变计,使其能在曲面上密合,标定以后又能分离开,保证被测试的电阻应变计能保存其标定值。

下面是作者对曲梁理论的研究结论:

首先明确一个具有弹性基底的特殊电阻式应变片的结构和它与曲梁密合的概念。如图 5-10 所示:图(a)为一个复合式电阻应变计,弹性基底的厚度为 d_1 ,电阻应变片的厚度为 d_2 ,粘胶的厚度为 d_3 ,总的厚度以 d' 表示。 $d' = d_1 + d_2 + d_3$ 。

曲梁为一圆柱体,其半径为 ρ 。用不干胶把复合应变片与曲梁的圆柱面临时粘合在一起。此时复合应变片承受曲梁的弯曲,产生挠度,此挠度必与 ρ 有关。

如复合电阻应变计所受的机械应变量为 ε' :

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon}{1 - \frac{\gamma}{\rho} - \frac{A}{\rho(A - A')}} \quad (5-17)$$

式中: ε ——没有弹性基底时,电阻应变片的机械应变变量;

ε' ——有弹性基底时,电阻应变片的机械应变变量;

γ ——弹性基底中心线的偏离值;

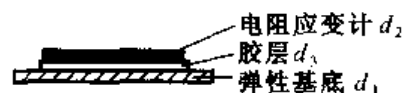
ρ ——曲梁的曲率半径;

A ——弹性基底的截面;

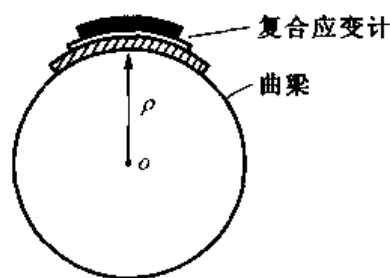
A' ——弹性基底被曲梁弯曲后的截面。

则复合电阻应变计的灵敏系数 K' 为

$$K' = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{d'}{2} \left(\frac{1}{\rho'} - \frac{1}{\rho} \right)} \left(1 - \frac{\gamma}{\rho + \gamma} - \frac{1}{1 - \frac{\rho}{d_1} \ln \frac{\rho + \frac{d_1}{2}}{\rho - \frac{d_1}{2}}} \right) \quad (5-18)$$



(a) 复合电阻应变片



(b) 复合应变片在曲梁上的位置

图 5-10 复合应变计和曲梁密合情况

式中: $\frac{\Delta R}{R}$ ——电阻应变片电阻的相对变化值;

d' ——复合电阻应变片的厚度;

ρ ——第一个曲梁的曲率半径;

ρ' ——第二个曲梁的曲率半径;

γ ——复合应变片与曲梁密合时中线轴的偏离值;

d_1 ——弹性基底的厚度。

有关理论证明可参看相关文献。^{[1][2]}

5.3.2 有关用曲梁标定复合应变计的灵敏系数 K 的实验证明

曲梁半径: $\rho_1 = 401 \text{ mm}$, $\rho_2 = 323.5 \text{ mm}$, $\rho_3 = 200 \text{ mm}$

箔式电阻应变计: $8 \text{ mm} \times 2 \text{ mm} \times 0.1 \text{ mm}$

弹性基底: $200 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 0.8 \text{ mm}$

电测仪表: 192 型 DVM 数字表

实验分 $\rho_1 - \rho_\infty$, $\rho_2 - \rho_\infty$ 及 $\rho_3 - \rho_\infty$ 三组进行。测量数据见表 5-3。

表 5-3 同一个复合电阻应变计在三个曲梁上电阻的测量数据

$\rho = \infty$	$\rho_1 = 401 \text{ mm}$	$\rho_2 = 323.5 \text{ mm}$	$\rho_3 = 200 \text{ mm}$
120.008 Ω	120.316 Ω	120.389 Ω	120.623 Ω

K 值的计算: $K'_{\rho_1, \infty} = 2.165$, $K'_{\rho_2, \infty} = 2.169$, $K'_{\rho_3, \infty} = 2.163$

胶层厚度: $d_1 = 0.05 \text{ mm}$

当 $\rho = \infty$ 时, 即复合应变片不受应力场作用, 意味着被测应变片处于零应变的场合。

实验证明有关曲梁的理论是成立的。在 d' 的测量很要紧, 特别是胶层厚度和电阻应变片的厚度很难单独测量, 必须对 d' 作综合测定。

从实验过程也可以看出, 具有确定 K 值的电阻应变计已经能实现。被测的电阻应变计实验过后可以从曲梁上取下, 在其他场合继续使用。这就意味着电阻应变片有量值传递的可能性。

5.4 电阻应变片量值传递系统的建立

从技术上把关的要求来看, 曲梁的标定方法可以实现大批量的抽样和各批量产品的比对。为此, 作者曾作了对不同厂家产品的比对试验。在一个曲率半径已知的曲梁的圆柱面上, 用同样的粘贴方法把不同厂家的产品同时粘贴在曲梁的圆柱面上。各种产品都处于等应变区内, 而曲梁的等应变区是很宽的, 它可以复盖整个圆周。作者使用了电阻中和电桥测量各个应变片的 $\frac{\Delta R}{R}$ 值。由于每个应变片都有相同的 ε , 所以从 $\frac{\Delta R}{R}$ 和 ε 可以计算出 K 值, 甚至单从 $\frac{\Delta R}{R}$ 的数值就可以判断产品的分散性。这个方法很实用, 也很先进。如图 5-11 所示。

补充一点, 电阻中和电桥是一个包括电阻中和支路及一个标准电阻的匝数比比率电桥, 比率为 1:1。电阻中和支路是一个电阻增量比率网络, 它能线地和准确地给出一个十进位的电阻增量链(见第 1 章), 电阻增量比率网络既可以产生正的电阻增量链, 也可以产生负的电阻增量链。从量化的概念出发, 一个被测的电阻应变片其名义值 R_i 也可以量化为一个线性的十进位的电阻增量链, 对应在某位权值的正电阻可以和中和器的负电阻中和。电阻中和支路

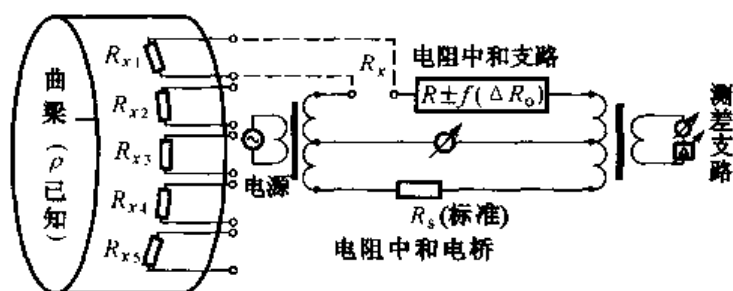


图 5-11 用电阻中和电桥比对电阻应变片的原理图

达到电阻中和的时刻,中和支路的总阻抗为恒定的 R 值,此 R 值是电阻中和器的特征值。当此值与电桥的标准电阻(R_s)相同时,电桥即达到平衡,指零仪指零。所以在电阻中和测量时,只要调态电阻增量中和器的数值直到电桥平衡,便可得到测量结果,即 $R_x = f(\Delta R_0)$,而且是直接读数,既准确又方便。

概括来说,用复合电阻应变片实现了拥有自己的 K 值的独立应变片以后,与曲梁配合工作,便可以达到电阻应变片的比对和绝对测定,形成一个电阻应变片的量值传递系统是不言而喻的,与传统的应变片标定方法相比较,不是有明显的进步吗?

5.5 小 结

电阻应变片在科学技术领域广泛使用,但电阻应变片的量值计量和量值传递系统从未建立。长期以来电阻应变片都是一次性测量,而不能重复使用。传统的标定梁有局限性,等应变区太窄,工作效率低,而且不容易提高标定的准确度。采用复合电阻应变计,曲梁标定方法,可以实现电阻应变片的量值保存和量值传递。用曲梁将大批量应变片进行比对,能进一步客观地评定各种电阻应变片的技术质量,提高了可信度和工作效率。作者认为对电阻应变计的革新是必须的。

顺便一提,关于用曲梁理论标定电阻应变片 K 值的方法,作者在 1986 年“中日传感器国际会议”上宣读论文以后,受到重视并被日方采用。

抛物线电极电阻应变片的提出,可能免除横向灵敏度对测量结果的影响。另外,由于它的四端结构,可使电阻及电阻增量测量准确度有所提高,使整个电阻应变片的量值传递有更高的准确度。

在电阻应变片的标定过程中,必须准确测出 $\frac{\Delta R}{R}$ 的数值。采用电阻中和支路及电阻中和电桥,可以得到更为准确的结果,保证被测的电阻应变片不会过载,满足在原位下测量的要求,是值得深入研究的。

第6章 新型传感器电桥

本章介绍由作者提出的几种新型传感器电桥,包括双曲线函数电桥、电阻中和测量电桥和电容中和测量电桥。双曲线函数电桥具有输入阻抗恒定、量程宽和等功率测量的特点。电桥的平衡方程式为 $R_x R_s = R^2$ 。电阻或电容的中和测量电桥具有直读的优点,适用于传感器的增量测量,在传感器标定方面有创新的意义。在双曲线函数电桥中引入负电阻增量比率网络 $[R - \Delta R]$ 的传感器电桥,适于长引线传感器的测量场合。在工程应变测量中和电阻温度计测量场合中都起到了消除引线影响的作用。

6.1 新型传感器电桥的概念

在传感器的标定和技术测量领域,长期以来都采用国际通用的 Wheatstone 电桥,这种电桥是有四个桥臂、一个指零仪和一个供电源的电桥,如图 6-1 所示。电桥具有平衡方程 $R_1 R_3 = R_2 R_4$,四个桥臂的电阻为 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 ,流经四个臂的电流相应为 I_1 、 I_2 、 I_3 和 I_4 ,电源电压为 U_λ ,指零仪输出电压为 $U_{\text{出}}$, R_g 为指零仪的内阻。

图 6-2 为双曲线函数电桥。电桥包括四个桥臂,一个桥臂电阻为 R (恒定)与 R_x ,另一个为 R (恒定)与 R_s ,电源电压为 U_λ ,指零仪输出电压为 $U_{\text{出}}$ 。电桥的平衡方程为 $R_x R_s = R^2$,且输入电阻恒定为 R 。

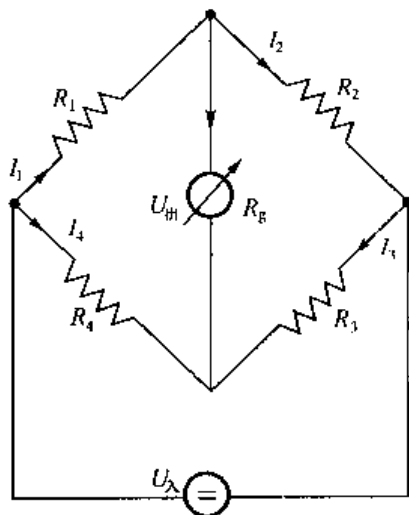


图 6-1 Wheatstone 电桥

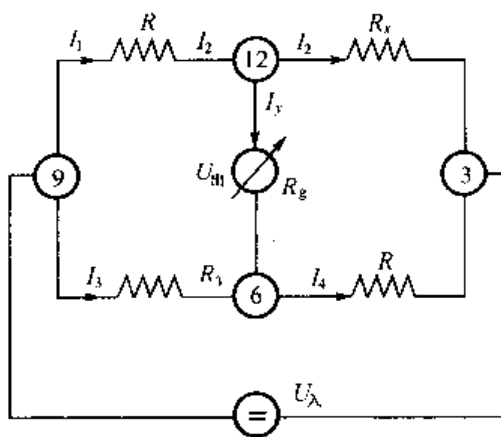


图 6-2 张功铭-赵复真双曲线函数电桥

图 6-3 为阻抗中和电桥,在电流比较仪的电路中,插入阻抗中和测量支路和参考阻抗器;还有 T_1 变量器和 T_2 变量器,电源和相敏指零仪组成电桥电路。当电桥平衡时,电桥平衡方程为

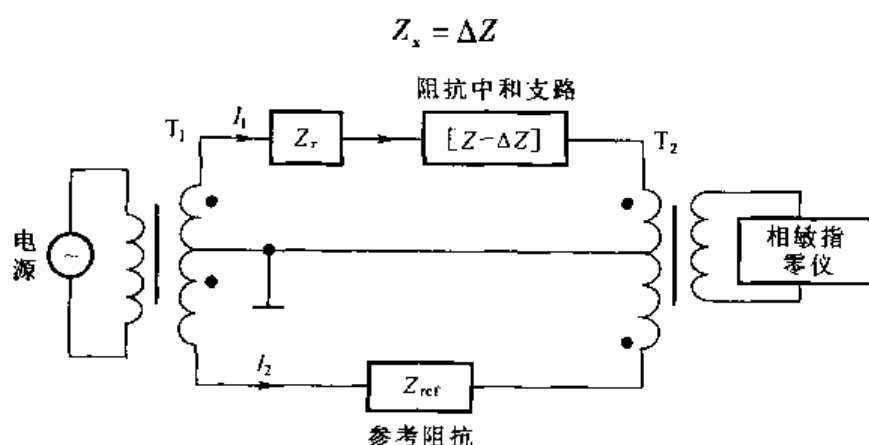


图 6-3 阻抗中和电桥(张功铭,赵复真提出)

下面将对这三种电桥进行分析并与通用的 Wheatstone 电桥比较,以便加深认识。

6.2 张功铭-赵复真双曲线函数电桥分析

双曲线函数电桥的理论基础在于环形复合比率网络,而环形复合比率网络的基础又在于复合比率网络。为了弄清双曲线函数电桥的结构理论,首先要研究复合比率网络的理论。

作者曾把两个比率器复合起来研究,两个比率器复合的形式如图 6-4 所示。

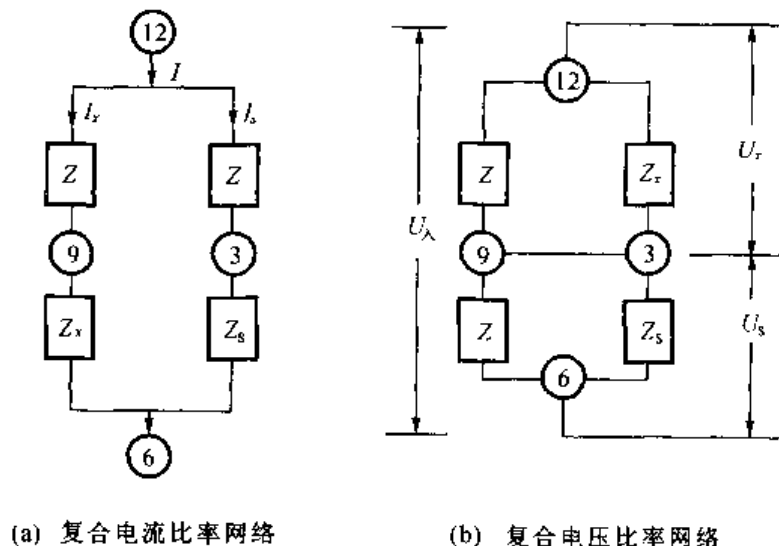


图 6-4 复合阻抗比率网络

在图 6-4(a)中, Z 与 Z 组成一个分流器, Z_s 与 Z_s 组成另一个分流器,并把这两个分流器复合于⑨、③端子上。这个复合的分流器属于一种新型的电流比率器,故称之为复合电流比率器。

在图 6-4(b)中,把 Z 与 Z 组成的一个分压器与另一个由 Z_s 与 Z_s 组成的分压器,复合于⑫、③和⑨、⑥四个端子上。这两个分压器复合后变成一个新型的电压比率器,故又称之为复合电压比率网络。无论是复合电流比率网络或是复合电压比率网络,它们都给出严格的比率关系、功率关系,并且它们都具有相同的入口阻抗 Z 。 Z 为常数阻抗,它们都具有相同的网络

特征方程 $Z_x Z_s = Z^2$ 。

6.2.1 复合比率网络的入口阻抗

按照图 6-4 所示的两个电路图分析。

从图 6-4(a) 得到复合电流比率网络的入口阻抗 Z_{CCRN} 为

$$Z_{CCRN} = \frac{\langle Z + Z_x \rangle \langle Z + Z_s \rangle}{\langle Z + Z_x \rangle + \langle Z + Z_s \rangle} = Z \quad (6-1)$$

在推导过程中,引入了关系式:

$$Z_x Z_s = Z^2 \quad (6-2)$$

在式(6-2)中, Z_x 为被测阻抗, Z_s 为标准阻抗, Z 为恒定阻抗, Z^2 称为复合阻抗比率网络的常数。这个关系式 $Z_x Z_s = Z^2$ 称之为网络的特征方程,从物理意义来论,被测阻抗数值与标准阻抗数值乘积为常数,具有极大和极小值的相乘的关系。从数学意义来说,它是等轴双曲线函数,不是线性方程。

对图 6-4(b) 分析,复合电压比率网络的入口阻抗 Z_{CVRN} 如下:

$$Z_{CVRN} = \frac{ZZ_x}{\langle Z + Z_x \rangle} + \frac{ZZ_s}{\langle Z + Z_s \rangle} = Z \quad (6-3)$$

在推导过程中,引入关系式 $Z_x Z_s = Z^2$ 。

式(6-3)同样说明复合电压比率网络的入口阻抗为 Z ,与复合电流比率网络的入口阻抗相同。同样,在复合电压比率网络中的特征方程亦是 $Z_x Z_s = Z^2$ 。由此可见,复合电流比率网络与复合电压比率网络有相同的特征方程,所以它们是属于同一类的新型比率网络。

6.2.2 复合比率网络的比率关系

如图 6-4(a),在复合电流比率网络中有:

$$\begin{aligned} I &= I_x + I_s \\ I_x \langle R + R_x \rangle &= I_s \langle R + R_s \rangle \end{aligned}$$

由此得

$$\frac{I_x}{I_s} = \frac{\langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle}$$

将上式每边乘上 $\langle R + R_x \rangle$, 得

$$\frac{I_x}{I_s} = \frac{R}{R_x} = \frac{R_s}{R} \quad (6-4)$$

将上式两边加 1, 得

$$\frac{I_s}{I} = \frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle} = \frac{R}{\langle R_s + R \rangle} \quad (6-5)$$

同理得

$$\frac{I_x}{I} = \frac{R}{\langle R_s + R \rangle} = \frac{R_s}{\langle R_x + R \rangle} \quad (6-6)$$

又有

$$I = I_x + I_s = I_s \frac{R_s}{R} + I_x \frac{R_x}{R} = \frac{I_s R_s + I_x R_x}{R}$$

$$IR = I_s R_s + I_x R_x = U_\lambda$$

对图 6-4(b), 在复合电压比率网络中有:

$$\frac{U_s}{U_x} = \frac{\frac{RR_s}{\langle R + R_s \rangle}}{\frac{RR_x}{\langle R + R_x \rangle}} = \frac{\langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle}$$

把上式两边乘以 $\langle R + R_x \rangle$, 得

$$\frac{U_s}{U_x} = \frac{R}{R_x} = \frac{R_s}{R} \quad (6-7)$$

再把上式两边加 1, 得

$$\begin{aligned} \frac{U_s}{U_\lambda} &= \frac{R_x}{\langle R + R_x \rangle} = \frac{R}{\langle R + R_s \rangle} \\ U_\lambda &= U_x + U_s \end{aligned} \quad (6-8)$$

6.2.3 复合比率网络的功率关系

设在 Z_x 上的功率为 P_x , 在 Z_s 上的功率为 P_s , 与 Z_x 串联的 Z 上的功率为 P'_x , 与 Z_s 串联的 Z 上的功率为 P'_s 。为简明起见, 在 $Z = R$ 场合下讨论。

如图 6-4(a), 在复合电流比率网络中有:

$$\begin{aligned} \frac{P'_x}{P_x} &= \frac{I_s^2 R}{I_x^2 R_x} = \frac{R}{R_x} \\ P'_x &= P_x \frac{R}{R_x} \end{aligned} \quad (6-9)$$

及

$$\begin{aligned} \frac{P'_s}{P_s} &= \frac{I_s^2 R}{I_s^2 R_s} = \frac{R}{R_s} \\ P'_s &= P_s \frac{R}{R_s} \end{aligned} \quad (6-10)$$

将式(6-9)与式(6-10)相乘, 得

$$P'_x P'_s = P_x P_s \quad (6-11)$$

从式(6-11)可见, 在 R_x 和 R_s 的功率乘积等于在两个恒定 R 上的功率乘积。

复合电流比率网络的总功率 P_{CCRN} 为

$$\begin{aligned} P_{\text{CCRN}} &= P_x + P'_x + P_s + P'_s \\ &= \frac{\langle R_s + R \rangle + \langle R_x + R \rangle}{R} P_s \\ \frac{P_s}{P_{\text{CCRN}}} &= \frac{R}{\langle R_s + R \rangle + \langle R_x + R \rangle} \end{aligned} \quad (6-12)$$

式(6-12)说明了在 R_s 上的功率与网络总功率的比值为已知。又因为

$$I_s^2 R_s = I_x^2 R_x$$

所以

$$P_s = P_x \quad (6-13)$$

式(6-13)证明,在 R_x 上的功率与在 R_s 上的功率相同,所以复合比率网络有可能用于等功率测量方面。

对图 6-4(b),在复合电压比率网络及式(6-7)中,得到

$$\begin{aligned} \left(\frac{U_s}{U_x}\right)^2 &= \left(\frac{R}{R_x}\right)^2 = \frac{R_s}{R_x} \\ \frac{U_s^2}{R_s} &= \frac{U_x^2}{R_x} \end{aligned}$$

所以得

$$P_s = P_x \quad (6-14)$$

式(6-14)证明在 R_x 上的功率与在 R_s 上的功率是相等的,这就具有等功率的性质。

又因

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{U_s^2}{R_s}, P'_s = \frac{U_s^2}{R} \\ P_x &= \frac{U_x^2}{R_x}, P'_x = \frac{U_x^2}{R} \\ \frac{P'_s}{P_s} &= \frac{R_s}{R} \\ \frac{P'_x}{P_x} &= \frac{R_x}{R} \\ P_x P_s &= P'_x P'_s \end{aligned} \quad (6-15)$$

复合电压比率网络的总功率为 P_{CVRN}

$$\begin{aligned} P_{\text{CVRN}} &= \frac{U^2}{R} = \frac{(U_s + U_x)^2}{R} = P_x + P_s + P'_x + P'_s \\ &= \frac{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle}{R} P_x \\ \frac{P_x}{P_{\text{CVRN}}} &= \frac{R}{\langle R + R_x \rangle + \langle R + R_s \rangle} \end{aligned} \quad (6-16)$$

将式(6-12)与式(6-16)比较,得

$$\frac{P_x}{P_{\text{CVRN}}} = \frac{P_s}{P_{\text{CCRN}}} \quad (6-17)$$

从式(6-17)得知, R_x 的功率与网络总功率的比值等于 R_s 的功率与网络总功率的比值。

从这里也可以看出,复合电流比率网络与复合电压比率网络是等同的。从研究结论中得到功率比的概念,说明分功器是存在的。

6.3 环形复合比率网络

经过深入的研究,作者认为对图 6-4 所示的复合比率网络内部阻抗元件作序列的改变时,会产生新的复合比率网络。例如对图 6-4(a)的复合电流比率网络来说,保持一个支路中的 Z 和 Z_s 阻抗序列不变,而把另一个支路的阻抗序列改为 Z_x 和 Z 。这个异序的复合电流比率网络仍具有入口阻抗不变,特征方程不变的特点。显然,它还是一个复合电流比率网络。但这个阻抗异序的复合比率网络具有电桥的性质。由于异序阻抗的复合比率网络具有环形的阻抗分布,所以作者称它为环形复合比率网络。按照复合环形比率网络的分类亦应分为复合环形电流比率网络和复合环形电压比率网络。

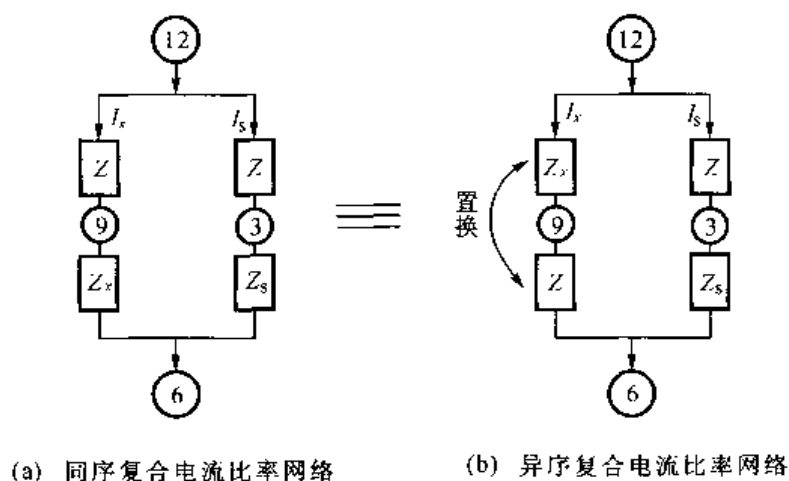


图 6-5 同序和异序复合电流比率网络

复合环形电流比率网络如图 6-5 所示。对图 6-5(b),其入口阻抗 Z'_{CCRN} :

$$Z'_{\text{CCRN}} = \frac{\langle Z_x + Z \rangle \langle Z + Z_s \rangle}{\langle Z_x + Z \rangle + \langle Z + Z_s \rangle} = Z$$

式中引入关系式 $Z_x Z_s = Z^2$ 。

复合环形电压比率网络如图 6-6 所示。异序复合环形电压比率网络的入口阻抗 Z'_{CVRN} 为

$$Z'_{\text{CVRN}} = \frac{Z_x Z}{\langle Z_x + Z \rangle} + \frac{Z Z_s}{\langle Z + Z_s \rangle} = Z$$

在式中引入关系式 $Z_x Z_s = Z^2$ 。

比较 Z'_{CCRN} 和 Z'_{CVRN} , 它们不仅有相同的入口阻抗和特征方程,而且与同序的复合比率网络的 Z_{CCRN} 和 Z_{CVRN} 相同,平衡方程 $Z_x Z_s = Z^2$ 也相同。这样在理论上确立了环形复合比率网络也是复合比率网络的同类新型比率网络,而且具有电桥特征。

本章重点是导出双曲线函数电桥的理论依据,至于异序复合比率网络的阻抗比率的功率分布与同序复合比率网络的分布相一致,这里不再论述。

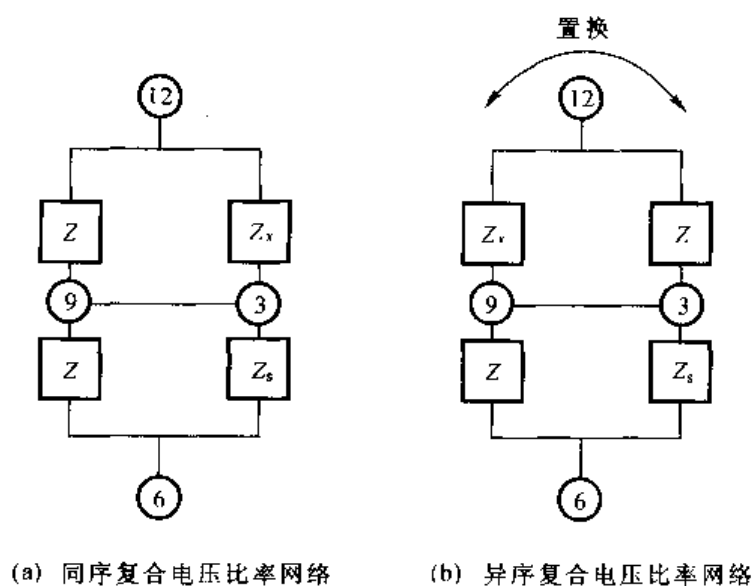


图 6-6 同序和异序复合电压比率网络

6.4 环形复合比率网络的电桥特性

环形复合电流比率网络如图 6-7 所示。网络中包括四个阻抗,即两个恒定阻抗 Z 、一个 Z_x 和一个 Z_s 。它们的序列按顺时针方向,从⑨端子开始,依次为 $Z \rightarrow Z_x \rightarrow Z \rightarrow Z_s$,途中经过②、③、⑥端子,最后回到⑨端子,为环状排列。当然,从复合比率网络的概念来看, Z 和 Z_x 为一个比率器, Z_s 和 Z 为另一个比率器,这两个比率器复合于⑨、③节点上。第一个比率器具有比率 D_1 ,第二个比率器的比率为 D_2 ,它们的比率分别为

$$D_1 = \frac{Z}{\langle Z + Z_x \rangle}$$

$$D_2 = \frac{Z_s}{\langle Z_s + Z \rangle}$$

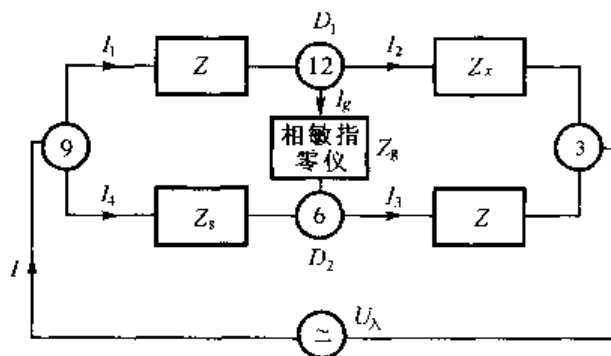


图 6-7 环形复合比率网络(双曲线函数电桥)

现在进一步研究 D_1 与 D_2 的关系。

如令 $\Delta D = D_1 - D_2$, 则

$$\Delta D = \frac{Z}{\langle Z + Z_s \rangle} - \frac{Z_s}{\langle Z_s + Z \rangle}$$

$$= \frac{Z \langle Z_s + Z \rangle - Z_s \langle Z + Z_s \rangle}{\langle Z + Z_s \rangle \langle Z_s + Z \rangle}$$

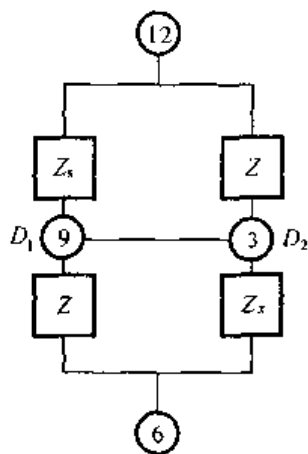
引入关系式 $Z_s Z_s = Z^2$, 则

$$\Delta D = 0$$

这就说明,只要存在着 $Z_s Z_s = Z^2$ 的关系,这个环形复合电流比率网络就出现电桥平衡的特征。如果在⑫与⑥点之间接入一个指零仪,这个环形复合电流比率网络便成为一个平衡电桥。通过 R_s 和 R_s 关系就可以实现阻抗测量,而这个电桥的平衡条件便是网络的特征方程,即

$$Z_s Z_s = Z^2 \quad (6-18)$$

式(6-18)为环形复合电流比率网络电桥的平衡方程。这个方程式具有等轴双曲线函数的形式。



进一步对环形复合电压比率网络进行研究。如图 6-8 所示,对⑫、⑥端子而言,有两个分压器被复合,其一的比率为 D_1 其二的比率为 D_2 。

$$D_1 = \frac{Z}{\langle Z + Z_s \rangle}$$

$$D_2 = \frac{Z_s}{\langle Z_s + Z \rangle}$$

$$\Delta D = \frac{Z}{\langle Z + Z_s \rangle} - \frac{Z_s}{\langle Z_s + Z \rangle} = 0$$

式中:

$$Z_s Z_s = Z^2$$

图 6-8 环形复合电压比率网络(双曲线函数电桥)

这个结论也是说明环形复合电压比率网络也具有平衡电桥的性质。如果在节点⑨、③之间插入一个指零仪代替短路线,其电路状态是不会改变的。

由此得出一个重要结论:双曲线函数电桥诞生了。它的理论基础是复合比率网络理论,作者在 1991 年国际计量学大会上宣读了论文,1992 年在国际精密电磁会议上宣读了后续研究成果,1996 年在国际精密电磁会议上宣读了等轴双曲线函数电桥的研究成果。

这个新型的电桥已在电学计量和传感器计量方面应用和实验验证,得到专家的好评。这是一个富有特色的电桥,在《非电量电测技术与传感器技术学术研讨会论文集》(1996 年)中已经命名为张功铭-赵复真电桥。为了推广使用,作者在此再次阐述,希望这个电桥能在传感器计量领域发挥更大的作用。

6.5 张-赵氏电桥与 Wheatstone 电桥比较

现在就电桥的平衡方程、输入阻抗、输出阻抗、灵敏度、量程、准确度和桥臂上的功率分布等方面进行列表比较,见表 6-1。

表 6-1 张-赵氏双曲线函数电桥与 Wheatstone 电桥的比较

比较项目	张功铭-赵复真电桥	Wheatstone 电桥
电 路 图		
平衡 方程	$Z_x Z_s = Z^2$	$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3 R_1}$
输入 阻抗	$Z_{\lambda} = Z$ (恒定)	$R_{\lambda} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$ (当 $R_g = \infty$)
输出 阻抗	$Z_{th} = \frac{ZZ_x}{Z + Z_x} + \frac{ZZ_s}{Z + Z_s} = Z$ (恒定)	$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$, 当 $R_g = \infty$
灵 敏 度	$S_0 = \frac{U_{\lambda}}{\langle Z_x + Z \rangle \langle Z_s + Z \rangle + \frac{Z_s}{Z} \langle Z_s + Z \rangle^2}$	$S_0 = \frac{U_{\lambda}}{R_1 \left[R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_g \left(2 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_4}{R_3} \right) \right]}$
桥 臂 功 率	$P_1 = I_1^2 Z$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N} \right)^2 [Z_s \langle Z_x + Z \rangle + Z_g \langle Z_s + Z \rangle]^2 Z$ $P_2 = I_2^2 Z_x$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N} \right)^2 [Z \langle Z_s + Z \rangle + Z_g \langle Z_s + Z \rangle]^2 Z_x$ $P_3 = I_3^2 Z$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N} \right)^2 [Z \langle Z_x + Z \rangle + Z_g \langle Z_x + Z \rangle]^2 Z$ $P_4 = I_4^2 Z_s$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N} \right)^2 [Z_x \langle Z_s + Z \rangle + Z_g \langle Z_s + Z \rangle]^2 Z_s$ $\frac{I_{\lambda}}{N} = \frac{U_{\lambda}}{\langle Z_s + Z \rangle \langle Z_x + Z \rangle + \frac{Z_s}{Z} \langle Z_s + Z \rangle^2}$ $P_2 = P_4$ $P_2 P_4 = P_1 P_3$ }平衡时, $P_s = P_x$, 等功率	$P_1 = I_1^2 R_1$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N'} \right)^2 [R_4(R_2 + R_3) + R_g(R_3 + R_4)]^2 R_1$ $P_2 = I_2^2 R_2$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N'} \right)^2 [R_3(R_1 + R_4) + R_g(R_3 + R_4)]^2 R_2$ $P_3 = I_3^2 R_3$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N'} \right)^2 [R_1(R_2 + R_3) + R_g(R_1 + R_2)]^2 R_3$ $P_4 = I_4^2 R_4$ $= \left(\frac{I_{\lambda}}{N'} \right)^2 [R_2(R_1 + R_4) + R_g(R_1 + R_2)]^2 R_4$ $\frac{I_{\lambda}}{N'} = \frac{U_{\lambda}}{R_g(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) + (R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}$ 各臂功率不相等
量 程	$Z_s Z_x = Z^2$, 取 $Z = 1 \text{ M}\Omega$ 时, 如 $Z_s = 1 \Omega$ 时, $Z_x = 10^{12} \Omega$, 量程很大	$R_x = \frac{R_4}{R_3} R_s$, 取 $R_4/R_3 = 1000$ 时, 如 $R_s = 1 \Omega$, $R_s = 10^3 \Omega$, $R_s = 1 \text{ M}\Omega$ 时, $R_x = 10^6 \Omega$, 量程有限
准 确 度 等 级	第 I 类 双曲线函数电桥相当于 0.1% ~ 0.01% 级 第 II 类 双曲线函数电桥相当于 0.01% ~ 0.005% 级	在 0.1% ~ 0.01% 级
结 构 及 操 作 难 易 度	结构简单, 操作容易	结构简单, 操作容易

从表 6-1 的对比情况来判断,张-赵氏电桥在各个方面都超过 Wheatstone 电桥。所以张-赵氏电桥值得推广使用。

6.6 张-赵氏电桥的应用

应变计在安装时,要求应变计与工件之间的绝缘良好。一般场合,绝缘电阻在 $10^{10}\Omega$ 的量级,因此用张-赵氏电桥测量最为合适。

按照电桥的平衡方程 $Z_x Z_s = Z^2$, 取电桥常数 $Z^2 = (1\text{ M}\Omega)^2 = 10^{12}\Omega^2$, 当 $Z_x = 10^{10}\Omega$ 时, $R_s = 100\Omega$, 若 R_s 为标准电阻箱, 则可用第 II 类双曲线函数电桥实现大电阻测量, 如图 6-9 所示。

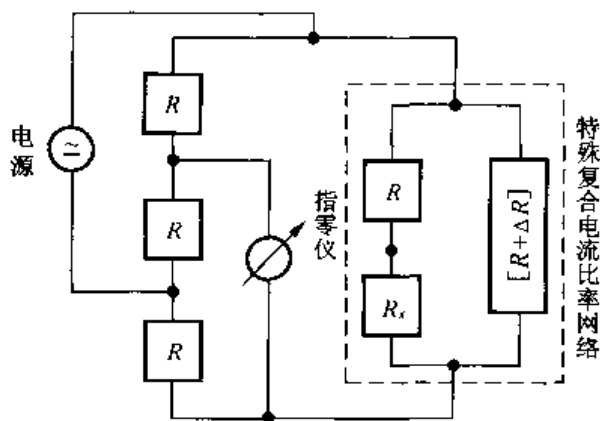


图 6-9 第 II 类双曲线函数电桥

本来测量一般数量级的大电阻采用环形复合比率网络电桥便可, 见图 6-7, 但是对特高量级的高阻, 则必须考虑到 R_s 中零位电阻影响。因为测高阻时, R_s 数值仅在 100Ω 的量级, 如通常用电阻箱作为 R_s 的场合, 电阻箱的零位电阻已达 $20\text{ M}\Omega$ 的量级, 这时 R_s 的相对误差就比较大。为了消除零位电阻对测量的影响, 可以采用特殊的复合电流比率网络代替 R_s 。在第 II 类复合比率网络电桥中采用 $[R + \Delta R]$ 代替了 R_s 和 R 组成的支路。由于电阻增量是两个数量的差值, 所以不存在零位电阻。当然在测量特高阻时, 电桥要有保护措施, 防止泄漏电流对测量结果的影响。

张-赵氏电桥的另外一个用途是用于光敏传感器的阻值测量。光敏电阻器是以光电导体为本征半导体的材料做成的光控电阻器件。光敏电阻传感器是两电极器件, 当光照时两极间的光导材料其价带上的电子被激发到导带上去, 从而使导带电子和价带的空穴增加, 光导体的电导率变大。如入射光的光量子能量大于光导体的禁带宽度 E_g , 即产生电子在能级中的跃迁, 使光导体电导率增加。

$$h\nu = \frac{h \cdot c}{\lambda} = \frac{1.24}{\lambda} > E_g$$

式中 ν 及 λ 为入射光的频率和波长。 h 为 Planck 常数。

光敏电阻传感器不受光照射的电阻值称为暗电阻, 受光照时的电阻称为亮电阻。亮电阻的数量级约几十千欧, 而暗电阻则在几千欧的量级, 两者相差几十倍, 而且不同光导材料的这两种电阻差别很大, 采用张-赵氏电桥测量很合适。此外在研究光敏电阻传感器的光照特性、

光谱特性以及光敏电阻器的温度特性时,尤为适合。

6.7 电阻中和测量电桥

对电阻式应变计和电阻温度计的标定,采用电阻中和电桥可以获得直读的优点,而且能保证较高的准确度。电阻中和器在一般场合下可达 2×10^{-4} 的准确度。AC 电阻中和测量电桥如图 6-10 所示。

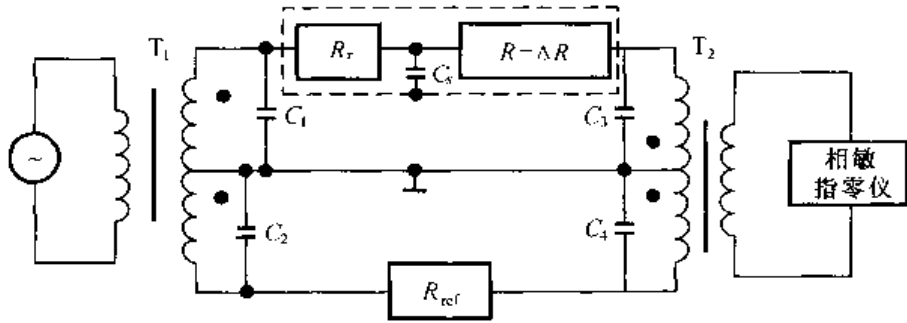


图 6-10 AC 电阻中和测量电桥

AC 电阻中和电桥是在交流下工作的电阻中和电桥。电桥主要部件是两个变量器 T_1 和 T_2 、电源及相敏指零仪。两个桥臂分别与电阻中和支路 $[R_x] + [R - \Delta R]$ 及参考电阻 R_{ref} 连接。 T_1 为电压互感器,初级接电源,次级有中心抽头。 T_2 为差动电流互感器,初级有中心抽头,两个绕组差接,次级接相敏指零仪。两个变量器的中心抽头均接地。

测量时调节 $[R - \Delta R]$ 中的 ΔR 数值,使电阻中和支路的总阻为 R ,此时电桥即达平衡状态,可从相敏指零仪的示值来判断。此时电桥平衡的平衡方程为

$$[R_x] + [R - \Delta R] = R \quad (6-19)$$

因为 $R = R_{ref}$,所以电桥平衡,亦即

$$R_x = \Delta R \quad (6-20)$$

式(6-20)即为电阻中和测量电桥的测量结果。因为 $[R - \Delta R]$ 中的 ΔR 为线性网络,所以测量电桥具有线性和直读的特点。

在交流下工作时,电桥的测量结果会受分布电容的影响。在 T_1 的次级有分布电容 C_1 和 C_2 ;在 T_2 的初级有分布电容 C_3 和 C_4 ;在电阻中和支路中有分布电容 C_5 。 T_1 、 T_2 都有中心抽头,有 1:1 的比率,因而在分布电容上的电压是相同的。 T_1 的分布电容直接接地,而且对称,它对 T_1 的次级引起的负载误差不影响 T_1 的次级的比率,所以 C_1 和 C_2 不会引起测量误差。 T_2 的初级是差接的,在 C_3 和 C_4 的电压近于零,所以它的容性泄漏可以忽略。但是在电阻中和器中的分布电容 C_5 却是有影响的,只能通过减小 C_5 的数值和采用屏蔽的办法来把它降低。按 Y/ Δ 变换,得到电阻中和支路的等效值为

$$\begin{aligned} R_e &= [R_x] + [R - \Delta R] + \frac{R_x(R - \Delta R)}{Z_{C_5}} \\ &= [R_x] + [R - \Delta R] - jR_x(R - \Delta R)C_5 \cdot \omega \end{aligned}$$

$$\text{式中: } Z_{C_5} = j \frac{1}{C_5 \cdot \omega}$$

当电桥平衡时, $R_x = \Delta R$

$$R_x = R - jR_x(R - R_x)C_s \cdot \omega$$

在 1592 Hz 下把 C_s 控制到 50 pF, 则误差项为 $-jR_x(R - R_x) \times 5 \times 10^{-7}$ 。对 120 Ω 应变计, 如 R_x 为 12 Ω 则误差项为 $-j \times 7 \times 10^{-5}$ 。这个数值并不大, 何况它只影响到相移分量。总而言之, 前面讨论的交流电阻中和测量电桥可以得到比较高的准确度, 例如 2×10^{-4} 。

在直流下的电阻中和电桥, 如图 6-11 所示。

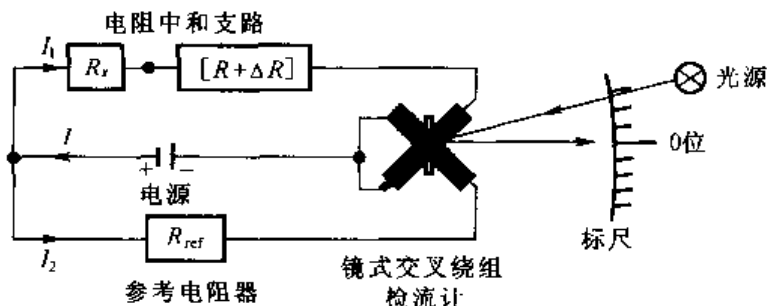


图 6-11 直流下工作的电阻中和比率器电桥

利用流比计的原理, 用镜式交叉绕组检流计替代指针式指示表, 提高电路的灵敏度。电阻中和器支路与参考电阻器分别置于比较仪的 I_1 和 I_2 支路中。当比较仪指零时, $I_1 = I_2$, 同时 $R_x = \Delta R$ 。用电阻中和支路测量 ΔR 值的变化量是很逼真和方便的, 在电阻应变计标定 K 值时使用尤为方便。

6.8 电容增量比率网络与电容中和测量原理

一个恒定电容 C 可以按比率网络的概念把它展开为一个量化的等比级数的电容网络。如果给定一个量化电容单位 C_0 , 比率为 D 时, 可以把一个恒定电容 C 转变为等效的线性电容网络。具体的做法是以 $\sqrt{D}$ 为分割系数, 把 C 分割为 n 项部分电容和一个剩余电容 C^* , 使得

$$C = D^2 C_0 + D \sqrt{D} C_0 + D C_0 + \sqrt{D} C_0 + C_0 + C^* \quad (6-21)$$

上式的 $n=5$, C_0 为量化的电容单位, C^* 为五项部分电容之和与 C 的差值, 称为乘余电容。

按照电容增量比率网络理论, 可以在式(6-21)的基础上用串联电容 $(C_p)_j$ 的方法, 获得负值电容增量 $[-\Delta C]$ 线性链及正值电容增量 $[+\Delta C]$ 的线性链。

图 6-12 为一个负值电容增量比率网络链, 一共有五个并联支路, 每个支路相应于一个部分电容。为了在每个支路中产生十进位的电容增量 $[-\Delta C]$, 则必须在每个部分电容支路中串入一个合适的串联调整电容。使作者研究后得出结论, 要建立一个特殊的串联电容调整键 $(C_p)_j$, 使得并联电容支路产生负值电容增量 $(\Delta C_i)_j$ (j 为十进盘的序号, i 为十进盘示值的序号), 并且要求各盘的电容增量成十进位的关系, 则必须建立一个特殊的串联电容键:

$$\begin{aligned} C_p = & (C_0 + C'_0 - D^2 C_0) + (C_0 + C'_0 - D \sqrt{D} C_0) + (C_0 + C'_0 - D C_0) \\ & + (C_0 + C'_0 - \sqrt{D} C_0) + (C_0 + C'_0 - C_0) \end{aligned} \quad (6-22)$$

式(6-22)所示的串联电容链表达式是按照电容增量比率网络理论建立的。从研究结论

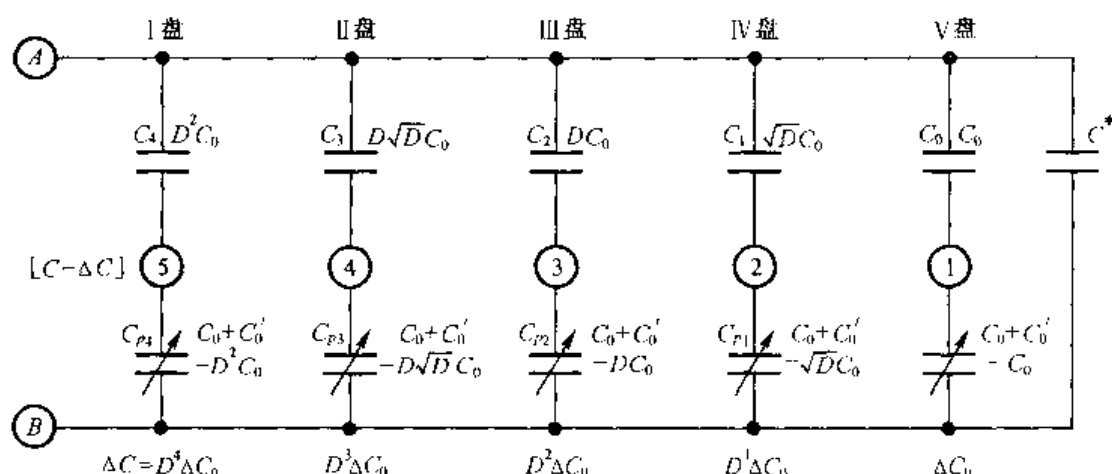


图 6-12 负值电容增量比率网络

中已知每个电容串联支路中必定具有“除 ΔC 以外,支路中全部电容之和为常数”的结论。从图 6-12 的末盘中的电容串联支路中,如给定量化电容 C_0 ,则其串联电容为 C'_0 , C'_0 的数值通过下式

$$C'_0 = \frac{C_0(C_0 - \Delta C_0)}{\Delta C_0} \quad (6-23)$$

计算出来。式中 ΔC_0 是要求在该电容串联支路中所产生的电容增量 ΔC_0 ,因为这个增量是属于末盘的,可以称它为电容增量的量化单位。对各个电容支路都应有相应的串联电容 $(C_p)_j$ 。这些数值均可按各支路要求的电容增量 $(\Delta C_{pi})_j$ 并通过式(6-23)计算出来。然而对于一个十进盘结构的负电容增量比率仪器来说,对每个十进盘都有 0~10 个示值,也就是应该有 $(\Delta C_{pi})_j$,其中 i 应是 0~10。这样 $(\Delta C_{pi})_j$ 是一个十行五列的矩阵形式。同样对串联调节电容 $(\Delta C_{pi})_j$ 来说,也应是一个十行五列的矩阵形式。十行第一列为第一个十进盘,十行第二列为第二个十进盘,余类推,就构成一个十进盘式的负值电容增量比率网络。

按照电容增量比率网络理论,每个十进盘的电容增量,可以把按式(6-23)计算出来的串联调整电容 $(C_{pi})_j$ 串入以后获得。现在可以按照图 6-12 把第一行五列的电容增量 $(\Delta C_{pi})_j$ 计算如下:

$$\left. \begin{aligned} \text{对第 5 支路: } (\Delta C_{pi})_5 &= \frac{D^2 C_0 (C_0 + C'_0 - D^2 C_0)}{C_0 + C'_0} - D^2 C_0 = -D^4 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0} \\ \text{对第 4 支路: } (\Delta C_{pi})_4 &= \frac{D \sqrt{D} C_0 (C_0 + C'_0 - D \sqrt{D} C_0)}{C_0 + C'_0} - D \sqrt{D} C_0 = -D^3 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0} \\ \text{对第 3 支路: } (\Delta C_{pi})_3 &= \frac{D C_0 (C_0 + C'_0 - D C_0)}{C_0 + C'_0} - D C_0 = -D^2 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0} \\ \text{对第 2 支路: } (\Delta C_{pi})_2 &= \frac{\sqrt{D} C_0 (C_0 + C'_0 - \sqrt{D} C_0)}{C_0 + C'_0} - \sqrt{D} C_0 = -D \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0} \\ \text{对第 1 支路: } (\Delta C_{pi})_1 &= \frac{C_0 (C_0 + C'_0 - C_0)}{C_0 + C'_0} - C_0 = -D^0 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0} \end{aligned} \right\} \quad (6-24)$$

从式(6-23),得

$$\Delta C = \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

于是式(6-24),得各十进盘第一行的电容增量为

$$\left. \begin{aligned} (\Delta C_{p1})_5 &= -D^4 \Delta C_0 \\ (\Delta C_{p1})_4 &= -D^3 \Delta C_0 \\ (\Delta C_{p1})_3 &= -D^2 \Delta C_0 \\ (\Delta C_{p1})_2 &= -D^1 \Delta C_0 \\ (\Delta C_{p1})_1 &= -D^0 \Delta C_0 \end{aligned} \right\} \quad (6-25)$$

将式(6-25)的各列电容增量累加,并以 (ΔC_{p1}) 表示,得

$$\begin{aligned} \Delta C_{p1} &= (\Delta C_{p1})_5 + (\Delta C_{p1})_4 + (\Delta C_{p1})_3 + (\Delta C_{p1})_2 + (\Delta C_{p1})_1 \\ &= -(D^4 + D^3 + D^2 + D^1 + 1) \Delta C_0 \end{aligned} \quad (6-26)$$

从式(6-26)可以看出,第一列五个十进盘的电容增量是以 D 为比率的等比级数链。对应第二列五个十进盘的电容增量比率链为

$$\Delta C_{p2} = 2(D^4 + D^3 + D^2 + D^1 + 1) \Delta C_0$$

余类推,对应第十列五个十进盘的电容增量比率链为

$$\Delta C_{p10} = 10(D^4 + D^3 + D^2 + D^1 + 1) \Delta C_0$$

由此可得负值电容增量比率网络的十进盘示值方程为

$$\begin{aligned} [C - \Delta C] &= - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_5 \times 10^4 \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_4 \times 10^3 \Delta C_0 - \\ &\quad \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_3 \times 10^2 \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_2 \times 10 \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_1 \times \Delta C_0 \end{aligned} \quad (6-27)$$

式中 D 是电容增量网络进位制基数,现取 $D=10$,即为十进制。

由此可见,一个恒定电容 C 被 $\sqrt{D}$ 分割形成 $\sqrt{D}$ 进制的电容比率链,当用特殊的串联调整电容串入后,各电容支路产生一个线性的负值电容增量比率网络,其比率为 D 。这个负值电容增量比率网络与恒定电容 C 叠加组成了负值电容增量比率网络 $[C - \Delta C]$ 。

另外,从式(6-27)可知, ΔC 是以 ΔC_0 为量化单位的电容增量线性链。当给定 D 值后, ΔC 便与 ΔC_0 成正比。在十进制中已给定 $D=10$ 。如果把电容增量量化单位 ΔC_0 改变为 C_0 ,只是数值上使 ΔC 产生变化,但它的量化和线性化的理论仍然成立。如今要测量一个未知电容 C_x ,按照电容增量理论,可以对 C_x 进行量化和线性化。并选取量化单位为 ΔC_0 。这样按电容增量比率网络理论便可以获得下面的量化和线性化的方程:

$$C_x = \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_n \times D^{n-1} \Delta C_0 + \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{n-1} \times 10^{n-2} \Delta C_0 + \cdots + \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{m-n+1} \times \Delta C_0 \quad (6-28)$$

式(6-28)表明 C_x 与一个以 ΔC_0 为量化单位的电容线性量化链等效。取 $D=10$, 则 C_x 可以用十进制示值方程来表达。

现在,把式(6-28)与式(6-27)叠加,同一个权位数的十进盘的示值便可以直接叠加。

$$C_x + [C - \Delta C] = C + \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \times 10^{n-1} \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \times 10^{n-1} \Delta C_0 + \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \times 10^{n-2} \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \times 10^{n-2} \Delta C_0 + \cdots + \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \times \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \Delta C_0 = C \quad (6-29)$$

式(6-29)中,若 $C_x = \Delta C$, 则式(6-29)成立。从这里诞生了电容中和测量原理。

一个微小电容 C_x 的测量可以通过负值电容增量比率网络 $[C - \Delta C]$ 组成电容中和测量支路,再通过匝数比比率电桥与一个恒定的参考电容器 C 相比较。这个参考电容器的电容值是 C , 它与负值电容增量比率网络的恒定电容相等。测量 C_x 时,只要 $C_x < \Delta C$, 则在中和支路中调节 $-\Delta C$ 的数值,使它与 C_x 中和,起初 C_x 与 $[C - \Delta C]$ 并联时,支路并联值并不等于 C , 但当电桥平衡时,支路并联值必为 C , 因为此时有平衡条件:

$$C_x = \Delta C \quad (6-30)$$

式(6-30)表明电桥平衡时刻和 C_x 能直接读出。

这是测量两端小电容的新方法,在电容传感器方面特别适用。例如用于电容型高温应变计的场所。

6.9 长引线传感器的测量电桥

在工程测量时,传感器远离测量仪器,这时的连接电线就可能会长达 100 m, 这时引线电阻会达几十欧姆。在这样大的引线电阻下去测量 120 Ω 的应变片时,当然是个大问题。又如在高温铂电阻测温的场合,高温铂电阻温度计的电阻只在 1 Ω 上下,引线电阻对测量结果的影响是不可忽略的。为此作者提出了第Ⅲ类双曲线函数电桥。在第Ⅰ类双曲线函数电桥的基础上,引入了电阻增量比率网络和电阻中和测量技术,使第Ⅲ类双曲线函数电桥起到精密消除引线电阻的作用。如图 6-13 所示。

电桥具有两个引线补偿器Ⅰ和Ⅱ。引线补偿器Ⅰ实际上是两个现成的负电阻增量比率网络。引线补偿器Ⅰ用来补偿 R_x 的 r_{v1} 和 r_{c2} 引线的电阻。引线补偿器Ⅱ用来补偿 R_x 的 r_{v4} 和 r_{c3} 引线的电阻。 R_s 的 R_{c1} 和 R_x 的 r_{c4} 与电源串联,不存在引线误差。另外 R_s 的 r_{v2} 和 R_x 的 r_{v3} 引线是指零仪串联,所以也不存在引线误差。需要补偿的引线仅是 r_{v1} 、 r_{c2} 、 r_{v4} 和 r_{c3} 。

有关引线电阻应事先测量,步骤如下:

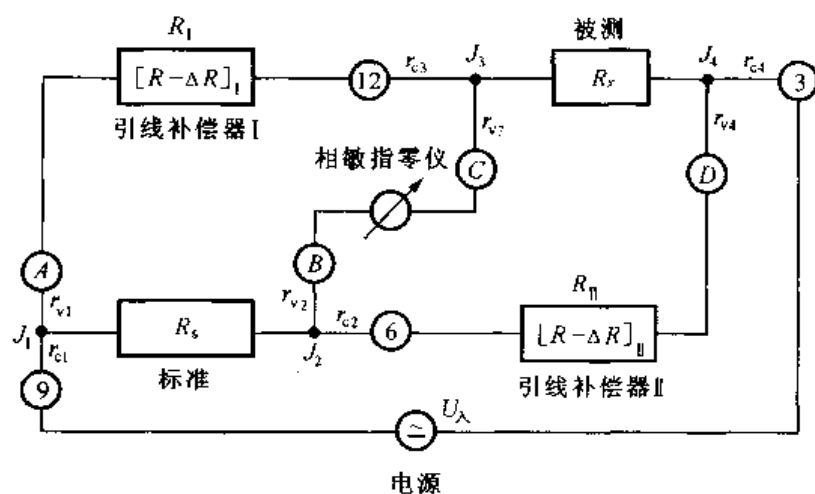


图 6-13 有引线补偿的双曲线函数电桥(张功铭-赵复真电桥)

$$\begin{aligned} \text{测量⑫、③间的引线电阻:} & \quad r_{c3} + r_{v3} = r_{\text{⑫③}} \\ \text{测量①、③间的引线电阻:} & \quad r_{c4} + r_{v4} = r_{\text{①③}} \\ \text{测量⑫、①间的电阻:} & \quad r_{c3} + R_x + r_{v4} = r_{\text{⑫①}} \\ \text{测量③、③间的电阻:} & \quad r_{v3} + R_x + r_{c4} = r_{\text{③③}} \end{aligned}$$

将后两个式子相加,得

$$r_{c3} + r_{v3} + 2R_x + r_{v4} + r_{c4} = r_{\text{⑫①}} + r_{\text{③③}}$$

把第一和第二式相加,得

$$r_{c3} + r_{v3} + r_{c4} + r_{v4} = r_{\text{⑫③}} + r_{\text{①③}}$$

解出 R_x :

$$R_x = \frac{1}{2} [r_{\text{⑫①}} + r_{\text{③③}} - (r_{\text{⑫③}} + r_{\text{①③}})]$$

由于 $r_{\text{⑫①}}$ 、 $r_{\text{③③}}$ 、 $r_{\text{⑫③}}$ 和 $r_{\text{①③}}$ 都是已知的测量值,因此 R_x 可求出。同时, $r_{v4} + r_{c3}$ 也可求得:

$$r_{v4} + r_{c3} = r_{\text{⑫①}} - R_x$$

$r_{v4} + r_{c3}$ 引线电阻便可以用 $[R - \Delta R]_I$ 去中和,使 $r_{v4} + r_{c3} + [R - \Delta R]_I = R$ 。

同理, $r_{v1} + r_{c2}$ 引线电阻求出后,用 $[R - \Delta R]_{II}$ 去中和,使 $r_{v1} + r_{c2} + [R - \Delta R]_{II} = R$ 。

经过这样的引线电阻中和补偿后,双曲线函数电桥便处于理想的工作状态。当传感器的引线电阻很大时,用六线连接法和反馈电路方法都不会奏效。

6.10 小 结

本章详细地论述了张功铭-赵复真传感器测量电桥的原理和应用。张-赵氏传感器电桥共有三个类别的双曲线函数电桥和电阻型、电容型阻抗中和电桥。这样一个庞大的系列,可能会一时理解不清,为此用列表方式来阐明。见表 6-2。

表 6-2 张-赵氏传感器电桥系列及分类

类 型	电 路 图	平 衡 方 程	说 明
第一类双曲线函数电桥		$Z_x Z_s = Z^2$	电桥恒定阻抗为 Z 被测阻抗为 Z_x 标准阻抗为 Z_s 属于 1/4 桥, 但没有 Wheatstone 1/4 桥的非线性
第二类双曲线函数电桥		$Z_x Z_s = Z^2$	$[Z + \Delta Z]$ 为正阻抗增量比率网络, 代替 $[Z_s + Z]$ 的复合阻抗, 以便消除 Z_s 的零位阻抗, 提高测量准确度
第三类双曲线函数电桥		$Z_x Z_s = Z^2$	为环形双曲线函数电桥的基本型
		$R_x R_s = R^2$	用 $[R - \Delta R]_I$ 和 $[R - \Delta R]_{II}$ 分别代替 R_I 、 R_{II} , 把引线电阻中和并保持 $R_I = R$ 及 $R_{II} = R$ 满足长引线的传感器精密测量的要求
阻抗中和测量电桥		$Z_x Z_s = Z^2$	对 $Z = R$ 及 $Z = \frac{1}{C\omega}$ 的场合均有效 对分布电容影响不敏感 适用于电阻式传感器和电容式传感器的标定

本章已详细阐明这个电桥的结构原理和特点。它们有 $Z_x Z_s = Z^2$ 的平衡方程, 这个平衡方程与国外的电桥的平衡方程完全不同。作者曾于 1986 年在“非电量电测技术与传感器技术学

术研讨会”上发表了论文“电桥定义的探讨”,明确指出电桥的定义为“具有平衡条件和测差能力的复合比率网络的电路可称为平衡电桥”,并在论文中指出双曲线函数电桥的新颖性。在本章进一步给出张-赵氏电桥与 Wheatstone 电桥的比对情况(见表 6-1),客观地说明了张-赵氏电桥的优越性。Wheatstone 电桥是国外知名电桥,自 1845 年提出,后来又出现了一系列阻抗电桥和变压器比率臂电桥,达数十种之多,惟独没有中国人提出的电桥,如今张-赵氏电桥系列的出现,体现了中国科技的进步,应当是好事,希望后继有人,弘扬中国的科学文化。

阻抗中和原理的提出,对阻抗测量提出了新的方向和新的理论基础。电阻中和器和电容中和器已经实用,十分可靠。电阻中和电桥在传感器桥测技术中应是一个研究方向。

第7章 电阻式传感器模拟标准

本章提出对电阻应变计、电阻温度计的模拟标准的建立方法,包括电阻应变片的1/4桥和半桥的模拟标准和电阻温度计模拟标准。有效地改进了电阻式传感器的计量方法和水平。此外为电阻式传感器的虚拟测量,提供软件编程内容和功能信息库。

7.1 电阻应变片的半桥模拟方法

一个电阻值为 R 、灵敏系数为 K 的电阻应变片,在探测应变场的信息时有几种工作方式,即1/4桥、半桥和全桥方式。其中以半桥方式最为简单实用。

具有电阻为 R 、灵敏系数为 K 的电阻应变片,在应力场中受机械应变 ε 的作用下,产生一个相应的电阻增量 ΔR 。电阻应变片被拉伸时产生正的电阻增量 $+\Delta R$,而在被压缩时产生负的电阻增量,即具有 $[R + \Delta R]$ 和 $[R - \Delta R]$ 的两种数学关系。电阻应变片的 ΔR 与 R 的比值 $\frac{\Delta R}{R}$ 是一个相对变化量,它与 K 和 ε 的关系如下:

$$\frac{\Delta R}{R} = K\varepsilon \quad (7-1)$$

式(7-1)是电阻应变计的电学方程,因为 $\frac{\Delta R}{R}$ 数值可以通过电学方法测量。 K 为常数,对金属电阻应变计而言, K 的公约值为 $K=2$ 。 ε 是机械应变,是待求的量。

当一个 $[R + \Delta R]$ 应变计和一个 $[R - \Delta R]$ 应变计出现在应变测量桥的相邻两个桥臂时,称为半桥电路。如图7-1所示,两电阻应变计在电桥的⑫、③臂和⑫、⑨臂上,对电源来说,他们是一个分压器,其比率 D 为

$$\begin{cases} D = \frac{[R - \Delta R]}{[R - \Delta R] + [R + \Delta R]} = \frac{R - \Delta R}{2R} = \frac{1}{2} - \frac{\Delta R}{R} \\ 1 - D = \frac{R + \Delta R}{2R} = \frac{1}{2} + \frac{\Delta R}{R} \end{cases} \quad (7-2)$$

式(7-2)可以看出这个半桥结构的电阻应变计的相对电阻变化量有差动的性质。即在一个桥臂上出现 $-\frac{\Delta R}{R}$ 时,则在另一桥臂上出现 $+\frac{\Delta R}{R}$ 。

从差动的半桥电路中,有:

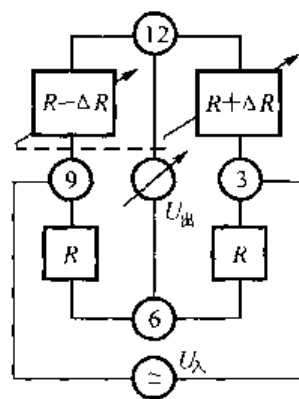


图7-1 电阻应变计的半桥测量电路

$$U_{\text{出}} = \frac{[R + \Delta R]U_{\lambda}}{[R + \Delta R] + [R - \Delta R]} - \frac{RU_{\lambda}}{2R} = \frac{\Delta R}{2R}U_{\lambda}$$

$$\frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}} = \frac{\Delta R}{2R} \quad (7-3)$$

式(7-3)告诉我们,差动半桥的电阻应变片的输出与输入之比等于 $\frac{\Delta R}{2R}$,有线性关系。

若将 $[R + \Delta R]$ 与 $[R - \Delta R]$ 两个差动桥臂同步调节,对于一个电阻应变计来说它的电阻相对变化为 $\frac{\Delta R}{R}$,其电阻增量为 ΔR 。差动桥臂的电阻增量为单个电阻应变计的电阻增量的半倍。

对于 $K=2$ 的电阻应变计有 $\frac{\Delta R}{R} = K\varepsilon = 2\varepsilon$,则

$$\frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{2}(2\varepsilon) = \varepsilon \quad (7-4)$$

式(7-4)证明了半桥电阻应变计的 $\frac{U_{\text{出}}}{U_{\lambda}}$ 正好等于应变变量 ε 的数值,而且具有线性关系,这就是提供了用半桥电阻应变计电路来模拟应变量的理论依据。

在未说明差动的半桥电阻应变计的模拟应变变量之前,先介绍 $[R - \Delta R]$ 的单个电阻应变计的模拟应变变量的方法。

作者在电阻增量比率网络理论中早已阐明负值电阻增量比率网络和正值电阻增量比率网络的建立方法,并成功地建成差动的电阻增量比率网络。用它来模拟半桥电阻应变计的应变变量了。

下面首先扼要地介绍建立 $[R - \Delta R]$ 应变变量模拟方法,然后介绍建立 $[R + \Delta R]$ 应变变量模拟方法,最后介绍建立半桥的差动应变变量模拟方法。

7.2 负值电阻增量比率网络的建立依据及要点

对电阻值为 R 的电阻应变计,如要求给出它的负电阻增量的线性函数,可遵照下列研究结论进行:

(1)用一个等比级数把 R 展开成比率为 $\sqrt{D}$ 、电阻量化单位为 R_0 的量化方程 R_n 和一个剩余电阻 R^* 之和,即

$$R = R_0[(\sqrt{D})^{n-1} + (\sqrt{D})^{n-2} + \cdots + \sqrt{D} + 1] + R^*$$

$$= R_n + R^*$$

式中: D ——进位制比率,十进位时, $D=10$, $\sqrt{D}$ 为级数的相邻两项的比值;

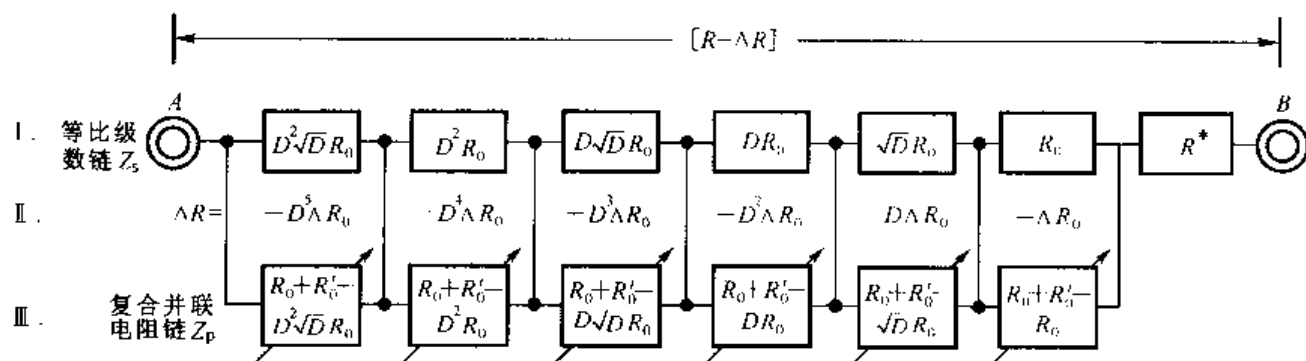
R_n ——量化方程中电阻的总和;

R_0 ——量化单位;

n ——级数中的项数;

R^* ——剩余电阻,即级数的总和 S_n 与 R 的差值。

$$S_n = \frac{(\sqrt{D})^n R_0 - R_0}{\sqrt{D} - 1} \quad (7-5)$$

(2) 建立特殊并联电阻链 Z_p 图 7-2 负电阻增量链与电阻 R 的叠加电路

等比级数的各项是图 7-2 中的第 I 行,第 III 行是产生电阻增量的特殊并联电阻链 Z_p ,在 Z_p 中的每项均与等比级链 Z_s 的相应项并联,称为复合并联。 Z_p 与 Z_s 复合并联以后,在各链节回路中出现一系列的电阻增量,以 ΔR 代表总和,即图 7-2 中的第 II 行。在各链节回路中,除增量电阻以外的电阻总和为常数 $R_0 + R'_0$,其中 R'_0 是最末一个链节回路中的并联电阻值,按下式求得

$$R'_0 = \frac{R_0(R_0 - \Delta R_0)}{\Delta R_0} \quad (7-6)$$

式中 ΔR_0 为所要求的电阻增量。把各链节回路中的 $(\Delta R_0)_j$ 值累加起来以 ΔR 代表。 j 为各链节回路的序号。见图 7-2 的第 II 行。

(3) 为了获得十进制的电阻增量,每一个链节回路相当于一个十进盘,每个十进盘有 0 ~ 10 的示值,每级示值都是十进制的。于是在图 7-2 中的特殊并联电阻链 Z_p 便相应地有十个,即相对于 $(\Delta R_0)_i$, i 为 0 ~ 10,为示值的序号, j 为盘的序号。可从下面的十进盘结构方程中看明白。

$$[R - \Delta R] = R - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_n \times D^{n-1} \Delta R_0 - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_{n-1} \times D^{n-2} \Delta R_0 - \cdots - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_{n-n+1} \times \Delta R_0 + R^*$$

因为每盘的十个示值是相对于 $1 \times \Delta R_0, 2 \times \Delta R_0, \dots, 10 \times \Delta R_0$, 所以每盘中的十个并联电阻 R'_i 也应按式(7-6)计算。

(4) 计算 ΔR 的数值:

$$-\Delta R = -D^{n-1} \Delta R_0 - D^{n-2} \Delta R_0 - \cdots - \Delta R_0 \quad (7-7)$$

式(7-7)为线性负电阻增量链,其相邻项的比值为 D 。因为 $D = 10$, 所以 $-\Delta R$ 是十进制的等比级数,这是我们所要求的。

(5) 负电阻增量比率网络 $-\Delta R$ 与电阻 R 叠加以后的总阻抗为 $[R - \Delta R]$, 即图 7-2 中的 A, B 端之间的总电阻。 $[R - \Delta R]$ 是负电阻增量比率网络与恒定电阻 R 的叠加网络,它的总阻抗随 ΔR 变化而变化。因为设计时 ΔR 为十进制,所以 $[R - \Delta R]$ 也是按十进制变化的。当 $\Delta R =$

0 时 $[R - \Delta R] = R$ 为常数。当 ΔR 线性增加时, $[R - \Delta R]$ 线性地减小。由于各个十进盘的开关是独立的, 所以 $[R - \Delta R]$ 的数值是连续地可调的线性函数。

下面给出一个实用例子。对 $R = 120 \Omega$, 量程为 $0.1 \sim 10^4 \mu\epsilon$; 相当于 $0.0012 \sim 12 \Omega$ 的电阻增量, 共五个十进盘; 最小量化电阻值为 1Ω , 最小电阻增量即步进值为 $0.1 \mu\epsilon$ 。设计程序如下:

(1) 建立 $R_s + R^*$

$$R_s = D \sqrt{DR_0} + DR_0 + \sqrt{DR_0} + R_0$$

$$R^* = R - R_s$$

(2) 建立特殊并联网络:

$$R_p = (R_0 + R'_0 - D \sqrt{DR_0}) + (R_0 + R'_0 - D^2 R_0) + (R + R'_0 - D \sqrt{DR_0})$$

$$+ (R_0 + R'_0 - DR_0) + (R_0 + R'_0 - R_0)$$

(3) 计算 $(R'_i)_j$

$$(R'_i)_j = \frac{R_i (R_i - \Delta R_0)}{\Delta R_0}$$

(4) 图 7-3 中第 II 行为衬垫电阻, 即每个盘的公用电阻, 在各盘中的方框内虽然没有写入数值, 但它的数值是第一列中的数值加入公共电阻的数值。这样的设计使被加工的名义值大为减小, 称之为最佳设计。

(5) 图 7-3 中的 $[120 - \Delta R] \Omega$ 网络实质上是一个对应 120Ω 电阻应变计的模拟网络。它的负电阻增量从 $0.000012 \sim 1.2 \Omega$, 相当于应变量程 $0.1 \mu\epsilon \sim 10^5 \mu\epsilon$ 。在整个量程内线性度达 1×10^{-4} 。

$$[120 - \Delta R] = 63.2456 \Omega + 20 \Omega + 6.32456 \Omega + 2 \Omega + 0.632456 \Omega + 0.2 \Omega + 27.5974 \Omega$$

$$- \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 1.2 \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.12 \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.012 \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.0012 \Omega -$$

$$\begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.00012 \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.000012 \Omega$$

$-\Delta R$ 的量程为 $0 \sim -13.33332 \Omega$

7.3 正电阻增量的电阻应变片的模拟网络

把图 7-3 中各盘的第 10 点电阻值累加起来得

$$\sum_{j=1}^5 \Delta R_{10} = 12 \Omega + 1.2 \Omega + 0.12 \Omega + 0.012 \Omega + 0.0012 \Omega + 0.00012 \Omega = 13.33332 \Omega$$

将这个 $\sum_{j=1}^5 \Delta R_{10}$ 与 $[R - \Delta R]$ 叠加, 便得到正电阻增量比率网络, 即

$$\sum_{j=1}^5 \Delta R_{10} + [R - \Delta R] = R^{**} + [R - \Delta R]$$

$$= R + R^* - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 1.2 \Omega + 12 \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.12 \Omega + 6.2 \Omega -$$

$$\begin{aligned}
& \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.012 \, \Omega + 0.12 \, \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.0012 \, \Omega + 0.012 \, \Omega - \\
& \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.00012 \, \Omega + 0.0012 \, \Omega - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} \times 0.000012 \, \Omega + 0.00012 \, \Omega \\
= & R + R^* + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix} \times 1.2 \, \Omega + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix} \times 0.12 \, \Omega + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix} \times 0.012 \, \Omega + \\
& \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix} \times 0.0012 \, \Omega + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix} \times 0.00012 \, \Omega + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix} \times 0.000012 \, \Omega \\
= & [R + \Delta R] \quad (7-8)
\end{aligned}$$

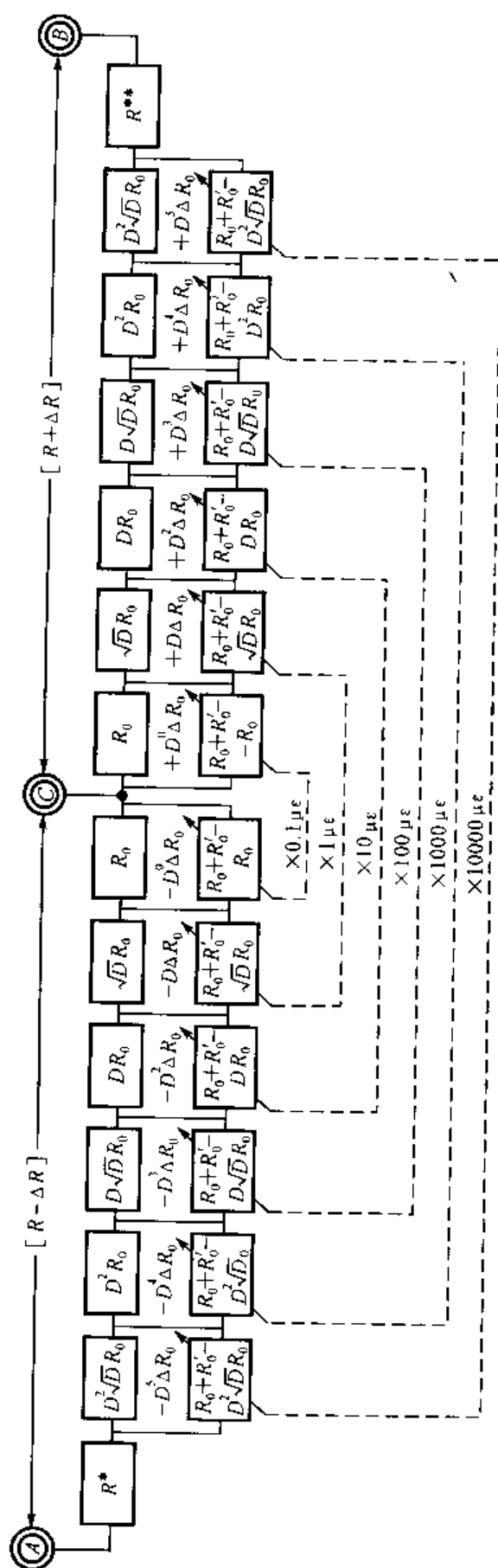


图 7-5 半桥电阻应变计模拟电路

的进步,居于国际领先地位。

7.5 1/4 桥电阻应变计的模拟电路

在测量动态应变场中的动态应变时,经常采用具有 1/4 桥电路的动态电阻应变仪。因为在动态电阻应变仪的输入端只有一个电阻应变计,所以在测量接线盒中,形成一个 1/4 桥。如图 7-6 所示,只有一个桥臂中接入一个电阻应变计。在节点⑨、③中接入电源,输入端电压为 U_{λ} ,在节点⑫、⑥之间输出,输出端电压为 $U_{出}$ 。按电桥电路分析,这个 1/4 桥的 $\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}$ 为

$$\begin{aligned}\frac{U_{出}}{U_{\lambda}} &= \frac{[R + \Delta R]}{[R + \Delta R] + R} - \frac{R}{R + R} \\ &= \frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \\ &= \frac{\Delta R}{2(2R + \Delta R)}\end{aligned}\quad (7-10)$$

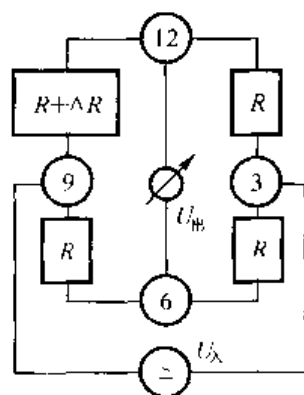


图 7-6 1/4 桥电阻应变计的电路

从式(7-10)看出,由于 $\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}$ 的分母中有 ΔR 存在。所以 1/4 桥电阻应变计的输入—输出曲线是非线性的。无论在虚拟应变计电路分析或是用它来校准动态电阻应变仪的场合,都希望有线性的输入和输出关系。因此必须研究 1/4 桥电阻应变计的非线性改正问题。作者提出用软件的改正方法,现在结合到一个具体例子来说明。

以图 7-3 的设计例的第一盘来研究。第一盘的电阻为 63.2456 Ω ,电阻的增量有 1.2 Ω 、2.4 Ω 、…、12 Ω 共十个。对 $R = 120 \Omega$ 的电阻应变计而言,应有从 120 Ω 到 132 Ω 中的十个名义值。按式(7-6)计算的 $U_{出}/U_{\lambda}$ 有十个数值,这十个值的非线性很明显。这些数据列在表 7-1 的第一部分,表中的第二部分是改正值的计算值和改正后的 $U_{出}/U_{\lambda}$ 的数值 $\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_{改正}$ 。

$\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_{改正}$ 的十个数值看得出来它的线性度大为改善。这个改正 1/4 桥电阻应变计示值非线性输出的方法,已得到实验证明。

改正的具体方法是这样的:第 1 点的 $\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_1$ 为

$$\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_1 = \frac{\Delta R}{2(2R + \Delta R)}$$

第 10 点的 $\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_{10}$ 为

$$\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_{10} = \frac{n\Delta R}{2(2R + \Delta R)}$$

已知

$$\left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_{10} < \frac{1}{n} \left(\frac{U_{出}}{U_{\lambda}}\right)_1$$

为了得到良好的线性,必须保证

$$\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_1 = \frac{1}{n} \left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_n + \text{改正值}$$

所以,令 x_n 为对 ΔR_n 的改正值,且令

$$\frac{\Delta R_1}{2(2R + \Delta R_1)} = \frac{(\Delta R_n + x_n)}{2[2R + (\Delta R_n + x_n)]} \cdot \frac{1}{n}$$

于是得

$$\frac{n\Delta R_1}{2R + \Delta R_1} = \frac{\Delta R_n + x_n}{2R + \Delta R_n + x_n}$$

已知 $\Delta R_1 = 1.2 \Omega$, 代入上式:

$$\begin{aligned} \frac{1.2n}{241.2} &= \frac{\Delta R_n + x_n}{242 + (\Delta R_n + x_n)} \\ \Delta R_n + x_n &= \frac{290.4n}{241.2 - 1.2n} \\ x_n &= \frac{290.4n}{241.2 - 1.2n} - \Delta R_n \end{aligned} \quad (7-11)$$

在式(7-11)中, x_n 为对任一点的改正值。在各点上引入 x_n 以后, 它的输出-输入曲线, 获得线性关系。这一点可以从各点之间的偏差值的一致性判断出来。

$\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_{1/4\text{桥}}$ 及 $\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_{\text{改正}}$ 的数据是在直流下用数字电压表测量的。

两点间的偏差值是指相邻两点的电压差。从它们的数值的一致性可以判断改正方法的效果。

表 7-1 1/4 桥电阻应变计的非线性及非线性改正

M	ΔR_n / Ω	R_n / Ω	$\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_{1/4\text{桥}}$ 的 实测值/mV	相邻两点的差值 /mV	x_n/Ω	$\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_{\text{改正}}$ 实测值/mV	两点间的差 ΔR /mV
0	0	120.0	4.25	12.28	0	3.94	12.44
1	1.2	121.2	16.53	12.13	0.010	16.38	12.49
2	2.4	122.4	28.66	12.14	0.032	28.87	12.44
3	3.6	123.6	40.80	11.95	0.067	41.31	12.44
4	4.8	124.8	52.75	11.85	0.114	53.75	12.44
5	6.0	126.0	64.57	11.74	0.173	66.19	12.44
6	7.2	127.2	76.31	11.67	1.487	78.63	12.44
7	8.4	128.4	87.98	11.49	0.322	91.07	12.44
8	9.6	129.6	99.47	11.43	0.431	103.51	12.44
9	10.8	130.8	110.90	11.26	0.544	115.95	12.44
10	12.0	132.0	122.16	—	0.670	128.39	12.44

注: $\left(\frac{U_{\text{出}}}{U_{\text{入}}}\right)_{1/4\text{桥}} = \frac{\Delta R_n}{2(2R + \Delta R_n)}$ $x_n = \frac{290.4n}{241.2 - 1.2n} - \Delta R_n$

通过表 7-1 的数据及分析, 可以说明这种改正方法对 1/4 桥电阻应变计的非线性改正是很成功的。把这些改正值存入电脑的芯片中的数据库内, 在虚拟测量时就可以调用, 这就实现

了软件改正。这时电阻应变计测量系统的虚拟测量和分析是有帮助的,对动态应变仪的精密检定也提供了一个线性度良好的 1/4 桥电阻应变计的模拟电路。

7.6 半桥电阻应变计的交流模拟

半桥电阻应变计的直流模拟已经成功,但是它摆脱不了开关接触电阻变化的影响。为此,作者研究了用交流比率器件去模拟电阻应变量的方法;研究了感应分压器的半桥差动特性、线性度和稳定度,并且研究了“感应分压阻抗匹配网络”与“电阻应变模拟仪”的等效原理。

感应分压器是比率仪器中的佼佼者,它的准确度在 1 kHz 下属于 2×10^{-8} 的级别,所以用它去模拟半桥静态电阻应变计是可能的;但是用它去标定动态电阻应变仪的时候,会出现 1% 的误差。也就是说,用感应分压器去标定动态应变仪不但没有起到标准的作用,而且给被检定的仪器带来了 1% 的误差,这是不允许的。在研究中发现的问题是由于感应分压器的阻抗与动态应变仪的阻抗很不相同,引起他们的电流分布很不相同的原因所产生。作者提出了“感应分压器-电阻器匹配网络”与“半桥电阻应变模拟仪”等效原理,建立一个阻抗匹配的感应分压器。即在感应分压器的输入端并联一个阻抗,使它的输入端阻抗与动态电阻应变仪的输入阻抗相等,与此同时在感应分压器的输出端串联一个匹配阻抗以后,使感应分压器的等效输出阻抗与动态应变仪的输出阻抗相等。这样一来,阻抗匹配的感应分压器的电流分布与动态电阻应变仪的电流分布等效,免除了因为阻抗不匹配而引起的 1% 的系统误差。由于阻抗匹配感应分压器的等效性达 1×10^{-4} ,所以用阻抗匹配感应分压器可以作为静态和动态电阻应变仪的校验标准。实现了半桥电阻应变仪的交流模拟,为电阻应变计的标定和虚拟测量提供了新的内容。

“感应分压器-电阻器匹配网络”与“半桥电阻模拟仪”的等效原理是作者于 1975 年提出的。用此原理建立了中国应变计量的一级标准(基准),具有创造性,但是还有一些人对此不甚了解,所以有必要再介绍得详细一点。

“感应分压器-电阻器匹配网络”如图 7-7 所示,图(a)为感应分压器-电阻器匹配网络。图(b)为半桥电阻式应变模拟仪,这两个电路是等效的,在下面可以证明。

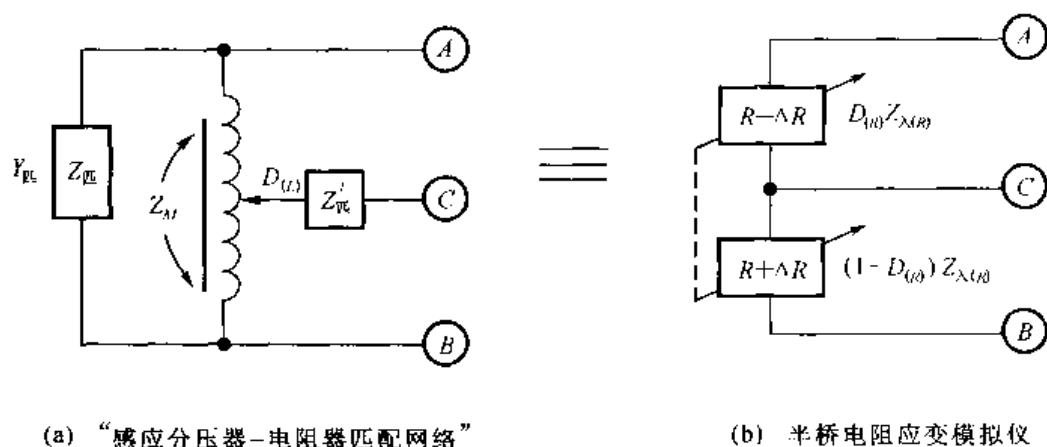


图 7-7 “感应分压器-电阻器”与“半桥电阻应变模拟仪等效图”

在图 7-7 中, $Z_{\lambda(R)}$ 为半桥电阻模拟仪的输入阻抗, $Z_{\lambda(R)} = 1/Y_{\lambda(R)}$; 图(a)与图(b)等效条件为

$$\begin{cases} Y_{\lambda(R)} = Y_{\text{匹}} + Y_{\lambda(L)} \\ Z_{\text{出}(R)} = Z_{\text{出}(L)} + Z'_{\text{匹}} \\ \text{比率} = \frac{Z_{AC} + Z_M}{Z_{BC} + Z_M} = \frac{1 - D_{(L)}}{D_{(L)}} \\ D_{(L)} = 0.5 \end{cases} \quad (7-12)$$

式中: $Y_{\lambda(L)}$ ——感应分压器的输入导纳;

$Z_{\text{出}(L)}$ ——感应分压器的输出阻抗;

Z_M ——感应分压器, 在 $D_{(L)}$ 的两侧的互阻抗;

$Y_{\text{匹}}$ ——在“感应分压器-电阻器匹配网络”的输入端的匹配导纳, $Y_{\text{匹}} = 1/Z_{\text{匹}}$;

$Z'_{\text{匹}}$ ——在“感应分压器-电阻器匹配网络”的输出端的匹配阻抗;

$Z_{\text{出}(R)}$ ——半桥电阻模拟仪的输出阻抗;

Z_{AC} ——感应分压器 AC 臂的自阻抗;

Z_{BC} ——感应分压器 BC 臂的自阻抗;

$D_{(L)}$ ——感应分压器的比率系数。

当图 7-8 中的两个比率网络满足下列等效条件时, 两个比率网络完全相等。

$$\begin{cases} (Y_{\text{匹}} + Y_{\lambda(L)})(Z'_{\text{匹}} + Z_{\text{出}(L)}) = D_{(L)}(1 - D_{(L)}) \\ D_{(L)} = 0.5 = D_{(R)} \\ Z_{\text{出}(R)} = Z_{\text{出}(L)} + Z'_{\text{匹}} \\ Y_{\lambda(R)} = Y_{\text{匹}} + Y_{\lambda(L)} \end{cases} \quad (7-13)$$

在图 7-8 中引入了两个关系式, 在图(d)中引入

$$Z_{\text{出}(L)} \equiv D_{(L)}(1 - D_{(L)})Z_{\lambda(L)} - Z_M \quad (7-14)$$

在图(e)中引入

$$\frac{1}{Y_{\text{出}}} = Z_{\text{出}(L)} + Z'_{\text{匹}} \quad (7-15)$$

这两个关系都是感应比率器的基本关系。当引入这两个关系以后, 图(e)与图(a)或图(b)等效。再经 Y/ Δ 变换便得到图(f),

因为

$$\begin{cases} Z_{AC} = \frac{Z_A Z_C + Z_C Z_B + Z_A Z_B}{Z_B} \\ Z_{BC} = \frac{Z_A Z_C + Z_C Z_B + Z_A Z_B}{Z_A} \\ Z_{AB} = \frac{Z_A Z_C + Z_C Z_B + Z_A Z_B}{Z_C} \end{cases}$$

所以

$$\begin{cases} Z_{AC} = \frac{1}{D_{(L)} Y_{\text{出}}} \\ Z_{BC} = \frac{1}{(1 - D_{(L)}) Y_{\text{出}}} \\ Z_{AB} = \frac{Z_{\lambda(L)}}{1 - D_{(L)}(1 - D_{(L)})Z_{\lambda(L)} Y_{\text{出}}} \end{cases}$$

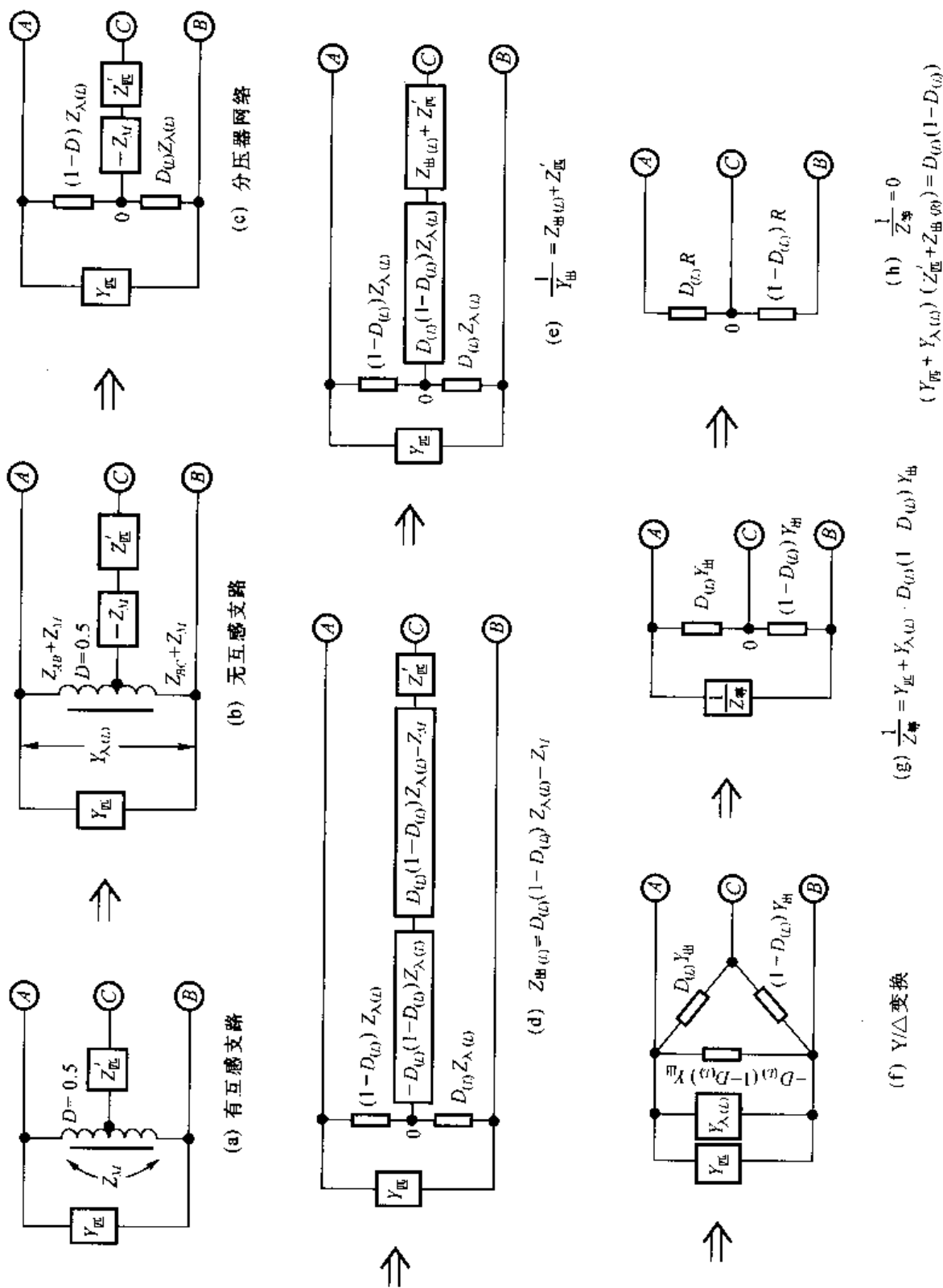


图7-8 “感应分压器——电阻器匹配网络与半桥电阻应变模拟仪”等效性证明

$$\text{又} \quad \begin{cases} Y_{AC} = D_{(L)} Y_{\text{出}} \\ Y_{BC} = (1 - D_{(L)}) Y_{\text{出}} \\ Y_{AB} = Y_{\lambda(L)} - D_{(L)} (1 - D_{(L)}) Y_{\text{出}} \end{cases}$$

把最后一组式子列在图(f)中,由于在AB端上存在着三个导纳,于是三个导纳之和为 $Y_{\text{等}}$,而 $Y_{\text{等}} = \frac{1}{Z_{\text{等}}}$ 如图(g)所示,如 $\frac{1}{Z_{\text{等}}} = 0$ 时, $Z_{\text{等}} = \infty$,呈开路状态,于是得到图(h)。当 $\frac{1}{Z_{\text{等}}} = 0$ 时,使得 $Y_{\text{出}} + Y_{\lambda(L)} - D_{(L)} (1 - D_{(L)}) Y_{\text{出}} = 0$,因为 $Y_{\text{等}} = \frac{1}{Z_{\text{出}(L)} + Z'_{\text{匹}}}$ 。所以最终的等效条件便是

$$(Y_{\text{出}} + Y_{\lambda(L)}) (Z_{\text{出}(L)} + Z'_{\text{匹}}) = D_{(L)} (1 - D_{(L)}) \quad (7-16)$$

下面进一步研究网络的属性问题。

从感应分压器的基本关系式来研究:

$$\begin{aligned} Z_{\text{出}(L)} &= D_{(L)} (1 - D_{(L)}) Z_{\lambda(L)} - Z_M \\ &= \frac{1}{4} Z_{\lambda(L)} - Z_M \end{aligned}$$

设

$$\begin{aligned} Z_{\lambda(L)} &= Z_{AC} + Z_{BC} + 2Z_M \\ &= (r_{AC} + j\omega L_{AC}) + (r_{BC} + j\omega L_{BC}) + 2j\omega M \end{aligned}$$

当耦合系数 $K=1$ 时, $L_{AC} = L_{BC} = M$,于是:

$$Z_{\lambda(L)} = r_{AC} + r_{BC} + 4j\omega M$$

由此,得

$$\begin{aligned} Z_{\text{出}(L)} &= \frac{1}{4} (r_{AC} + r_{BC} + 4j\omega M) - j\omega M \\ &= \frac{1}{4} (r_{AC} + r_{BC}) \end{aligned} \quad (7-17)$$

式中 r_{AC} 和 r_{BC} 分别是感应分压器两臂的内阻,所以 $Z_{\text{出}(L)}$ 属于纯电阻性质。因此感应分压器与电阻的匹配网络能与电阻式模拟应变电路等效。

这里特别强调下列几点:

(1) 感应分压器匹配网络在 $D=0.5$ 的差动状态下,使输入端阻抗匹配的同时又使输出端阻抗匹配,缺了后者,它们便不能等效。

(2) “感应分压器—电阻匹配网络”同时与静态电阻应变仪和动态电阻应变仪等效。如果没有输出端阻抗匹配,则不可能解决动态电阻应变仪的标定问题。

(3) “感应分压器—电阻匹配网络”拥有感应分压器的全部优点,即具有良好的线性度、稳定度;对开关电阻变化、环境温度不敏感。其中对开关电阻变化不敏感的优点,对建立中国电阻应变计量标准尤为重要。因为用“感应分压器—电阻器匹配网络”可以监视半桥电阻应变计模拟仪的稳定性,保证电阻应变模拟技术的可靠性。这是我国电阻应变计量的一个突出点。

(4)感应分压器-电阻器匹配网络与“半桥电阻模拟仪”的等效程度已达 1×10^{-4} , 达到前所未有的高度。

毫无疑问,电阻应变计的交流模拟理论和技术是成功的,这将对电阻应变模拟领域起到促进作用。

7.7 电阻温度计的 R — T 曲线的模拟

电阻温度计是广泛使用的温度传感器,由于它的准确性和复现性良好,在科研和技术领域得到广泛应用。近期由于高温铂电阻温度计的出现及其优越性能,已被国际计量局的温标中使用。在 ITS-90 中已明确在 $0 \sim 961.78^\circ\text{C}$ 温区内,用高温铂电阻温度计取代铂铑-铂热电偶作为温度量值传递标准。目前国际上已推广高温铂电阻温度计的使用,对铂电阻温度计的模拟问题值得研究,这不仅解决铂电阻温度计的分度问题,而且解决温度传感器的软件化问题。

一个铂电阻温度计,在 $0 \sim 850^\circ\text{C}$ 的分度方程式为

$$R(t) = R(0^\circ\text{C})(1 + At + Bt^2) \quad (7-18)$$

式中: $R(t)$ ——铂电阻温度计在 $t^\circ\text{C}$ 下的电阻值;

$R(0^\circ\text{C})$ ——铂电阻温度计在 0°C 下的电阻值;

t ——温标中的温度;

A 、 B ——分度方程的特定常数。

按照国际计量局在 1990 年颁布的国际温标中规定在 $0 \sim 916.78^\circ\text{C}$ 温区内铂电阻温度计的参考函数和内插系数见表 7-2。

表 7-2 ITS-90 规定在 $0 \sim 961.78^\circ\text{C}$ 内的铂电阻温度计的参考函数、内插系数

温度点/ $^\circ\text{C}$	铂电阻温度计参考函数(W_t)	内插系数/ $\times 10^{-3}$
0	0.99996001	3.9885407
100	1.39277281	3.8681605
200	1.77366331	3.7500023
300	2.14284029	3.6337962
400	2.50044110	3.5181076
500	2.84639697	3.4005064
600	3.18042462	3.2794549
700	3.50219482	3.1556864
800	3.81156573	3.0320541
900	4.10872717	2.9126301
961.78	4.28642061	2.8408624

铂电阻温度计具有非线性。表 7-2 的内插常数在各个温区都不同,越是到高温,内插常数越变小,所以铂电阻高温计的分度方程只能在 $0 \sim 850^\circ\text{C}$ 范围内适用。

铂电阻温度计的电阻值从 0°C 到 900°C 时 $R(t)$ 值为 $R(0^\circ\text{C})$ 值的 4 倍,所以对 ΔR 的模拟不能像对电阻应变计那样,用增量比率网络去模拟,必须寻求另外一种方法去模拟 ΔR 与 t 的关系。

7.7.1 铂电阻温度计 R — T 曲线的电阻箱模拟方法

从实际出发,假定一个名义值 $R(0^\circ\text{C})$ 为 $100\ \Omega$ 的电阻温度计,它的 R — T 曲线如表 7-3

所示。

表 7-3 100 Ω 电阻温度计的 R - T 曲线电阻箱模拟值

温度点/ $^{\circ}\text{C}$	参考函数	温度计名义值/ Ω	电阻箱零位 R^* 引起的相对误差 $R^* = 0.02 \Omega$
0	0.99996001	99.996	2×10^{-4}
100	1.39277281	139.227	1.4×10^{-4}
200	1.77366331	177.367	1.1×10^{-4}
300	2.14284029	214.184	9.3×10^{-5}
400	2.50044110	250.044	8.0×10^{-5}
500	2.84639697	284.640	7.0×10^{-5}
600	3.18042462	318.092	6.3×10^{-5}
700	3.50219482	350.219	5.7×10^{-5}
800	3.81156573	381.157	5.2×10^{-5}
900	4.10872771	410.873	4.9×10^{-5}

从表 7-3 可见最大的相对误差在 0 点,其值为 2×10^{-4} 。

7.7.2 用电桥法来模拟铂电阻温度计的 R - T 曲线

用电桥法模拟铂电阻温度计有两种方法,一是用 Wheatstone 电桥,二是用张-赵氏双曲线函数电桥。

当 Wheatstone 电桥的比率臂的比值为 1:1 时,用上述具有 0.02Ω 零位的电阻箱作 R_s 臂,对应温度点模拟出的 R_x 值即是铂电阻温度计的 R - T 曲线中的对应值。事实上,这时模拟的结果与用电阻箱模拟的结果一致。

用张-赵氏电桥模拟的结果将不会一样。首先要对张-赵氏电桥的结构原理和测量特性有所了解。

从作者提出的复合比率网络理论谈起,由两个比率器 F_1 和 F_2 复合起来的复合电压比率网络和复合电流比率网络如图 7-9 所示。图(a)为复合电压比率网络,图(b)为复合电流比率网络,无论是哪一种比率网络都具有特征方程 $R_x R_s = R^2$ 。式中 R_x 为被测电阻, R_s 为标准电阻, R 为比率网络的入口电阻,也是桥臂中的已知恒定电阻。 R^2 称为比率网络常数,按测量量限的要求, R 值可以选择。

无论是复合电压比率网络的输入电阻,还是复合电流比率网络的输入电阻,都等于 R 。 R 为已知值,所以复合比率网络具有恒定的输入电阻。

以复合电压比率网络为例,它有两个复合电阻,一个是 R 与 R_s 的复合,另一个是 R 与 R_x 的复合,这两部分电阻串联组成复合比率器。

从输入端⑨、③看入的输入电阻为 R_A ,

$$R_A = \frac{RR_s}{\langle R + R_s \rangle} + \frac{RR_x}{\langle R + R_x \rangle}$$

令 $R^2 = R_x R_s$,代入上式,得

$$R_A = \frac{R[R_x \langle R + R_s \rangle + R_s \langle R + R_x \rangle]}{\langle R + R_s \rangle \langle R_x + R \rangle} = R \quad (7-19)$$

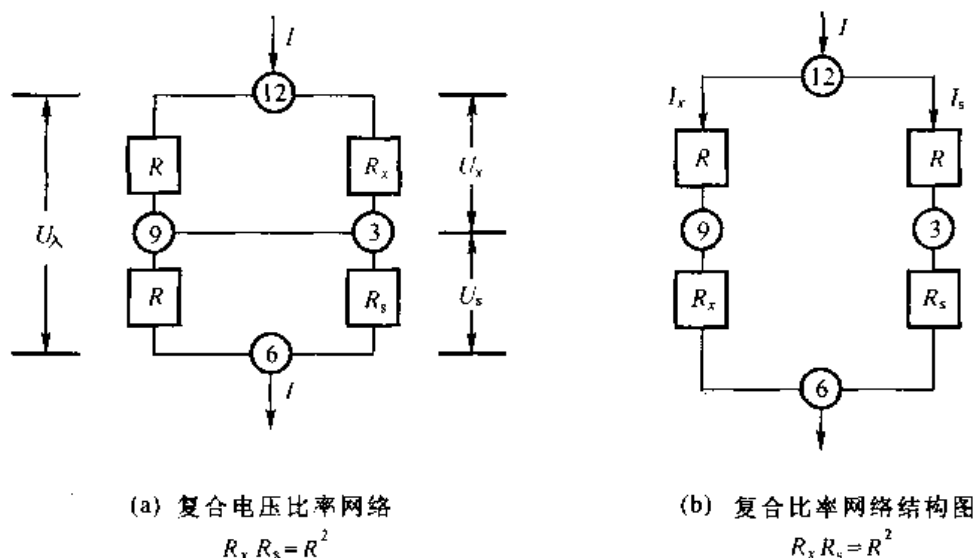


图 7-9 复合比率网络结构图

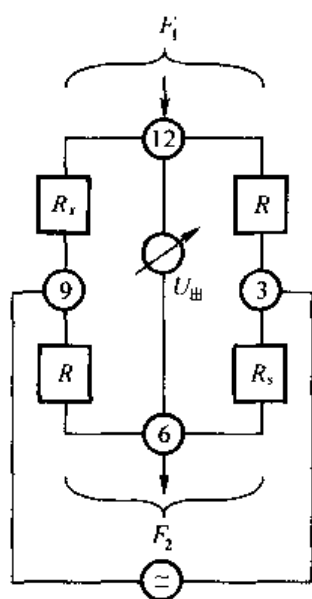


图 7-10 环形复合比率网络

按照复合比率网络理论,把 R 与 R_x 换位或者把 R 与 R_s 换位。如图 7-10 所示,形成一个环形的复合比率网络,此时 F_2 不变, F_1 却变成由 R_x 与 R 组成的分压器。

$$\text{对 } F_1 \text{ 有: } D'_1 = \frac{R_x}{R_x + R}$$

$$\text{对 } F_2 \text{ 有: } D_2 = \frac{R}{R + R_s}$$

在点⑫和点⑥之间为输出端,则有:

$$\frac{U_{III}}{U_A} = \frac{R_x}{R_x + R} - \frac{R}{R + R_s} = 0$$

式中 $R^2 = R_x R_s$ 。

这样的环形复合比率网络输出端有平衡点,也就是说构成了一个平衡电桥。而这个平衡电桥的平衡条件正是复合比率网络中的特征方程,即

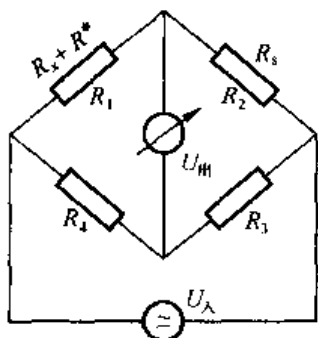
$$R^2 = R_x R_s \quad (7-20)$$

这个电桥的平衡方程与其他电桥的平衡方程不同,说明它是另一类新型的电桥,何况这个新型电桥还具有入口电阻恒定为 R 、极宽量程和等功率测量的特点,这是普通 Wheatstone 电桥所不及的。有关这个新电桥的原理首次在 1991 年国际计量学会议上宣读论文,接着在 1992 年国际精密电磁会议及 1996 年国际精密电磁会议上宣读有关新电桥的内容,最后在 1996 年 11 月中国非电量电测技术与传感器技术学术研究会上命名该电桥为张功铭-赵复真双曲线函数电桥。

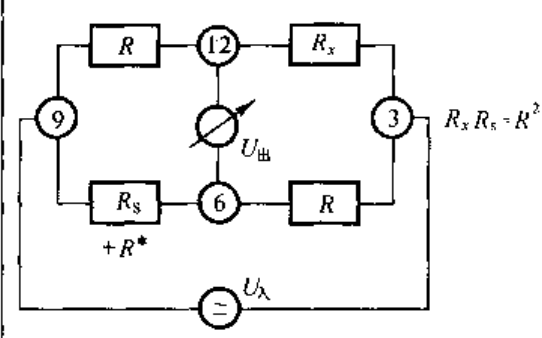
当标准电阻箱具有零位电阻 $R^* = 0.02 \Omega$ 时,用 Wheatstone 电桥和张-赵氏电桥的模拟结果相比较,见表 7-4。

表 7-4 对 100 Ω 的铂电阻温度计的 R - T 曲线模拟的比较

温度点/ $^{\circ}\text{C}$	$R(t)/\Omega$ Wheatstone 电桥	$R^* = 0.02 \Omega$ 时的 相对误差	$R(t)/\Omega$ 张-赵氏电桥	$R^* = 0.02 \Omega$ 时的 相对误差
0	99.996	2×10^{-4}	400.016	5×10^{-5}
100	139.227	1.4×10^{-4}	225.522	8.9×10^{-5}
200	177.367	1.1×10^{-4}	186.668	1.1×10^{-4}
300	214.184	9.3×10^{-5}	159.972	1.3×10^{-4}
400	250.044	8.0×10^{-5}	140.529	1.4×10^{-4}
500	284.640	7.0×10^{-5}	125.769	1.6×10^{-4}
600	318.092	6.3×10^{-5}	114.214	1.8×10^{-4}
700	350.219	5.7×10^{-5}	104.944	1.9×10^{-4}
800	381.157	5.2×10^{-5}	97.354	2.1×10^{-4}
900	410.873	4.9×10^{-5}	93.318	2.1×10^{-4}



Wheatstone 电桥



张功铭-赵复真电桥

从表 7-4 来看两种电桥零位电阻对测量值的影响大致相同,但 Wheatstone 电桥测量的,相对误差随着温度升高而减小是不符合实际情况的。

首先对张-赵氏电桥元件的功耗进行分析。令 R_x 上的功耗为 P_x ,与 R_x 串联的 R 的功耗为 P'_x ,令 R_s 上的功率为 P_s ,与 R_s 串联的 R 上的功耗为 P'_s 。

从图 7-9(a)可知:

$$\frac{U_s}{U_x} = \frac{\frac{RR_s}{\langle R + R_s \rangle}}{\frac{RR_x}{\langle R + R_x \rangle}} = \frac{\langle R + R_s \rangle}{\langle R + R_x \rangle}$$

两边均乘以 $\langle R + R_x \rangle$,得

$$\frac{U_s}{U_x} = \frac{\langle R + R_s \rangle \langle R + R_x \rangle}{\langle R + R_x \rangle \langle R + R_x \rangle} = \frac{R}{R_x} = \frac{R_s}{R}$$

$$\left(\frac{U_s}{U_x} \right)^2 = \left(\frac{R}{R_x} \right)^2 = \frac{R_s}{R_x}$$

因为

$$\frac{U_s^2}{R_s} = \frac{U_x^2}{R_x}$$

所以 $P_s = P_x$ (7-21)

式(7-21)说明在 R_s 上的功耗与在 R_x 上的功耗是相等的。因此可以获得等功率测量的特点。

进一步推理,获得

$$P'_x P'_s = \frac{P_x R_x}{R}, \frac{P_s R_s}{R} = P_x P_s \quad (7-22)$$

式(7-22)也说明在两个常数电阻 R 上的功耗乘积与 $P_s P_x$ 相等。

下面对 Wheatstone 电桥元件功耗分析。

参看表 7-4 中的 Wheatstone 电桥电路,令从电源 U_λ 给出的总电流为 I_λ ,流经 R_1 的电流为 I_1 ,流经 R_2 的电流为 I_2 ,流经 R_3 的电流为 I_3 ,流经 R_4 的电流为 I_4 。当电桥平衡时,电桥各臂电流的表达式如下:

$$\begin{cases} (I_1)_0 = (I_2)_0 = I_\lambda \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{U_\lambda}{R_1 + R_2} \\ (I_3)_0 = (I_4)_0 = I_\lambda \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{U_\lambda}{R_3 + R_4} \end{cases} \quad (7-23)$$

如今 $R_1 = R_x$, $R_2 = R_s$, 在 R_x 上的功耗应是 $(I_1)_0^2 R_x$, 而在 R_s 上的功耗应是 $(I_2)_0^2 R_s = (I_1)_0^2 R_s$, 但是 $(I_1)_0$ 和 $(I_2)_0$ 都是与 $R_x + R_s$ 成反比, 对于铂电阻温度计而言, 当温度从 0 °C 到 900 °C 时, 电阻增大 4 倍。于是在元件 R_x 和 R_s 上的功耗变化 16 倍, 这样一来, 铂电阻温度计受功率的影响很大, 何况 R_s 和 R_x 的结构不相同, 它们都会受温度系数的影响, 最后导致非等功率测量带来一定的误差。按式(7-21), 张-赵氏电桥则不然。该电桥在 R_x 上的功率与 R_s 上的功率永远相等, 不会随测量值的大小而改变。这是张-赵氏电桥的一大优点。

下面再从电桥输入阻抗比较。张-赵氏电桥的输入电阻应恒为 R , 而 Wheatstone 电桥的输入电阻则随量程而变化:

$$R_\lambda = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{(R_1 + R_2) + (R_3 + R_4)} = \frac{(R_x + R_s)(R_3 + R_4)}{(R_x + R_s) + (R_3 + R_4)}$$

显然, R_λ 主要决定于 $(R_x + R_s)$, 因为 $(R_3 + R_4)$ 为常数, 这样一来, R_λ 是发生变化的。以测量 100 Ω 铂电阻温度计为例。

当 $t = 0$ °C 时, $R_x = R_s \approx 100$ Ω, $R_3 + R_4 = 200$ Ω

$$R_{\lambda,0} = \frac{200 \times 200}{200 + 200} \Omega = 100 \Omega$$

当 $t = 900$ °C 时, $R_x = R_s \approx 400$ Ω, $R_3 + R_4 = 200$ Ω

$$R_{\lambda,900} = \frac{800 \times 200}{800 + 200} = 160 \Omega$$

在 0 ~ 900 °C 测量 R_x 的电桥, 其输入电阻从 100 Ω 变到 160 Ω。 R_λ 相对变化了 60%。因为电源电压保持恒定, 输入电流也从 $\frac{U_\lambda}{100}$ 变化到 $\frac{U_\lambda}{160}$, 显然, 元件上的功率从 $\frac{U_\lambda^2}{100}$ 变化到 $\frac{U_\lambda^2}{160}$ 。这样, 在用 Wheatstone 电桥测量一个电阻温度计时, 在元件上的功率不恒定, 必然引入功率系数

误差,这是 Wheatstone 电桥不能克服的缺点。这也正是张-赵氏电桥优于 Wheatstone 电桥之处。

针对电阻温度计的特点,对电阻温度计的 $R-T$ 曲线进行模拟,用张-赵氏电桥比用 Wheatstone 电桥更胜一筹。

至于目前广泛应用的电流比较仪型测温电桥,也存在着 R_x 与 R_s 功耗不相同的缺点。因为 R_x 与 R_s 处于并联测差状态, $U_x = U_s$ 。当高温时 $(R_x)_i \rightarrow (4R_x)_o$, 而 R_s 却保存不变,因而当 R_s 上的功耗为 $\frac{U_s^2}{R_s}$ 时, R_x 上的功耗却从 $\left(\frac{U_s^2}{R_x}\right)_o \rightarrow \left(\frac{U_s^2}{4R_x}\right)_i$, 彼此功耗相差 4 倍,这就会引起附加误差。从这一点来说,用电流比较仪测量电桥测量铂电阻温度计也不如张-赵氏电桥保持 $P_s = P_x$ 的特点那样先进。

7.8 小 结

文中指出了传感器的数值模拟的原理和方法,使电阻型传感器获得可靠的模拟,使电阻型传感器发挥了标准量具的作用;对传感器的虚拟测量,也提供了软件编程的方法。

本章只给出电阻型传感器的虚拟网络的数值模型。至于电容型传感器的虚拟网络的数值模型将在下一章讨论。

第8章 电容式传感器的数值模拟

本章重点阐明负值电容增量比率网络和正值电容增量比率网络。以这两种网络去模拟电容型传感器的数值关系,并阐明差动型电容增量比率网络的结构和特点。以这个网络去模拟差动电容传感器。这些电容型传感器模拟器可以作为标准量具,也可以作为虚拟测量的传感器使用。

8.1 电容增量比率网络的理论与实践

类似于上一章所述的电阻增量比率网络的理论,我们可以从一个容性阻抗,获得负值的电容增量比率网络,并能在实际中得到应用。

设有一个恒定的容性阻抗 Z_c ,按作者的阻抗量化及线性化理论,可把这个恒定阻抗 Z_c 用等比级数链展开成一个线性电容链 Z_{cs} :

$$Z_{cs} = D^2 Z_0 + D \sqrt{D} Z_0 + D Z_0 + \sqrt{D} Z_0 + Z_0 \quad (8-1)$$

式中: $\sqrt{D}$ ——相邻项的比率系数;

D ——十进制基数;

Z_0 ——量化单位阻抗值;

Z_{cs} ——线性化阻抗比率链。

如 $Z^* = Z_c - Z_{cs}$ 称为剩余阻抗值,将 Z^* 加到 Z_{cs} 上使其等效于 Z_c ,则有

$$Z_c = Z_{cs} + Z^* = Z_0 (D^2 + D \sqrt{D} + D + \sqrt{D} + 1) + Z^* \quad (8-2)$$

式(8-2)说明一个恒定阻抗 Z_c 与其线性展开式恒等。式中除 Z^* 外,每两相邻项的比值均为 $\sqrt{D}$ 。 D 为十进制的基数, $D=2$ 为二进制, $D=10$ 时为十进制。

在式(8-1)中 $Z_{cs} = \frac{Z_0 [(\sqrt{D})^n - 1]}{\sqrt{D} - 1}$, $n=5$,式中共五个有线性比率的项:

第一项	$D^2 Z_0$
第二项	$D \sqrt{D} Z_0$
第三项	$D Z_0$
第四项	$\sqrt{D} Z_0$
第五项	$D^0 Z_0$

这些项称为展开式的部分电容。部分电容的项数为 n ,视需要确定。

对电容器来说 $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$, 在阻抗增量比率网络的研究过程中, 得到下列结论:

① $C_s = C_0(D^2 + D\sqrt{D} + D + \sqrt{D} + 1) + C^*$ 与式(8-1)等同, 说明一个恒定电容器可以 C_0 为量化单位电容值, 以 $\sqrt{D}$ 为比率, 展开为一个线性比率电容链。这是电容增量比率网络研究中的重要成果。

② 对式(8-1)复合串联一个特殊的串联电容链 C_p , 可以使各部分电容获得一个电容增量, 但此电容增量为负值的。

$$C_p = (C_0 + C'_0 - D^2 C_0) + (C_0 + C'_0 - D\sqrt{D}C_0) + (C_0 + C'_0 - DC_0) + (C_0 + C'_0 - \sqrt{D}C_0) + (C_0 + C'_0 - D^0 C_0) \quad (8-3)$$

所谓复合串联, 即指各链节内相应电容均串联, 各链节串联后, 产生电容增量 $-(\Delta C_i)_j$, i 是十进盘的示值的序号, j 是十进盘的序号。把各链节负电容增量叠加, 以 ΔC 表示。

$$\Delta C = -(\Delta C_i)_1 - (\Delta C_i)_2 - (\Delta C_i)_3 - (\Delta C_i)_4 - (\Delta C_i)_5$$

这个 ΔC 内的多个电容增量也成线性关系, 但其相邻两项之比为 D 。当 $D = 10$ 时便可获得十进盘式的负值电容增量数值链。

③ 在每个串联支路内, 均有两个电容串联, 即式(8-1)和式(8-2)中的对应电容串联, 最后获得每个电容支路内的两个电容(不包括增量电容)之和为常数的结论, 即 $C_0 + C'_0 = \text{常数}$ 。 C'_0 是对第五项的 C_0 电容串联电容, 如果给定 ΔC , 那么 C'_0 由下式决定。

$$C'_0 = \frac{C(C - \Delta C)}{\Delta C} \quad (8-4)$$

④ 对每个十进盘都有 0~10 的示值, 每一个示值对应于一个电容增量 ΔC_i , i 从 0~10。

⑤ 整个十进盘对应的电容增量为 $(\Delta C_i)_j$ 矩阵, j 是十进盘的序号, 对本例 $i = 4 \sim 0$, 因此 ΔC 的分布为

$$\begin{bmatrix} (\Delta C_1)_4 & (\Delta C_1)_3 & \cdots & (\Delta C_1)_0 \\ (\Delta C_2)_4 & (\Delta C_2)_3 & & (\Delta C_2)_0 \\ (\Delta C_3)_4 & (\Delta C_3)_3 & & \vdots \\ (\Delta C_4)_4 & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ (\Delta C_{10})_4 & (\Delta C_{10})_3 & & (\Delta C_{10})_0 \end{bmatrix}$$

对应于 i, j 矩阵的电容增量 ΔC 的十进盘示值方程为

$$\Delta C = - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_4 \times D^2 \Delta C_0 - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_3 \times D\sqrt{D} \Delta C_0 - \cdots - \begin{bmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_0 \times \Delta C_0$$

若每盘示值选其一, 则电容 C 与电容增量 ΔC 的叠加值便为

$$[C - \Delta C] = C_s + C^* - \Delta C$$

便得

$$[C - \Delta C] = C - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_4 \times D^2 \Delta C_0 - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_3 \times D \sqrt{D} \Delta C_0 - \cdots - \begin{vmatrix} 10 \\ 9 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 + C^* \quad (8-5)$$

式(8-5)是一个特殊的比率网络,作者以 $[C - \Delta C]$ 表示,称之为负值电容增量比率网络。它是一个恒定电容 C 与其电容增量线性函数的叠加方程。当 $\Delta C = 0$ 时, $[C - \Delta C] = C$,当 $\Delta C \neq 0$ 时,则 $[C - \Delta C]$ 按式(8-5)线性地减小,直到 $C - |\Delta C|_{\max}$ 为止。由于 $-\Delta C$ 是线性函数,所以 $[C - \Delta C]$ 亦是线性函数。至于 $-\Delta C$ 线性函数如何获得,请看下文。

8.2 负值电容增量比率网络

据上节的电容增量比率网络进行具体的讨论。

先把一个恒定电容 C ,按量化和线性化理论,获得一个线性的电容等比级数链:

$$C_s = C_4 + C_3 + C_2 + C_1 + C_0$$

对这个电容线性链,以 C_0 为单位电容,以 $\sqrt{D}$ 为比率,得到其等价方程式:

$$C_s = C_0 [D^2 + D \sqrt{D} + D + \sqrt{D} + 1]$$

$$C_s = \frac{C_0 [(\sqrt{D})^5 - 1]}{\sqrt{D} - 1}$$

当 C_s 与 C 不相等时,以剩余电容 C^* 补齐,即

$$C = C_s + C^* = C_0 [D^2 + D \sqrt{D} + D + \sqrt{D} + 1] + C^*$$

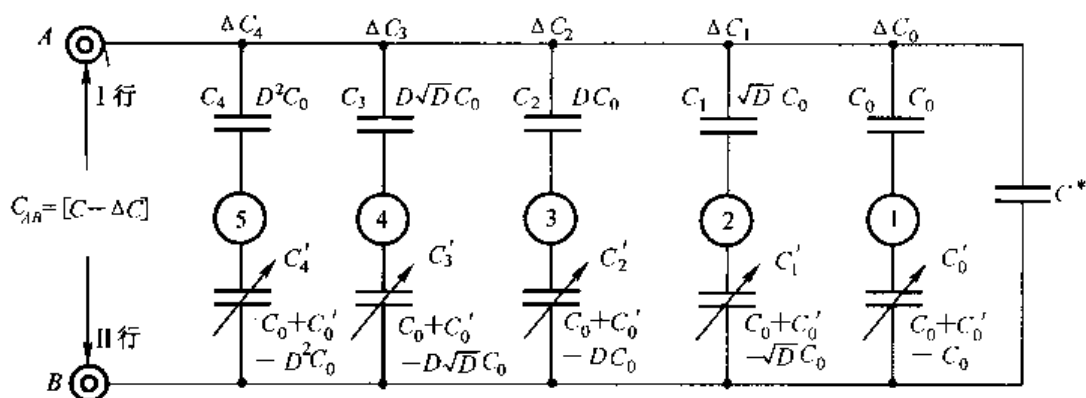


图 8-1 负电容增量比率网络

这个线性电容链,列在图 8-1 的第 I 行,然后按复合比率网络理论,求出与电容线性级数链复合串联的特殊串联电容链。

$$C_p = C'_5 + C'_4 + C'_3 + C'_2 + C'_1$$

这个 C_p 共五项,为的是与 $C_5 \sim C_1$ 的每一项相对应串联,见图 8-1 的第 II 行。这样产生五个串联支路,它的编号从左到右,5 表示首盘支路,1 表示末盘支路。

按照阻抗增量比率网络理论,对末盘 C_1 支路的 C_0 应该串联一个电容 C'_0 ,使它在该支路中产生一个电容增量 ΔC_0 , C' 的计算式为

$$C'_0 = \frac{C_0(C_0 - \Delta C_0)}{\Delta C_0} \quad (8-6)$$

照理应按式(8-6),把其余的 C'_5, C'_4, C'_3, C'_2 全部计算出来,但不必要,因为从阻抗增量比率网络理论中已知每个串联支路中,两个被串联的电容 C_0 与 C'_0 之和为常数,因此可以按这个关系建立 C_p 的复合串联电容链。

$$C_p = (C_0 + C'_0 - D^2 C_0) + (C_0 + C'_0 - D \sqrt{D} C_0) + (C_0 + C'_0 - D C_0) + (C_0 + C'_0 - \sqrt{D} C_0) + (C_0 + C'_0 - C_0) \quad (8-7)$$

式(8-7)的 C_p 也包含五项,列在图(8-1)的第Ⅱ行。每个串联支路所产生的增量 $\Delta C_4, \Delta C_3, \dots, \Delta C_0$ 分别列在每个支路的上方。

关于 $C_0 + C'_0 = \text{常数}$ 的理论,在这里证明一下:

$$\begin{cases} C'_0 = \frac{C_0(C_0 - \Delta C_0)}{\Delta C_0} = \frac{C_0^2}{\Delta C_0} - C_0 \\ C'_1 = \frac{C_1(C_1 - \Delta C_1)}{\Delta C_1} = \frac{C_1^2}{\Delta C_1} - C_1 \\ C'_2 = \frac{C_2(C_2 - \Delta C_2)}{\Delta C_2} = \frac{C_2^2}{\Delta C_2} - C_2 \\ C'_3 = \frac{C_3(C_3 - \Delta C_3)}{\Delta C_3} = \frac{C_3^2}{\Delta C_3} - C_3 \\ C'_4 = \frac{C_4(C_4 - \Delta C_4)}{\Delta C_4} = \frac{C_4^2}{\Delta C_4} - C_4 \\ C'_5 = \frac{C_5(C_5 - \Delta C_5)}{\Delta C_5} = \frac{C_5^2}{\Delta C_5} - C_5 \end{cases}$$

$$\begin{cases} C'_0 + C_0 = \frac{C_0^2}{\Delta C_0} \\ C'_1 + C_1 = \frac{C_1^2}{\Delta C_1} \\ C'_2 + C_2 = \frac{C_2^2}{\Delta C_2} \\ C'_3 + C_3 = \frac{C_3^2}{\Delta C_3} \\ C'_4 + C_4 = \frac{C_4^2}{\Delta C_4} \end{cases}$$

$C_0, \Delta C_0$ 都是已知数,而且 $C_i = \sqrt{D} C_{i-1}, \Delta C_i = D \Delta C_{i-1}$, 因此得

$$C_0 + C'_0 = C_1 + C'_1 = C_2 + C'_2 = C_3 + C'_3 = C_4 + C'_4 = \text{常数}$$

下面继续求各串联支路时产生的电容。

$$\text{对 0 支路: } C_0 = \frac{C_0 C'_0}{C_0 + C'_0} = (\sqrt{D})^0 C_0 - D^0 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

$$\text{对 1 支路: } C_1 = \frac{C_1 C'_1}{C_1 + C'_1} = \sqrt{D} C_0 - D^1 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

$$\text{对 2 支路: } C_2 = \frac{C_2 C'_2}{C_2 + C'_2} = D C_0 - D^2 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

$$\text{对 3 支路: } C_3 = \frac{C_3 C'_3}{C_3 + C'_3} = D \sqrt{D} C_0 - D^3 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

$$\text{对 4 支路: } C_4 = \frac{C_4 C'_4}{C_4 + C'_4} = D^2 C_0 - D^4 \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

将 5 个支路的电容叠加起来,得下列方程:

$$C_0 + C_1 + C_2 + C_3 + C_4 = C_0(1 + \sqrt{D} + D + D \sqrt{D} + D^2) - \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}(1 + D + D^2 + D^3 + D^4)$$

由于

$$C_s = C_0(1 + \sqrt{D} + D + D \sqrt{D} + D^2)$$

$$\Delta C = -\frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}(1 + D + D^2 + D^3 + D^4)$$

$$C = C_s + C^*$$

于是得

$$[C - \Delta C] = C_0(1 + \sqrt{D} + D + D \sqrt{D} + D^2) + C^* - \Delta C_0(1 + D + D^2 + D^3 + D^4) \quad (8-8)$$

$$\text{式中: } \Delta C_0 = \frac{C_0^2}{C_0 + C'_0}$$

式(8-8)给出了电容增量比率网络的定义,它是恒定电容 C 与它的电容增量比率链的叠加方程。 C_0 为电容量化单位; ΔC_0 是电容增量的量化单位; $\sqrt{D}$ 为线性电容链的相邻项的比值; D 为电容增量线性链的比率。当 $D=10$ 时, ΔC 是十进位的线性电容增量链。作者称它为电容增量比率网络。这个电容增量比率网络有负电容增量和正电容增量。 $[C - \Delta C]$ 为负值电容增量比率网络,而 $[C + \Delta C]$ 为正值电容增量比率网络。负值电容增量比率网络可以作为标准的微调电容器使用,也可以在电容传感器电路中提供虚拟电容传感器的软件编程的数学模型,以及作者提出的电容中和测量原理提供精密测量两端电容器的新方法。

下面给出一个具体的负值电容增量比率网络的设计实例(见图 8-2),其中 $C = 0.1592 \mu\text{F}$, $C_0 = 100 \text{ pF}$, $\Delta C_0 = 1 \text{ pF}$ 。

在图 8-2 中,把 $0.1592 \mu\text{F}$, 以 $\sqrt{10}$ 分割为五个部分电容,对每个电容支路都串联一个调节电容,从 C_0 支路到 C_4 支路,串联调节电容 C'_i 的计算如下:

$$\text{对 0 支路} \quad C'_0 = \frac{0.001 \mu\text{F}(0.001 \mu\text{F} - 1 \text{ pF})}{1 \text{ pF}} = 0.9990 \mu\text{F}$$

$$\text{对 1 支路} \quad C'_1 = \frac{0.003162 \mu\text{F}(0.003162 \mu\text{F} - 10 \text{ pF})}{10 \text{ pF}} = 0.996838 \mu\text{F}$$

$$\text{对 2 支路} \quad C'_2 = \frac{0.01 \mu\text{F}(0.01 \mu\text{F} - 100 \text{ pF})}{100 \text{ pF}} = 0.99 \mu\text{F}$$

$$\text{对 3 支路} \quad C'_3 = \frac{0.031622 \mu\text{F}(0.031622 \mu\text{F} - 1000 \text{ pF})}{1000 \text{ pF}} = 0.968378 \mu\text{F}$$

$$\text{对 4 支路} \quad C'_4 = \frac{0.1 \mu\text{F}(0.1 \mu\text{F} - 10000 \text{ pF})}{10000 \text{ pF}} = 0.9 \mu\text{F}$$

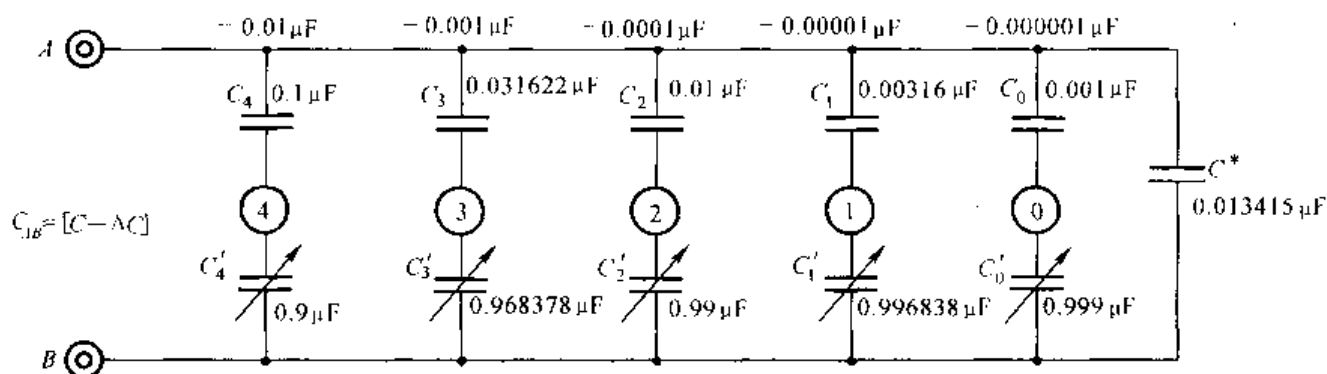


图 8-2 负值电容增量比率网络设计实例

$$C = 0.001 \mu\text{F} + 0.003162 \mu\text{F} + 0.01 \mu\text{F} + 0.031623 \mu\text{F} + 0.1 \mu\text{F} + 0.013415 \mu\text{F}$$

$$|\Delta C|_{\max} = -100000 \text{ pF} - 10000 \text{ pF} - 1000 \text{ pF} - 100 \text{ pF} - 10 \text{ pF}$$

这些串联电容值已列在图 8-2 之中。当调节这些串联电容时便可得到十进盘式的负电容增量数值。

$$\Delta C = - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_5 \times 0.01 C_0 - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_4 \times 0.001 C_0 - \cdots - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times C_0 \quad (8-9)$$

这样就设计成一个负电容增量网络。

8.3 电容中和测量原理

在电容增量比率网络的设计过程中可以体会到,任何一个电容值都可以展开为一个线性的电容比率网络。从负电容增量比率网络的设计过程中,也可以体会到负值电容的存在,而且这个负值电容也可以设计成线性的比率函数。在负电容增量比率网络中,已知对应于 $-\Delta C$ 有一个量程,这个量程的最大值为 $-|\Delta C|_{\max}$:

$$-|\Delta C|_{\max} = -\Delta C_0(1 + D + D^2 + D^3 + D^4) \text{ pF}$$

如有一个被测的电容,其量化的线性方程为 $C_x = \Delta C_0(1 + D + D^2 + D^3 + D^4) \text{ pF}$,其中 ΔC_0 为电容增量的量化单位,则这个 C_x 也可以用十进盘的结构方程来表达,即

$$C_x = \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_5 \times D^4 \Delta C_0 + \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_4 \times D^3 \Delta C_0 + \cdots + \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 \quad (8-10)$$

如果这个 $C_x = |\Delta C|_{\max}$,则将 C_x 与 $-|\Delta C|_{\max}$ 叠加后,其总电容应为 $C_x - |\Delta C|_{\max}$,即将式

(8-9)与式(8-10)叠加,得到 $C_x - |\Delta C|_{\max}$ 的叠加结果:

$$\begin{aligned} [C_x - \Delta C_{\max}] &= \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_5 \times D^4 \Delta C_0 + \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_4 \times D^3 \Delta C_0 + \cdots + \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 - \\ &\quad \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_5 \times D^4 \Delta C_0 - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_4 \times D^3 \Delta C_0 - \cdots - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 \\ &= 0 \end{aligned} \quad (8-11)$$

$|\Delta C|_{\max}$ 的数值是已知的,可以用电容电桥测出来。将 C_x 与电容增量比率网络 $[C - \Delta C]$ 并联,组成一个并联电容电路。在未并入 C_x 之前,它的数值为 C ,当并入 C_x 以后,由于式(8-11)的关系,正电容与负电容中和以后,其电容值仍为 C 。只要调节负电容增量网络链的各盘,使其产生的负电容值与被测的正电容 C_x 值达到中和,即 $C_x = \Delta C$ 。负电阻增量比率网络的总电容保持不变,即

$$C_x + [C - \Delta C] = C_x - \Delta C + C = C$$

这样一个 C_x 与 $[C - \Delta C]$ 并联的电路称为电容中和测量电路。

当 C_x 小于 $[C - \Delta C]$ 的电容增量 ΔC 的上限时。电路的总电容仍为 C ,因为此时只用一部分电容增量就可以把被测电容 C_x 中和掉,被中和的 C_x 值,便从十进盘中直接读出来。

当 C_x 大于 $[C - \Delta C]$ 的电容增量 ΔC 的上限时,测量无效,在这种情况下,若选用 ΔC 量限更大的 $[C - \Delta C]$ 。则测量仍有效。

中和原理的电容测量方法已经过模型试验,并在精密两端电容器的测量方面提供了一个可靠和方便的方法。给虚拟仪器的设计提供了一个数学模型。

8.4 正值电容增量比率网络

在负值电容增量比率网络的基础上,利用电容中和原理,设计一个“换号电容器”,便可以把负值电容增量改变为正值电容增量。

从负值电容增量比率网络中把每个十进盘的第10点所对应的电容增量累加起来,组成一个电容器:

$$\begin{aligned} \sum_1^5 \Delta C_{10} &= (\Delta C_{10})_5 + (\Delta C_{10})_4 + (\Delta C_{10})_3 + (\Delta C_{10})_2 + (\Delta C_{10})_1 \\ &= D^4 (10\Delta C) + D^3 (10\Delta C_0) + D^2 (10\Delta C_0) + D (10\Delta C_0) + 10\Delta C_0 \end{aligned}$$

并把这个 $\sum_1^5 \Delta C_{10}$ 与一个负电容增量比率网络并联,便得到下列表达式:

$$\begin{aligned} [C - \Delta C] + \sum_{j=1}^5 (\Delta C_{10})_j &= C - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_5 \times D^4 \Delta C_0 - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_4 \times D^3 \Delta C_0 - \cdots - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 + C^* + \\ &\quad (\Delta C_{10})_5 + (\Delta C_{10})_4 + (\Delta C_{10})_3 + (\Delta C_{10})_2 + (\Delta C_{10})_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= C - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_5 \times D^4 \Delta C_0 - D^4 (10 \Delta C_0) - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 9 \end{vmatrix}_4 \times 10^3 \Delta C_0 + \\
&\quad D^3 (10 \Delta C_0) - \cdots - \begin{vmatrix} 10 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 + D^0 (10 \Delta C_0) + C^* \\
&= C + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix}_5 \times 10^4 \Delta C_0 + \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix}_4 \times 10^3 \Delta C_0 \cdots - \begin{vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 10 \end{vmatrix}_0 \times \Delta C_0 + C^* \\
&= [C + \Delta C] \tag{8-12}
\end{aligned}$$

从式(8-12)得到一个结论: $[C + \Delta C] = [C - \Delta C] + \sum_{j=1}^5 (C_{10})_j$ 。这个 $\sum_{j=1}^5 (C_{10})_j$ 用 C^{**} 表示,称之为换号电容,也就是说在图8-2所示的产生负值电容增量的比率网络中并上一个 C^{**} 电容,则这个原来是负值电容增量的比率网络便可以成为正值电容增量比率网络,可以得出一个 $+\Delta C = \Delta C_0 (1 + D + D^2 + D^3 - 1D^4)$ 。

这个正值电容增量比率网络如图8-3所示。

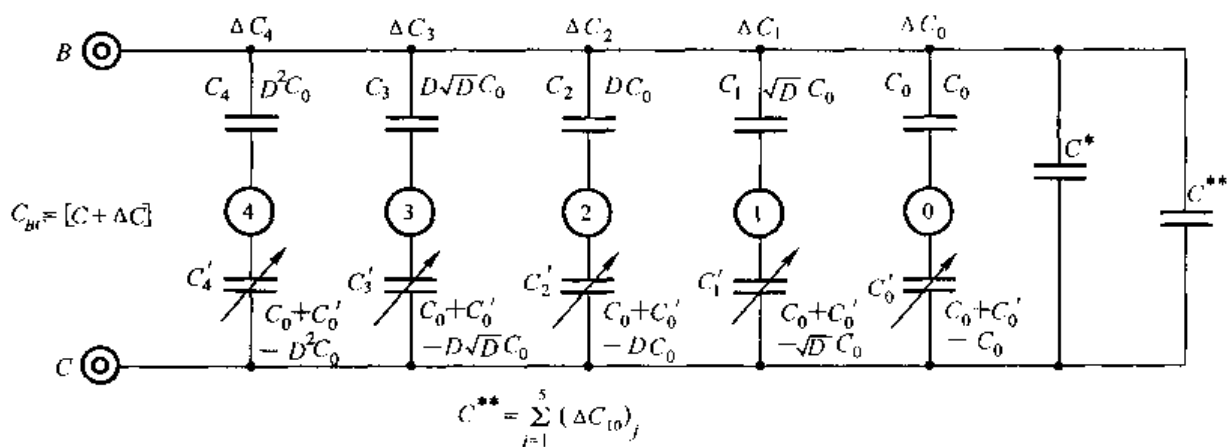


图8-3 正值电容增量比率网络

正值电容增量比率网络有三个用途,一是构成标准可变电容器;二是与负值电容增量比率网络构成差动式电容增量比率网络;三是给虚拟电容箱提供数学模型。

8.5 差动电容增量比率网络

一个负值电容增量比率网络与一个正值电容增量比率网络串联,便可构成一个差动型电容增量比率网络,当然这两个网络的参数 C 、 C_0 、 ΔC_0 、 D 都应一致。

图8-4展示出一个差动型电容增量比率网络的结构图。在A、C端的 $[C - \Delta C]$ 为负电容增量比率网络,在B、C端的 $[C + \Delta C]$ 为正电容增量比率网络。

在差动式电容增量比率网络中,

$$C_{AB} = [C - \Delta C] + [C + \Delta C] = 2C$$

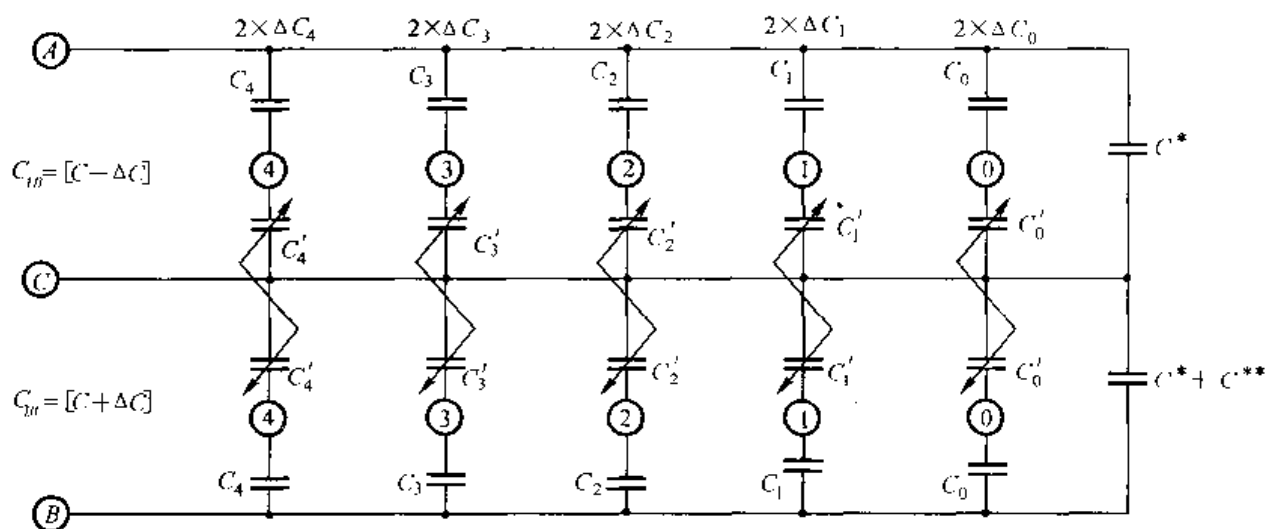


图 8-4 差动式电容增量比率网络

在 A、C 端的比率 D_{AC} 为

$$D_{AC} = \frac{[C - \Delta C]}{[C - \Delta C] + [C + \Delta C]} = 0.5 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}$$

在 B、C 端的比率 D_{BC} 为

$$D_{BC} = \frac{[C + \Delta C]}{[C - \Delta C] + [C + \Delta C]} = 0.5 + \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}$$

由于 C 为常数, ΔC 为线性电容增量链, 所以差动电容增量比率网络的比率呈线性关系。

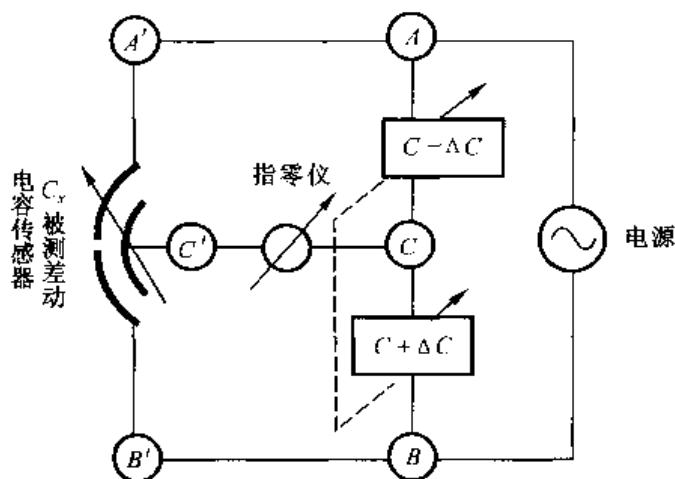


图 8-5 差动电容传感器标定电桥电路

差动电容增量比率网络的准确度一般在 2×10^{-4} , 所以它本身可以作为电容传感器的标定电路。另一方面, 它可以组成新型的电容电桥。例如可变电容器的标定电桥及差动电容传感器标定电桥。图 8-5 给出差动电容传感器的标定电桥电路。若被测的差动电容器在 B、C

端的比率为 D_x

$$D_x = \frac{C_{BC}}{C_{AB} + C_{BC}} = \frac{C_x + \Delta C_x}{(C_x - \Delta C_x) + (C_x + \Delta C_x)} = 0.5 + \frac{\Delta C_x}{2}$$

对于差动电容增量比率网络的比率 D_{BC} 为

$$D_{BC} = 0.5 + \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}$$

当电桥平衡时,

$$\frac{U_{出}}{U_{入}} = D_x - D_{BC} = 0$$

于是

$$D_x = D_{BC}$$

亦即

$$\Delta C_x = \Delta C$$

式中 ΔC 是在差动电容增量比率网络的示值,它具有线性关系。能提高灵敏度和抑制共模干扰。这也是电容增量比率网络研究中的重要成果。

8.6 1/4 桥电容传感器的模拟

高温传感器中有双拱梁式的高温电容传感器,如图 8-6 所示。电容器 C_g 的电极分别安装在两个拱形梁上,两极板面对面安装,但极板与拱形梁绝缘,从两极板引出电极与测量电路连接。由于 C_g 的名义值很小,就不必按 1/4 桥电阻应变传感器那样去改正其非线性,而应当按电容中和原理,用负值电容增量比率网络去作电容中和测量。对于小电容来说,在交流测量的合适电路有变压器比率臂电桥。但作者建议采用电容中和测量电桥更有好处。如图 8-7 所示,在一个 1:1 的电流比较仪电桥电路中, T_1 为输入电压互感器, T_2 为差接输出的电流互感器。两个变量器之间的

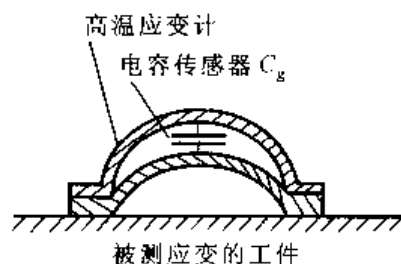


图 8-6 双拱梁式高温应变计

0.5 抽头短接并接地。 C_{ref} 为参考电容器,其名义值与 $[C - \Delta C]$ 中的恒定电容值 C 相等。 C_x 与 $[C - \Delta C]$ 组成电容中和测量支路,调节 ΔC 与 C_x 中和,两支路的电容值相等,指零仪可指出平衡时刻。若有虚部分量存在,可调测差补偿器加以补偿。当两支路数值相等时,从电容增量中和器上读出的示值 ΔC 便是 C_x 的待测值。这样便把 1/4 桥电容传感器电路的非线性问题避开了,而用一个简单的电容中和测量电路来代替。

8.7 小 结

对电容型传感器的模拟是新问题。用正值和负值电容增量比率网络 $[C + \Delta C]$ 和 $[C - \Delta C]$ 去模拟精密的可变电容器理论与实践是成功的。也就是说用电容增量比率网络是模拟电容传感器 $C-L$ 关系式 $C-T$ 关系是可靠的 (L 是长度, T 是温度)。电容传感器在测力、测重、测振和测温等领域使用甚广,用电容增量比率网络去模拟它们的输入—输出关系是普遍适用的。

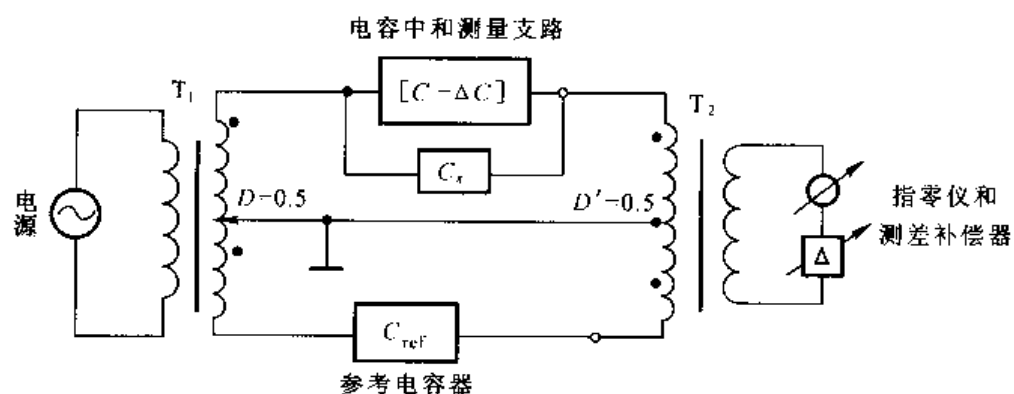


图 8-7 电容中和测量电桥

用差动电容增量比率网络去模拟差动电容传感器是很成功的,尤其是用差动电容增量比率网络去标定差动电容器,可以消除示值的非线性,提高仪器稳定度和灵敏度。

用电容中和方法测量精密两端电容器的理论与实践也很可靠,这是电容计量的新方法。

对电容增量比率网络进行软件编程,可以充实虚拟仪器的内容。

第9章 比率网络型传感器的发现

本章通过对压磁式测力传感器、高压测量传感器、合金带电阻率识别传感器、复合高温计传感器的改进和建立,进一步建立匝比比率网络传感器的概念,特别对新型比率网络式测功传感器和磁性材料识别传感器的建立,进一步丰富了比率网络式传感器的理论和概念,实事求是地证明比率网络的存在。指出在传感器技术领域的一个研究方向。

9.1 压磁式传感器的结构原理及改进

9.1.1 压磁式传感器的原理

压磁式传感器的基本结构如图9-1所示。它包括一个由硅钢片迭片的磁弹性体,在磁性体上有两个交叉绕组。两个绕组结构相同,但相互垂直, W_1 为输入绕组, W_2 为输出绕组。两个绕组独立有如互感器的结构形式。硅钢片是铁磁材料,它具有磁导率 μ_r 。当传感器的输入绕组流过电流时,绕圈周围的磁力线分布呈同心圆,环绕在线圈的周围,如图(b)所示。当传感器承受外力作用时,则输入绕组的磁力线会重新分布,并与输出绕组交链,如图(c)所示。交链到输出绕组的磁力线,使输出绕组感生电动势,电动势的大小与交链的磁力线的变化率成比例。

$$\dot{U}_{\text{感}} = n \frac{d\Psi}{dt} \quad (9-1)$$

式中: $d\Psi/dt$ ——磁链的变化率;

n ——线圈的匝数。

当传感器受力时,在平行于力的方向上的磁导率减小,磁阻增大,与垂直于作用力方向上的磁导率增加,磁阻减小,输入和输出绕组的磁力线重新分布。一部分磁力线与输出绕组交链,产出感应电动势 $\dot{U}_{\text{感}}$ 。交链的磁通量与作用力 F 的大小成正比。这样的—个传感器称之为压磁传感器。它用于几十牛顿量级的力测量,输出的线性放在4%左右。压磁式传感器的优点是输出信号大,对工作环境要求不高,寿命长;缺点是准确度不高,如能改进则有前途。

9.1.2 压磁传感器结构的改进

已知压磁传感器的输入绕组和输出绕组是彼此独立的,它的工作原理如同变压器一样,在不受力作用的时候,输入绕组与输出绕组是相互垂直的,因此输出端无感应电动势。但当受力时,输出绕组因磁力线交链的关系而感生输出电压。按照变压器理论,一个变压器电路可以与一个自耦变压器电路等效,而一个自耦变压器就是一个有抽头、可变动的分压器。可以采用匝比工艺按此原理建立一个感应分压器。从第二章有关论述已知,一个感应分压器就是一个高准确度的匝比比率臂。

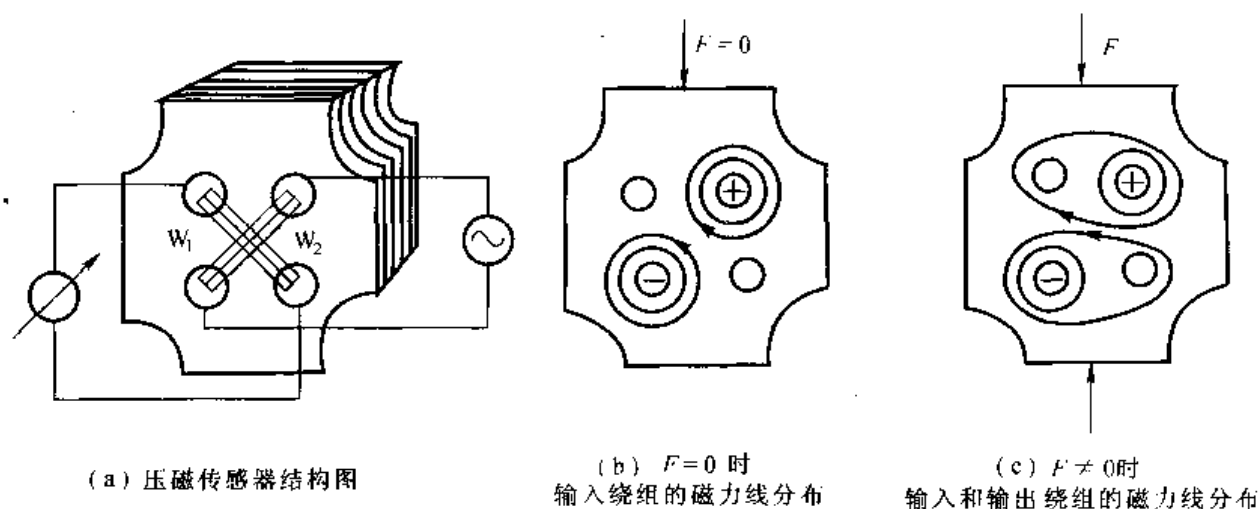


图9-1 压磁传感器的结构原理图

结合压磁传感器的结构原理来研究,如果把压磁传感器的输入绕组与输出绕组串联成一个比率臂,并在 W_1 和 W_2 绕组中引入“匝比工艺”,则这个比率臂将具有比率 $D = \frac{m_1}{m_1 + n_2}$ 。此处的 n_1 是 W_1 绕组的匝数, n_2 是 W_2 绕组的匝数。在作用力 $F=0$ 时, $D_{F=0} = 0.5$, 在作用力 $F \neq 0$ 时,

$$D_{F \neq 0} = \frac{L_1 + M}{(L_1 + M) + (L_2 + M)}$$

因为 W_1 与 W_2 正交,所以 $M=0$,于是

$$D_{F \neq 0} = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \quad (9-2)$$

已知 L 与 n^2 成正比,于是

$$D_{F \neq 0} = \frac{n^2}{n_1^2 + n_2^2} \quad (9-3)$$

从式(9-3)可见, $D_{F \neq 0}$ 与匝数平方成一个比率关系,而且是线性关系。这个新的比率关系可以通过匝比比率臂传感器电桥获得准确的测量。从而提高压磁式传感器的测量准确度。

9.1.3 压磁传感器的测量电桥电路

按照上述的两点改进意见:①用“匝比工艺”改造 W_1 和 W_2 绕组;②用比率臂结构代替 W_1 和 W_2 的互感器式结构,可以获得一个新型匝比比率臂的结构。这个新型比率臂具有线性的 $D_{F \neq 0}$ 的数值,这样就可以设计出一个新型的传感器测量电桥电路,如图9-2所示。

图9-2所示的电路既简化,又能提高稳定度。调节匝比比率器的比率 D 可以使指零仪分度并检查对称性, D_F 数值可以从相敏指零仪的标尺上读出,或用比率臂的 D 值读出。

9.2 电磁式传感器的结构原理及改进

利用永久磁铁与线圈的相对运动,基于电磁感应原理,使线圈产生感应电势,如图9-3所

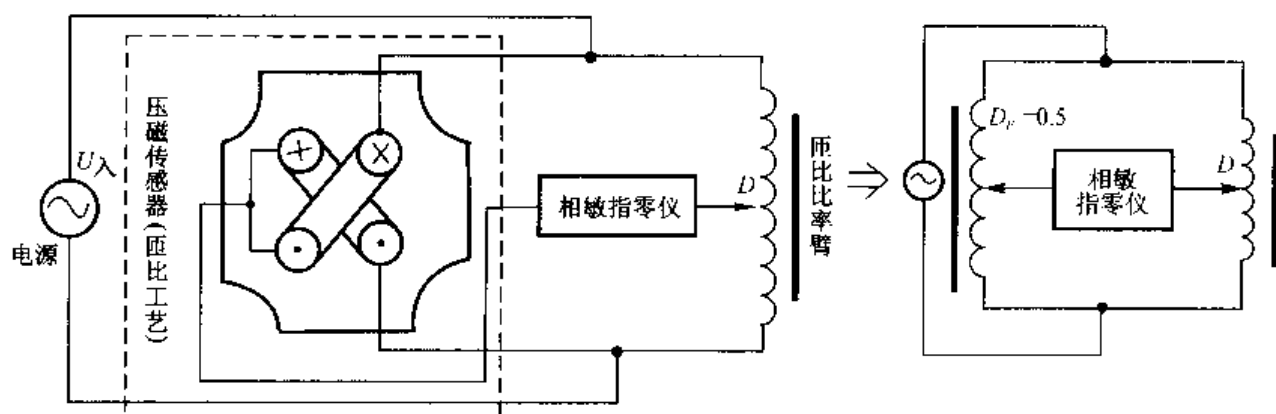


图 9-2 压磁传感器的测量电桥电路

示。在两个等同的线圈轴线上,安置一个永久磁铁,通过上下方的弹簧把它悬挂和固定于中央位置。

永久磁铁具有质量 m , 弹簧具有弹簧常数 k , 铁芯遇到的空气阻尼系数 c , 这些参数组成一个二阶惯性系统。

当永久磁铁运动时产生一个磁场, 磁场与线圈相互作用, 在线圈两端感应一个与磁通 Φ 变化率成正比的感应电动势:

$$E = -N \frac{d\phi}{dt}$$

式中: N ——线圈匝数;

ϕ ——磁通量。

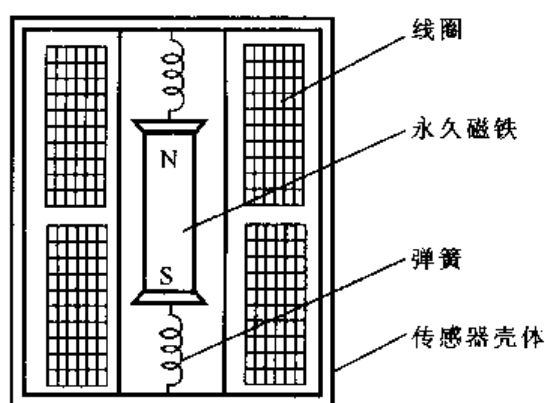
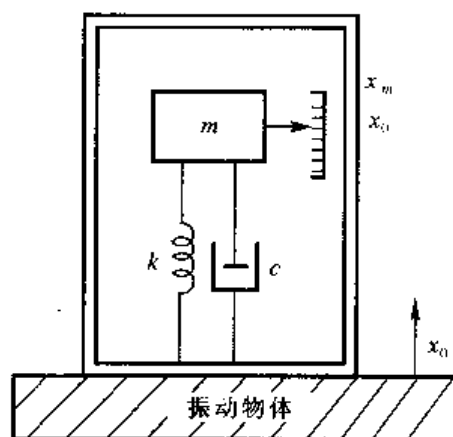


图 9-3 电磁式测速传感器

图 9-4 $m-k-c$ 惯性系的检振器

当要测量一个物体的振动时,把这个电动传感器放在被测物体上面,作刚性连接,因此传感器的壳体随被测振动物体一起振动。当传感器的质量比较大,弹簧常数较小,物体的振动频率较高时,可以认为传感器质量块的惯性很大,来不及跟振动物体一起振动,以至接近于静止不动的状态。在这种环境下振动量几乎被弹簧吸收,弹簧的伸缩量和振动物体的振幅近似于正比。

如图9-4所示,一个具有 $m-k-c$ 惯性系统的电动式速度传感器的运动规律如下:

设 x_0 为振动物体的绝对位移量, x_m 为质量块的绝对位移量,则质量块与振动物体之间的相对位移量为 x_t ,

$$x_t = x_m - x_0$$

从力学第二定律得

$$\begin{aligned} m \frac{d^2 x_m}{dt^2} &= -c \frac{dx_t}{dt} - kx_t \\ m \frac{d^2 x_m}{dt^2} &= -c \frac{d}{dt}(x_m - x_0) - k(x_m - x_0) \\ m \frac{d^2 x_m}{dt^2} + c \frac{dx_m}{dt} + kx_m &= c \frac{dx_0}{dt} + kx_0 \end{aligned}$$

若 x_0 已知,则 x_m 可求,从而可以求出该振动物体的振动速度 $\frac{dx_m}{dt}$ 及加速度 $\frac{d^2 x_m}{dt^2}$ 。

当振动物体的频率远远高于传感器的固有频率时,永久磁铁就相对静止。此时线圈跟随振动物体一起振动,永久磁铁与线圈之间的相对位移就很接近振动物体的绝对位移,其相对运动速度就接近振动物体的振动速度。

电动传感器的固有角频率 ω_0 为 $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$

电动传感器的相对阻尼系数 ζ 为 $\zeta = \frac{c}{2\sqrt{mk}}$

振幅比为

$$\begin{aligned} \left| \frac{x_m - x_0}{x_0} \right| &= \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left[2\zeta \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right]^2}} \\ \left| \frac{x_t}{x_0} \right| &= \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left[2\zeta \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right]^2}} \end{aligned}$$

相位为

$$\varphi = -\arctan \frac{2\zeta \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

线圈的感应电势为

$$E = Bl_0 N v_0 \quad (\text{V})$$

式中: B ——工作气隙中磁感应强度, T;

l_0 ——每匝线圈的平均长度, m;

N ——工作气隙中线圈绕组的匝数；

v_0 ——振动物体的振动速度, $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 。

传感器的灵敏度为 $K = Bl_0 N$

从绕组结构均匀性来看,一般变压器绕组工艺是不如“匝比工艺”的。如果将每个线圈绕组工艺都改为“匝比工艺”绕制的绕组,即用多股绞合线工艺,如图9-5所示,两个绕组的线匝空间分布更为等同,有利于线性度的提高。

电磁式传感器在工作时呈现机械阻抗,可以通过机械阻抗分析,简便地求出电磁传感器的传递函数。

一个线圈在磁场中运动时,线圈的两端的感应电势正比于穿过线圈的磁通 ϕ 的变化率:

$$\dot{E} = -N \frac{d\phi}{dt} = -B_l l_0 N (\dot{v}_0)$$

式中: $\dot{E}$ ——线圈上的感应电势;

N ——线圈的匝数;

$\frac{d\phi}{dt}$ ——磁通的变化率;

B_l ——磁感应强度;

l_0 ——单匝线圈的平均长度;

$\dot{v}_0$ ——振动速度。

电磁式传感器由线圈、永久磁铁、弹簧阻尼器和壳体组成。它的惯性系统如图9-6所示。传感器壳体与被测振动物体刚性联系。当振动频率很高时,传感器的质量块惯性较大,质量块可认为是静止不动,质量块的振幅从 x_0 到 x_m 反映出被测振物体的振幅 x_i 。

$$x_i = x_m - x_0$$

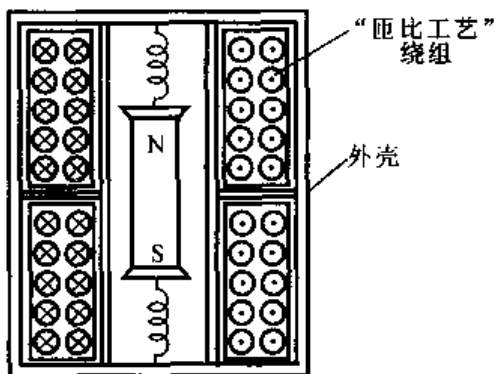


图9-5 用“匝比工艺”的
电磁式速度传感器

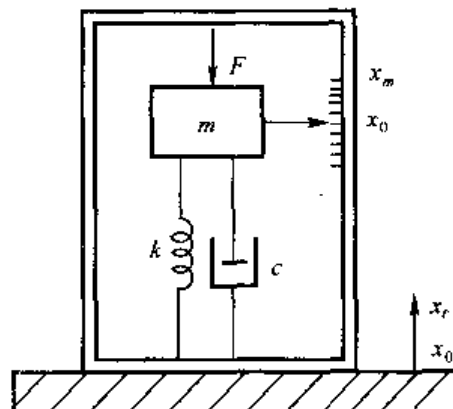


图9-6 $m-k-c$ 惯性系

电磁式传感器的机械阻抗为

$$Z_m = c + j\left(\omega_m - \frac{k}{\omega}\right)$$

$$|Z_m| = \sqrt{c^2 + \left(\omega_m - \frac{k}{\omega}\right)^2}$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega_m - \frac{k}{\omega}}{c}$$

相应的电学图形如图 9-7 所示。

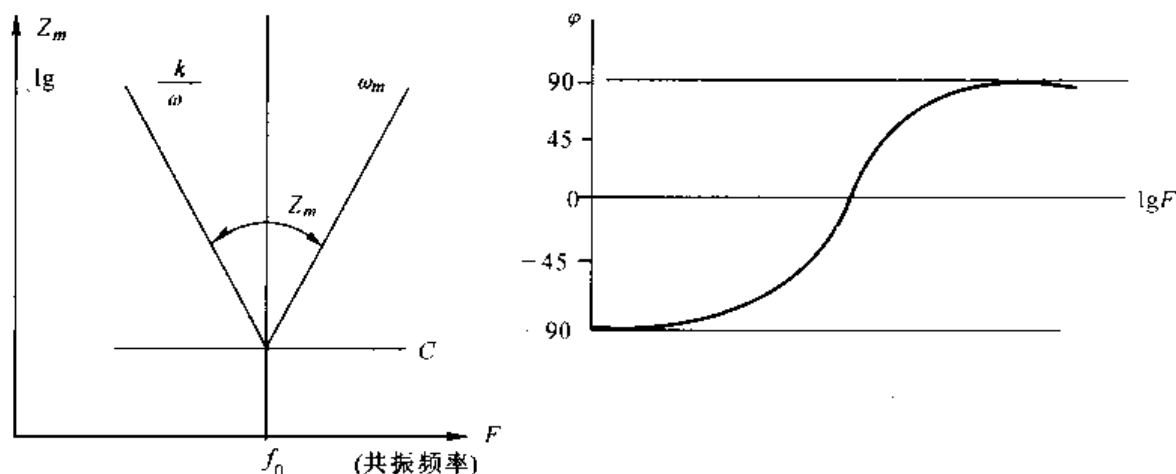


图 9-7 电磁式传感器的输出/输入特性

在低频时,传感器的机械阻抗接近于弹簧阻抗。在高频时则接近于质量块的阻抗。当频率等于共振频率(f_0)时,机械阻抗等于阻尼阻抗。

电磁式传感器的传递函数为

$$H(j\omega) = - \frac{Bl}{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 + \frac{c + \frac{(Bl)^2}{R_L}}{j\omega_m}}$$

式中: R_L ——负载中的实部。

由此可见,当线圈结构改善后,磁感应强度 B 的分布更均匀,所以传递函数相应地得到改善。

按拉普拉斯变换,振动传感器的传输函数为

$$\begin{cases} \frac{Y(S)}{X(S)} = - \frac{S^2}{S^2 + 2D\omega_0 S + \omega_0^2} \\ \frac{Y(S)}{V(S)} = - \frac{S}{S^2 + 2D\omega_0 S + \omega_0^2} \\ \frac{Y(S)}{A(S)} = - \frac{1}{S^2 + 2D\omega_0 S + \omega_0^2} \end{cases}$$

令 $S = j\omega$, 则

$$\begin{cases} \frac{Y_m}{X_m} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]^2 + \left(2D \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \\ \frac{Y_m}{V_m} = \frac{1}{2} \frac{D\omega_0}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{2D} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]^2}} \\ \frac{Y_m}{A_m} = \frac{1}{\omega_0^2 \sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right]^2 + \left(2D \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \end{cases}$$

式中: $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ ——自振频率;

ω ——谐振频率;

D ——阻尼系数, $D = \frac{c}{2\omega_0 m}$;

m ——质量块的质量。

位移、速度和加速度的测量要求:

位移测量 $\omega \gg \omega_0, Y_m = X_m$

速度测量 $\omega \approx \omega_0, Y_m = \frac{m}{C} V_m$

加速度测量 $\omega \ll \omega_0, Y_m \approx \frac{m}{k} A_m$

由此可见,一个 $m-k-c$ 惯性系统的振动传感器,从理论上讲用一个振动传感器便可测出位移、速度和加速度。即利用速度数值积分来求出位移量;用速度数值的微分求出加速度的数量。由于积分电路或微分电路容易引入系统误差,这种做法实际上是不妥的。此外,检振器的自振频率不可能大幅度改变。因此这种测量理论是不成立的。在设计时要保证测速的条件为 $\omega \approx \omega_0$,测位移的条件为 $\omega \gg \omega_0$,而测加速度的条件为 $\omega \ll \omega_0$ 。只有这样才能保证检振器的正常工作。当用匝比比率工艺改造传感器中的线圈结构,并不影响到 ω_0 的数值,所以不会改变检振器的工作性能。

把改进了的传感器与未改进的传感器放在同一振动台上进行比较,见图9-8。先将这两个传感器背靠背地、同轴地安装在振动台上,接受相同的频率和振动量的激励,分别测出它们的输出电压,按下式计算其灵敏度:

$$S_x = \frac{U_x}{U_s} S_{ref}$$

式中: S_x ——被比对的传感器的灵敏度;

S_{ref} ——标准传感器的灵敏度;

U_x ——被比对的传感器的输出电压;

U_s ——标准传感器的输出电压。

比对的装置如图9-6所示。

9.3 高电压测量传感器

作者提出用全息比率网络建立新型高电压测量传感器的建议。

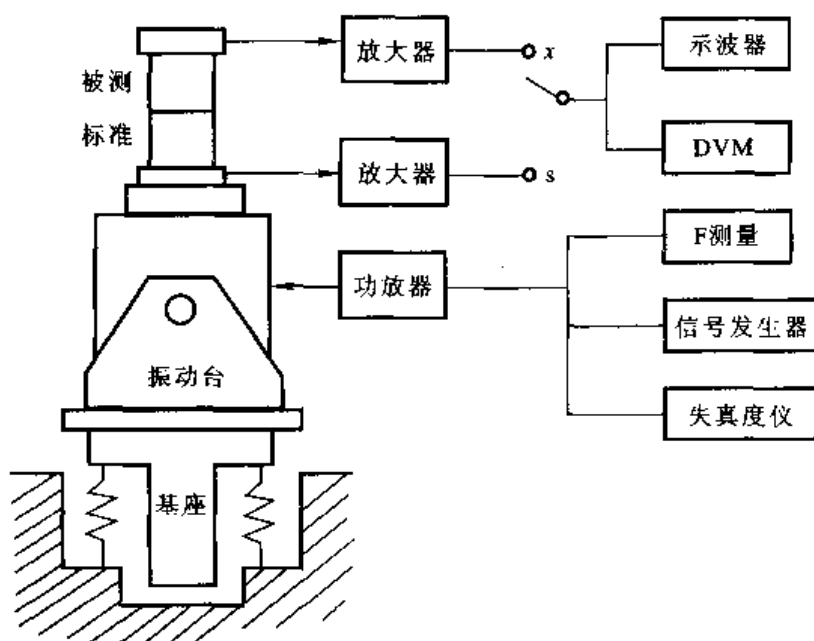


图9-8 比较法振动台

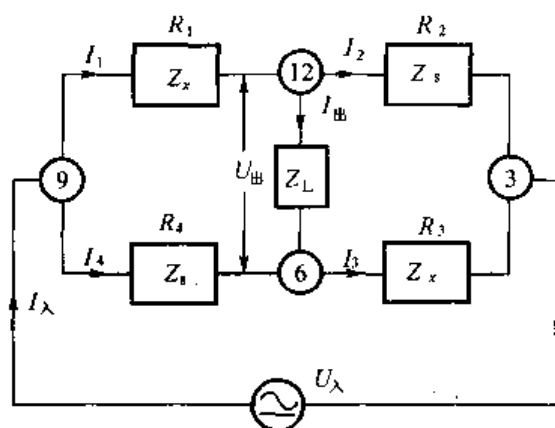


图9-9 全息复合比率网络

作者首先认为,从高电压到低电压的变换过程是用电压传感器测量高电压的过程,所用传感器是属于相同电量的传感器。传感器的结构并不能局限于某一种敏感元件,传感器也应包括比率网络型传感器件。例如补偿式的电阻应变计,常采用半桥或全桥的结构形式,而半桥或全桥应变测量传感器本身就是一个网络式传感器。全息比率网络是一种特殊的测量网络。它仅与恒定参量 Z_L 、可变参量 Z_s 和 Z_x 有关。 Z_x 为被测参量,那么 Z_s 就是传感器的参量。所以先了解网络式传感器的概念,对开发新型传感器是有所帮助的。

全息比率网络的结构原理是以环形复合比率网络的理论为基础的。全息比率网络是 $Z_s \rightarrow Z_x \rightarrow Z_s \rightarrow Z_x$ 的环形复合比率网络。

图9-9所示的复合比率网络是全息比率网络,与Wheatstone电桥比较,有 $R_g = Z_L$, R_g 为指零仪内阻, Z_L 为负载阻抗。 $R_1 = R_3 = Z_x$, $R_2 = R_4 = Z_s$ 在 Z_x 上流过的电流为 I_1 ,在 Z_s 上流过的电流为 I_2 ,流入网络的总电流为 $I_{\text{入}}$, $I_{\text{入}} = \frac{U_{\text{入}}}{Z} = \frac{U_{\text{入}}}{Z_L}$, $I_{\text{出}} = I_1 - I_2$, Z 为网络总阻抗。

按照电桥理论分析得到下面结论:

$$\frac{I_1}{I_{\text{入}}} = \frac{R_4(R_2 + R_3) + R_g(R_g + R_4)}{\Delta} = \frac{Z_s(Z_s + Z_x) + R_L(Z_x + Z_s)}{\Delta}$$

$$\frac{I_2}{I_{\text{入}}} = \frac{R_3(R_1 + R_4) + R_g(R_3 + R_4)}{\Delta} = \frac{Z_x(Z_s + Z_s) + R_L(Z_x + Z_s)}{\Delta}$$

式中:

$$\Delta = R_g(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) + (R_1 + R_4)(R_2 + R_3)$$

$$\begin{aligned}
 &= R_L \langle Z_x + Z_s + Z_x + Z_s \rangle + \langle Z_x + Z_s \rangle \langle Z_s + Z_x \rangle \\
 &= R_L \langle 2Z_x + 2Z_s \rangle + \langle Z_x + Z_s \rangle^2 \\
 &= \langle Z_x + Z_s \rangle \langle Z_x + Z_L + Z_s + Z_L \rangle
 \end{aligned}$$

于是:

$$\begin{aligned}
 \frac{I_1}{I_\lambda} &= \frac{\langle Z_s + Z_L \rangle}{\langle Z_x + Z_L \rangle + \langle Z_s + Z_L \rangle} \\
 \frac{I_2}{I_\lambda} &= \frac{\langle Z_x + Z_L \rangle}{\langle Z_x + Z_L \rangle + \langle Z_L + Z_L \rangle} \\
 \frac{I_{\text{出}}}{I_\lambda} &= \frac{\langle Z_s + Z_L \rangle}{\langle Z_x + Z_L \rangle + \langle Z_s + Z_L \rangle} - \frac{\langle Z_x + Z_L \rangle}{\langle Z_x + Z_L \rangle + \langle Z_s + Z_L \rangle} \quad (9-4)
 \end{aligned}$$

从式(9-4)可以看出,全息复合比率网络的输出-输入特性是线性的,它是两个分压器 F_1 和 F_2 的差值。 F_1 分压器由 $\langle Z_s + Z_L \rangle$ 与 $\langle Z_x + Z_L \rangle$ 组成,它的比率 D_1 为

$$D_1 = \frac{\langle Z_s + Z_L \rangle}{\langle Z_s + Z_L \rangle + \langle Z_x + Z_L \rangle}$$

F_2 分压器也由 $\langle Z_s + Z_L \rangle$ 与 $\langle Z_x + Z_L \rangle$ 组成,它的比率 D_2 为

$$D_2 = \frac{\langle Z_x + Z_L \rangle}{\langle Z_s + Z_L \rangle + \langle Z_x + Z_L \rangle}$$

所以
$$\frac{I_{\text{出}}}{I_\lambda} = D_1 - D_2 \quad (9-5)$$

式(9-5)告诉我们,全息复合比率网络具有差动输出的性质,用时对共模干扰有抑制作用。

全息复合比率网络的入口阻抗 Z_λ 恒等于 Z_L 。

把图9-7中与接点⑫有关的Y形网络,变换为三角形。如图9-10所示。

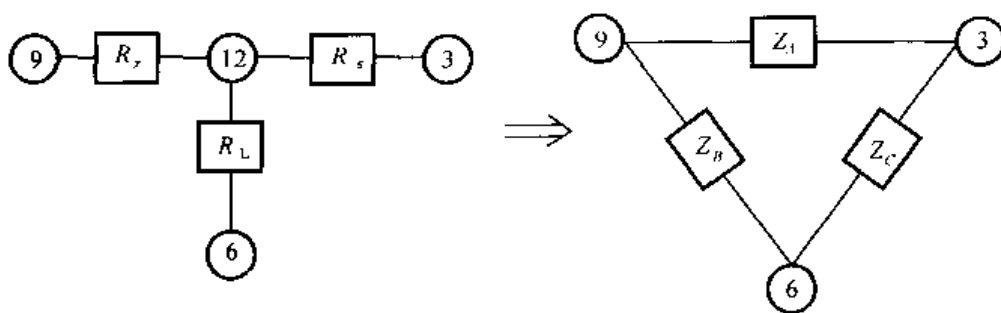


图9-10 全息复合比率网络中的Y/Δ变换

变换后的三角形的等效阻抗为

$$\begin{cases} Z_A = Z_x + Z_s + Z_L \\ Z_B = \frac{Z_A Z_L}{Z_s} \\ Z_C = \frac{Z_A Z_L}{Z_x} \end{cases}$$

再将⑥、⑨之间的阻抗合并为 Z_D , 将⑥、③之间的阻抗合并为 Z_E ,

$$Z_D = \frac{Z_s Z_A Z_L}{\langle Z_x + Z_s \rangle \langle Z_s + Z_L \rangle}$$

$$Z_E = \frac{Z_x Z_A Z_L}{\langle Z_x + Z_s \rangle \langle Z_s + Z_L \rangle}$$

最后, 将 Z_D 与 Z_E 串联, 得到网络的入口阻抗 Z_λ

$$Z_\lambda = Z_L \quad (9-6)$$

从式(9-6)得出一个重要结论: 不管全息复合比率网络的比率如何, 它的入口阻抗恒为 Z_L 。正因为如此, 它的电流比和电压比是相同的, 进一步也知道它的功率比的开方也等于电流比或电压比, 所以这个复合比率网络是能给出全部信息的比率网络。作者称它为全息比率网络。

在全息比率网络中, Z_x 、 Z_s 、 Z_L 与 D 的关系如下:

$$\begin{cases} Z_x = \frac{1-D}{1+D} Z_L \\ Z_s = \frac{1+D}{1-D} Z_L \\ Z_x Z_s = Z_L^2 \\ D = \frac{I_{\text{出}}}{I_\lambda} = \frac{U_{\text{出}}}{U_\lambda} = \left(\frac{P_{\text{出}}}{P_\lambda} \right)^{1/2} \end{cases} \quad (9-7)$$

对于一个全息比率网络, 给定 D 和 Z_L 以后, Z_x 和 Z_s 便可准确地确定。

在全息比率网络中只有两个变量, 一个是被测阻抗, 一个是标准阻抗。但通过式(9-7), 当 D 给定后, 它也是一个常数阻抗。为 $D = \frac{U_{\text{出}}}{U_\lambda}$, 则把这个比率网络接到被测电压源上, 若它的电压为 U_λ , 则在负载阻抗上的压降为 $U_{\text{出}}$ 。 $U_{\text{出}}/U_\lambda$ 的比值可以通过两个途径进行测量, 一是用数字电压表测出 $U_{\text{出}}$; 二是用比率仪器测出 D_1 和 D_2 , 再按它的差值来计算 D 值。无论用哪一种方法, 都是从低压侧, 探测到高压侧的信息, 起到高压传感器的作用。

若想改变全息比率网络的量程 D , 可以把 Z_x 和 Z_s 做成可调的阻抗器, 如图 9-11 所示。对应于不同的 D 值, 计算其相应的 Z_x 和 Z_s 数值, 并用联动开关连接。这样就可以做成十进盘式高压电压传感器。

在超高压测量时, 可以采用高电压电容器作为 Z_x 、 Z_s 及 Z_L 。此时电容型高压传感器的结构如图 9-12 所示。

9.4 测量金属电阻率的传感器

测量金属电阻率的经典方法是涡流法, 即利用一个在高频下工作的线圈探头, 将它靠近被测金属片, 当线圈的磁场作用到金属片上时, 在金属片上产生一个涡流磁场, 此磁场对探头线圈产生反作用的磁场, 使探头线圈的磁场受到削弱, 磁阻发生变化。金属的电阻率各不相同, 不同合金成分的合金的电阻率也不相同, 涡流效应就有所不同, 在探头的电流也随之变化, 最后通过标定, 便可以从涡流传感器检测出合金带的不同电阻率, 从而识别合金的牌号。由于涡

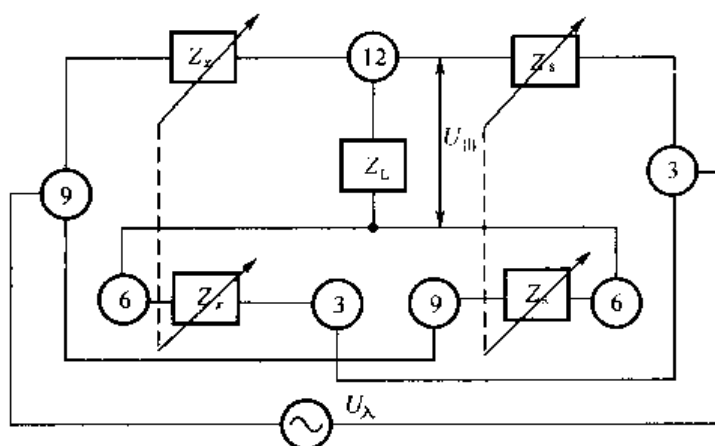


图 9-11 十进盘式高压测量的全息比率网络

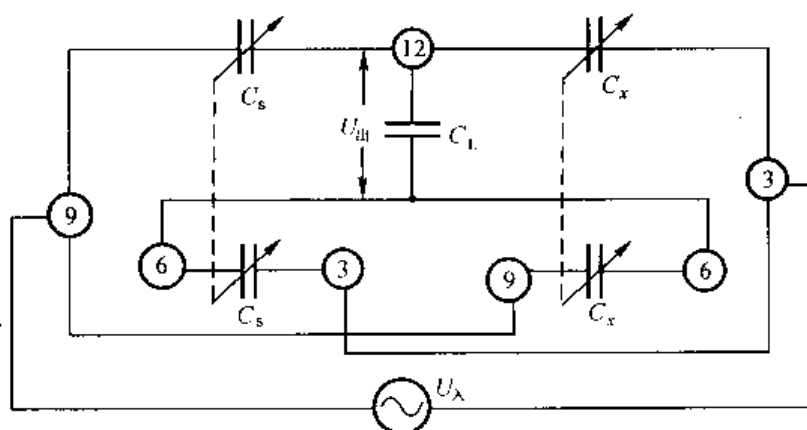


图 9-12 电容型高压传感器电路

流效应是伴随着热效应的,而且探头相对于被测合金片的间隙和尺寸和合金片的表面粗糙度等因素制约。这种涡流方法不可能获得较高的测量准确度。一般来说,在工业测试和控制方面可以应用,在要求较高的计量标定方面,不宜采用。

合金材料的识别工作在航空部门颇为重要,因为对飞机的铝合金材料要严格识别。为此作者设计了一个识别合金带材的组合传感器。如图 9-13 所示,传感器由变量器 T_1 担任。变量器 T_2 为测量回路。传感器实质上是一个有铁芯的互感式传感器。互感式传感器有初级绕组和次级绕组,它与铁芯组合成为组合式传感器。它与电阻应变式测力传感器有点相似,一个电阻应变片作为始端敏感器件,与一个弹性体结合在一起组成测力传感器。其实它与电感式测力计的结构更为相近,只不过敏感线圈和铁芯均不受力,只作为电压互感器使用。 T_2 是一个电流互感器,它的初级绕组与被测的合金带耦合,从次级输出电流,用数字欧姆表可直接测出该电流。合金带穿过 T_1 和 T_2 后短接成一圈。对于变量器 T_1 ,实际上是电压互感器。它的初级绕组与电源连接,它的初级有 N 匝,次级线圈为 T_1 匝合金带。合金带的周长为 1 m。变量器 T_2 为电流互感器,它的初级是 1 匝的合金带,它的次级有 N 匝。所以有下列关系:

$$\text{对 } T_1: \quad \left(\frac{\dot{U}_\lambda}{\dot{U}_s} \right) = \frac{N_p}{N_s} = n$$

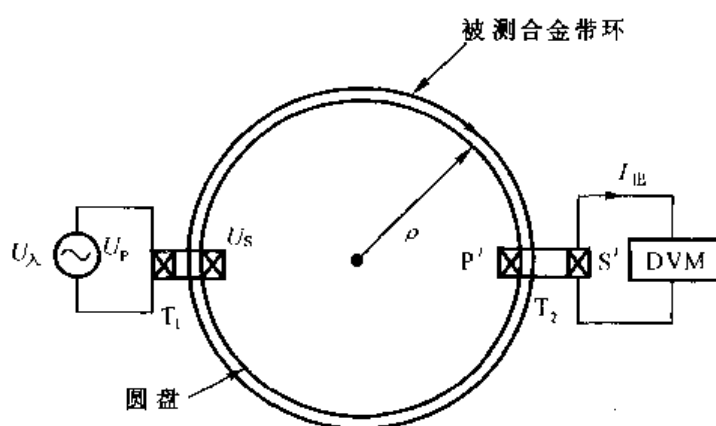


图 9-13 合金带电阻率测量传感器

对 T_2 :

$$\left(\frac{\dot{I}_P}{\dot{I}_{出}} \right)_{T_2} = \frac{N}{N_P} = 1/n$$

式中: N_P, N_S ——分别为变量器的初级绕组和次级绕组的匝数。

当在 T_1 的初级接入电源, 加上电压 U_λ 以后, 在 T_1 的次级感应出电压 $\dot{U}_s$ 。设环绕在圆盘周边上的合金带环长度 l 为 1 m, 并规定了它的宽度 w 和厚度 h 以后, 这条合金带的电阻为 Z , 而且有下列方程:

$$Z = \rho \frac{A}{l} = \rho \frac{wh}{l}$$

式中: ρ ——合金带的电阻率;

A ——合金带的横截面的面积。

这样一个 Z 在电压 U_s 作用下, 其电流为 $\dot{i} = \frac{\dot{U}_s}{Z}$ 。这个电流流入 T_2 的初级, 在 T_2 的次级感应出来的电流 $\dot{i}_{出}$ 为

$$\dot{i}_{出} = n\dot{i} = n \frac{\dot{U}_s}{Z}$$

故

$$Z = n \frac{\dot{U}_s}{\dot{i}_{出}} \quad (9-8)$$

式中: Z ——合金带的试样的阻抗;

n —— T_1 或 T_2 的匝比;

$\dot{U}_s$ —— T_1 次级的电压;

$\dot{i}$ ——流经样品的电流。

对不同的试样, 由于 Z 的数值不同, 因而 $\dot{i}_{出}$ 也不同。用数字电压表和电流表可以分别测出这个比率网络式传感器的入口电压和出口电流, 便可以确定被测样品的阻抗值。按照阻抗

值来标识合金的牌号。表9-1给出实验数据。

表9-1 不同成分的合金带材的电阻值(1 kHz 下)

材 料	入口电压/V	出口电流/mA	电阻值/ Ω
硅钢片	1.533	0.02	76.65×10^{-3}
坡莫合金	1.533	0.013	117.92×10^{-3}
铝	1.533	0.192	7.98×10^{-3}
铜	1.533	0.33	4.65×10^{-3}

注:样品的几何尺寸并不严格一致。

从表9-1的数据看来,对几种合金材料的识别是可信的,用变量器 T_1 作为传感器是符合传感器的定义的。然而这个变量器 T_1 却是互感式比率网络,它的匝比为 $n:1$ 。所以对传感器的概念和定义应当有所发展,不能局限于阻抗传感器本身的概念。

9.5 复合高温计传感器

在《新型阻抗比率测量电路》一书中,作者曾提出由热电偶和电阻高温计组成的复合高温计,以便进一步研究高温铂电阻温度计的分度特性与热电偶的分度特性的分散程度。一个铂电阻高温计的冷电阻约 $1\ \Omega$,而铂铑-铂热电偶的电阻亦在相同的量级。所以利用热电偶的铂电极作为电阻温度计的传感器是可能的。其示意图如图9-14所示。

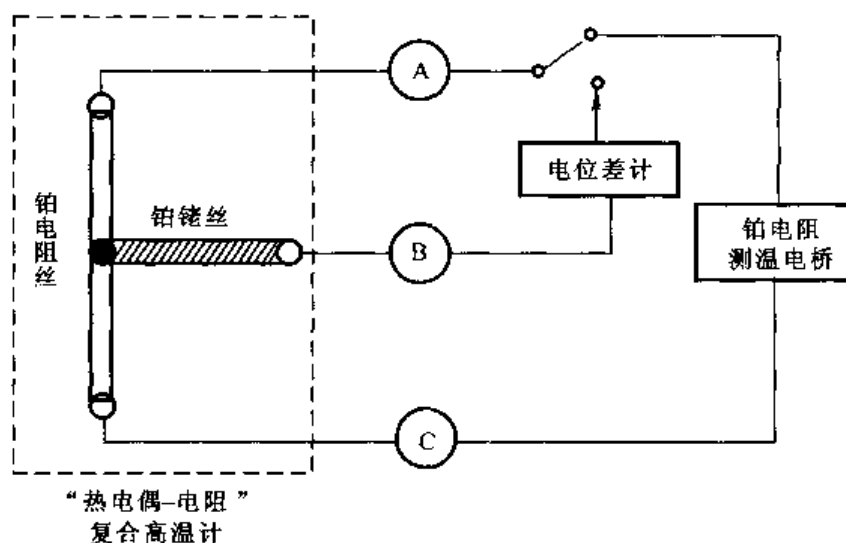


图9-14 复合高温计示意图

铂铑₁₀的电阻率为 $0.196(\Omega \cdot \text{m} \cdot \text{m}^2/\text{m})$,铂的电阻率为 $0.098(\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m})$,康铜的电阻率为 $0.45(\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m})$,镍铬的电阻率为 $0.68(\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m})$ 。不同的导体或合金的电阻率是不同的,两种不同性质的导体接成一个闭合回路,而两接点的温度 t_1 和 t_2 不相同,在回路中就会出现电流,从而产生电动势。由温差产生电动势的效应称为热电效应。

单根均质的金属导体。如果两端温度不同,分别为 t_1 和 t_0 ,则两端也会出现电动势。

热电偶产生的温差电动势 $E_{AB}(t_1, t_0)$ 是由两种导体的接触电势和单根导体的温差电势所组合而成。

两种导体的接触电势是由于两种金属材料在界面上由于电子浓度不同而扩散以后产生

的。如果 A 金属的电子浓度为 n_A , 而 B 金属的电子浓度为 n_B , 当 A 、 B 金属接触在一起, 如 $n_A > n_B$, 则在界面上 A 金属的自由电子向 B 金属扩散, A 金属失去了自由电子而具有正电位, B 金属则得到自由电子而带负电位。直到达到动态平衡以后才获得稳定的接触电势 $E_{AB}(t)$:

$$E_{AB}(t) = \frac{kt}{e} \ln \frac{n_A}{n_B}$$

式中: $E_{AB}(t)$ —— A 、 B 两种金属材料在温度 t 时的接触电势;

k —— 玻耳兹曼常数;

e —— 电子电荷;

n_A 、 n_B —— 分别为金属材料 A 、 B 的自由电子浓度。

对于 A 、 B 两种金属材料的闭合回路的另一端, 当端点上温度为 t_0 时, 则同样有接触电势:

$$E_{AB}(t_0) = \frac{kt_0}{e} \ln \frac{n_A}{n_B}$$

故设

$$E_{AB} = E_{AB}(t) - E_{AB}(t_0) = \frac{k}{e} (t - t_0) \ln \frac{n_A}{n_B}$$

单根导线的温差电势为

$$E_A(t, t_0) - E_B(t, t_0) = \int_{t_0}^t (\sigma_A - \sigma_B) dt$$

式中: σ_A 、 σ_B —— 单根导线 A 、 B 的汤姆逊系数。

总的温差电势为

$$E_{AB}(t, t_0) = E_{AB}(t) - E_{AB}(t_0) - \int_{t_0}^t (\sigma_A - \sigma_B) dt$$

热电势与材料和结点温度有关, 与热电偶尺寸及沿电极温度分布无关; 但热电极不均匀时, 则受温度梯度影响而会出现热电势。

温差热电偶在传感器中占有重要地位。

现在改变一下观点, 把温差热偶的金属 A 和 B 作为一个电阻比率器。假设 A 为铂电阻丝, 它的电阻为 R_{Pt} , 而铂铑₁₀电阻丝为 B , 它的电阻为 $R_{Pt, Rh}$ 。已知 $R_{Pt, Rh} \approx 2R_{Pt}$, 假定 $R_{Pt, Rh} = 2R_{Pt}$, 于是这两根金属丝构成的电阻比率器的比率 D_0 必为

$$D_0 = \frac{R_{Pt, Rh}}{R_{Pt} + R_{Pt, Rh}} = \frac{R_{Pt, Rh}}{3R_{Pt}} = \frac{1}{3} \frac{R_{Pt, Rh}}{R_{Pt}}$$

当在 t °C 时, 比率系数为 D_t :

$$D_t = \frac{R_{Pt, Rh}(1 + \alpha t + \beta t^2)}{3R_{Pt}(1 + \alpha' t + \beta' t^2)}$$

式中: α 、 β —— 铂铑₁₀丝的温度系数;

α' 、 β' —— 铂丝的温度系数。

D_0 和 D_t 值可以用交流匝比比率臂电桥精密测定。因为在交流下测量铂铑₁₀-铂电阻比率器的比率时,它们的直流温差电势是不会影响到测量结果的。这样一来把在不同的温度下铂铑₁₀-铂电阻比率器的 $D-t$ 关系测出来,按照 D 的数值确定被测温度 t 是有可能的。

从这里可获得用铂铑₁₀-铂电阻比率器作为温度传感器的概念。广义来说,用不同电阻率的两根金属丝便可构成比率网络型温度传感器。用此方法测量温度并不困难,只要金属丝具有相当大的电阻就满足工作要求。若用直接测量这两根金属丝在 t 和 t_0 之间的热电势当然不成问题,并且可以相互印证其测量结果。

在交流下用匝比比率臂电桥测量两种金属构成的比率网络的比率时,应当达到 $1 \times 10^{-6} \sim 1 \times 10^{-7}$ 的水平。所以这里又增添了一种比率网络型温度传感器。

9.6 比率网络式测功传感器

作者用同轴导线代替柴包线,在铁芯上绕 N 匝,将同轴导线的皮线绕组作为互感器的初级,又将同轴导线的芯线绕组作为互感器的次级,于是获得了完全屏蔽的新型互感器。当在初级绕组接入电源,而在次级绕组带上负载 Z_L 时,这时在初级绕组中呈现一个串联阻抗 $Z_{\text{反射}}$ 。这个串联于初级绕组中的阻抗 $Z_{\text{反射}}$ 是因为次级带有负载 Z_L 而引起的,称之为反射阻抗如图 9-15 所示。

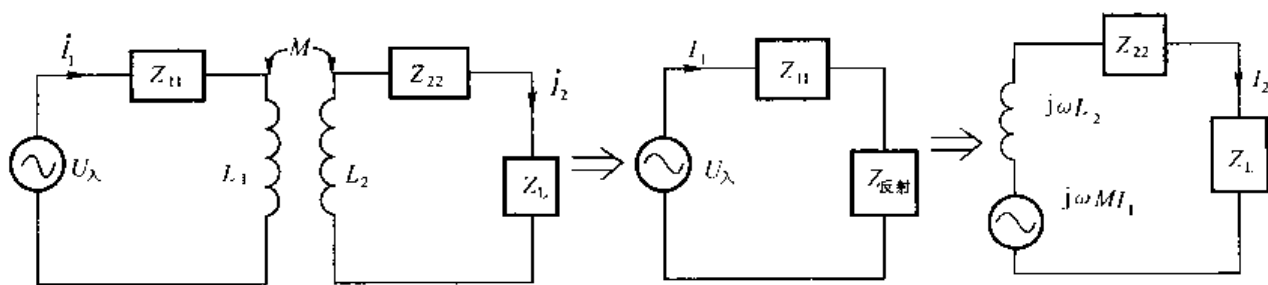


图 9-15 互感器的反射阻抗

对空载变压器,有回路方程如下:

$$\begin{cases} i_1 Z_{11} - i_2 Z_M = U_A \\ -i_1 Z_M + i_2 Z_{22} = 0 \end{cases}$$

及

$$\begin{cases} Z_{11} = R_1 + j\omega L_1 \\ Z_{22} = R_2 + j\omega L_2 \\ Z_M = j\omega M \end{cases}$$

$$i_1 = \frac{Z_{22} U_A}{Z_{11} Z_{22} - Z_M^2} = \frac{U_A}{Z_{11} + \frac{(\omega M)^2}{Z_{22}}} = \frac{U_A}{Z_{11} + Z_{\text{反射}}} \quad (9-9)$$

$$i_2 = \frac{Z_M i_1}{Z_{22}} = \frac{j\omega M i_1}{Z_{22}}$$

当次级开路时, $i_2 = 0$, $i_1 = \frac{U_\lambda}{Z_{11}}$, 与式(9-9)比较可知, $Z_{\text{反射}} = \frac{(\omega M)^2}{Z_{22}}$

反射阻抗 $Z_{\text{反射}}$ 有实部和虚部, 实部是耗能电阻 $R_{\text{反射}}$, 虚部为反射电抗。

$$I_1^2 R_{\text{反射}} = I_1^2 \frac{(\omega M)^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 = I_2^2 R_2 \quad (9-10)$$

由式(9-10)可见, 全屏蔽互感器的次级损耗电阻与初、次级之间的电流比 $\frac{I_1}{I_2}$ 的关系如下:

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2 = \frac{R_2}{R_{\text{反射}}} \\ R_2 = \left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2 R_{\text{反射}} \quad (9-11)$$

从式(9-11)得到一个结论: 全屏蔽互感器的次级负载耗能电阻与电流比 $\frac{I_1}{I_2}$ 和 $R_{\text{反射}}$ 有关。

若能测出 $\frac{I_1}{I_2}$ 的比值, 并计算出 $R_{\text{反射}}$ 的数值, 则全屏蔽互感器次级的功耗可以得出。从这里又导出一个概念: 通过全屏蔽互感器的初、次级电流比可以求出负载的功率。这就是比率网络式测功传感器的依据。

实际上, 可以利用两个全屏蔽互感器构成一个串联的全屏蔽互感比率器。用比率电桥的结构, 去提供一个新的测量功率的方法, 避免了测量 I_1/I_2 和计算 $R_{\text{反射}}$ 的麻烦。

具体做法是这样的: 用双股同轴电缆绞合后绕在同一个铁芯上, 在公共铁芯上就有了两个等同的全屏蔽互感器; 将这两个全屏蔽互感器串联作为 1:1 的比率臂, 与一个参考比率臂一起组成互感比率臂测量电桥, 如图 9-16 所示。

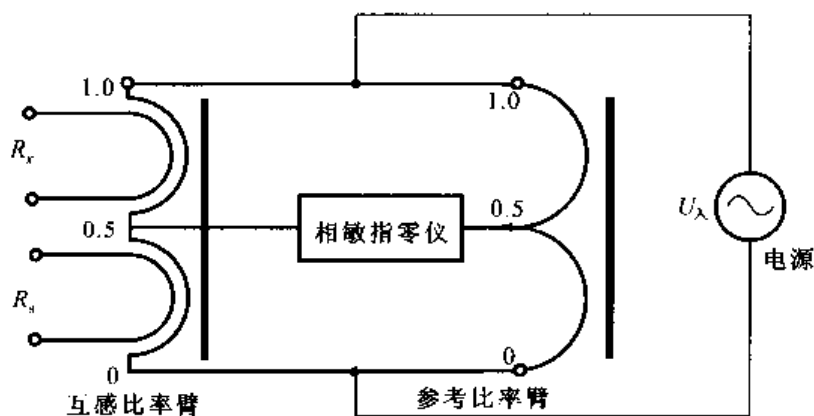


图 9-16 互感比率臂测量电桥

两个互感比率臂的比率为 1:1, 每个臂都有皮线绕组和芯线绕组, 而且两个绕组的互感 M 也近似相等。皮线为供电绕组, 芯线为测量绕组。把待测功率的器件接到 R_x 端, 在 R_s 端接入标准电阻箱。当耗能器件对初级产生反射电阻时, 初级电压发生变化。此时电桥不平衡, 用数字电压表测量 U_s 及 U_x 电压, 将 R_s 调节到 $U_s = U_x$ 时, 电桥重新平衡, 即表明 $\frac{U_s^2}{R_s}$ 的数值与 $\frac{U_x^2}{R_x}$ 的数值相等, 有相同的功耗, 于是得

$$P_x = P_s$$

例如测量一个半导体指示管的功耗。用参数比率臂调节零位,然后用数字电压表分别测出 U_i 及 U_s ,并调节 R_s 使达到 $U_i = U_s$ 的瞬间。记下 U_s 值并计算 P_s 值。因为 $P_x = P_s$,所以耗能器件的功耗被测出来。

图9-16所示的测功电桥还可以用来比较 R 、 L 、 C 的数值。测功电桥在高频下工作性能良好,具有等功率测量的能力。

作者把同轴导线的互感器称为比率网络式传感器。

9.7 比率网络式磁性材料的识别传感器

把电感式传感器改进为图9-17所示半桥结构的电感式传感器。在一个E形铁芯上,用匝比比率工艺绕制两个等值的绕组,每个绕组都可以作为一个电感式传感器。现在将两个电感式传感器串联起来成为1:1的匝比比率器,这样一来就成为半桥的匝比比率臂。让它与一个多盘感应分压器组成一个匝比比率电桥,把这两个比率臂的输出端接入一个相敏指零仪。电源供给电压 U_A 。当试样1和试样2被拿走时,这个电桥有一个零位 D_0 。将样品做成几何尺寸相同的矩形片。不同的磁性材料自然有不同磁导率,因而把试样放到要求的位置时电桥会不平衡,调节多盘感应分压器的比率 D ,可以使电桥重新平衡。记下 D 的数值,便可识别各种牌号的磁性材料。

下面是一个实验记录:

$D_0 \approx 0.4264$	
$D = 0.5278$	铁氧体
$D = 0.4759$	硅钢片
$D = 0.4520$	坡莫合金
$D = 0.4380$	铁片

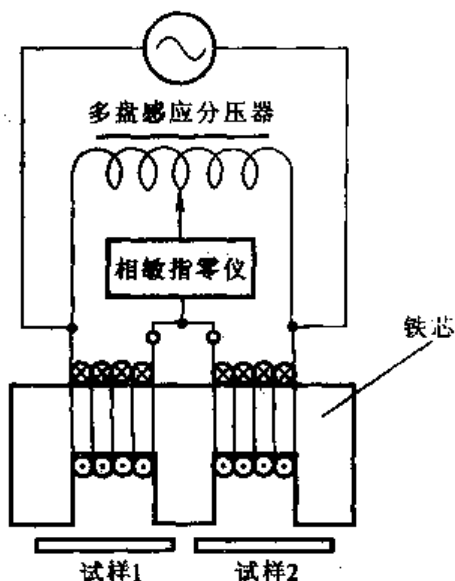


图9-17 比率网络型磁材识别器

看来,这个磁性材料的识别方法和电桥很实用,与上述双互感型传感器同属于比率网络式传感器。

9.8 小 结

以上许多例子都说明比率网络式传感器是存在的。第3和第4章中提到的经过用“匝比比率工艺”改造后的位移传感器的线圈绕组也正是比率网络式传感器。这是比率计量技术和比率工艺与传感器技术相结合的产物。回顾一下电位器式位移传感器的结构原理:它是利用 DR 和 $(1-D)R$ 的比率关系测量位移的传感器,它早已是一个比率网络式传感器了。但其准确度及稳定度都不高。

在传感器领域中,比率网络式传感器的发现,是作者在比率计量领域中的研究成果。比率网络式传感器具有先进性和可开发性,希望加以重视和推广。

参考文献

1. 张功铭,赵复真. 电阻应变仪检定技术. 北京:中国计量出版社,1991
2. 张功铭,赵复真. 新型组抗比率测量电路. 北京:中国计量出版社,2005
3. National Institute of Metrology of China; "Inductive Voltage Divider Precision Measurement by means of Reference Potential Method" (CH-235) IMEKO-IV Warsaw, Poland, 1967
中国计量科学研究院. 用参考电势法对感应分压器的绝对检定. 第四届国际计量学会议论文, 华沙:1967
4. 张功铭,赵复真. 对NPL感应分压器检定水平的考查. 中国仪器仪表学会电磁测量信息处理仪器学会交流测试专业学术交流会会议论文, 哈尔滨:1983
5. 张功铭,赵复真. 应变计灵敏系数 K 检定标准. 全国传感器及其应用学术会议论文, 汉口:1984
6. 张功铭,赵复真. 感应分压点绕组结构新方案. 中国仪器仪表学报, 1985(1)
7. 赵复真. 弱电开关接触电阻及其频率特性的精密测定. 中国电工技术学报, 1985(3)
8. 张功铭,赵复真. 检定传感器用的标准匝比线性器及装置的研制. 中国电子学会电子元件学会 1985 年年会论文, 南宁:1985
9. Zhang Gong-ming; "The Study of Calibration System for Resistance of Strain Gage". 1986, Harbin China - Japan International Scientific Symposium on Sensor.
张功铭, 电阻应变计检定系统的研究. 中日电子敏感技术科学国际会议论文, 哈尔滨:1986
10. 张功铭,赵复真. 微位移测量技术的探讨. 中国地震学会形变和地应变测量学术会议论文, 九江:1986
11. 张功铭,赵复真. 电阻增量比率网络链原理及电阻增量比率臂差动电桥. 第三次全国电磁计量测试技术学术交流会论文, 天津:1986
12. 赵复真,张功铭. 直流应变模拟仪标准的建立. 中国仪器仪表学会实验室仪器学会学术年会论文, 长沙:1986
13. 赵复真. 电阻应变仪校准器的设计方法及最佳方案. 中国仪器仪表学报, 1987(1)
14. Zhang Gong-ming & Zhao Fu-zhen; "Generalized Injected Voltage Method for the Establishment of multidecade Inductive Voltage Divider Standard" IEEE Transaction on Instrument and Measurement, Vol. IM-36, No. 1 March 1987, U. S. A.
张功铭,赵复真. 建立标准多盘感应分压器的广义注入法. 美国电子电工工程师学会, 仪器和测量论文汇编. 美国:1987
15. Zhang Gong-ming & Zhao Fu-zhen; "The study of Resistive Incrementary Ratio Network and Establishment of DC Resistance Strain Indicator Calibrating Set", Proceedings of the 11th triennial world Congress of the International Measurement confederation. IMEKO, Houston, Texas, USA 16-21 October 1988
张功铭,赵复真. 电阻增量比率网络的研究和直流电阻应变量校准仪检定装置的建立. 第11届国际计量学会论文, 休斯顿城美国:1988
16. 赵复真,张功铭. 电容增量比率网络理论及其在传感器检定技术中的应用. 第二届传感器学术讨论会论文, 汉口:1988
17. Zhang Gong-ming & Zhao Fu-zhen. "The Progression of Ratio measurement and Technique", Conference on Precision Electromagnetic measurement. CPEM'90 Digest, June 11-14, 1990, Ottawa, Canada.
张功铭,赵复真. 比率测量和技术的进展. 国际精密电磁会议论文, 渥太华城, 加拿大:1990
18. 张功铭,赵复真. 电阻应变计检定电桥. 中国仪器仪表学会, 实验室仪器. 1991(3)
19. 张功铭,赵复真. 新的电桥原理. 中国仪器仪表学会应变测试仪器及应用学术交流会论文, 北戴河:1991
20. Zhang Gong-ming and Zhao Fu-zhen; "The study of Compound Ratio Network Bridge for Sensor measurement"

- Proceedings of the 12 Triennial world congress of the International measurement Confederation, IMEko Beijing, China 5 - 10 September, 1991
- 张功铭, 赵复真. 传感器测量的复合比率网络电桥的研究. 第十二届国际计量学会议论文, 中国北京: 1991
21. Zhang Gong - ming and Zhao Fu - zhen; "The advanced Research of compound Ratio Network in Bridge" Conference on Precision Electromagnetic measurements, CPEM 92 Digest, 9 - 12 Juin 1992. Paris - France
张功铭, 赵复真. 在电桥中复合比率网络的进一步研究. 国际精密电磁会议论文, 法国巴黎: 1992
 22. 张功铭, 赵复真. 双曲线电桥原理及其在电力测试领域的应用. 中国电机工程学会电力系统与电网技术综合学术年会论文, 宜昌: 1993
 23. 张功铭, 赵复真. 复合比率网络理论. 中国仪器仪表学报, 1995: 16(3)
 24. 张功铭, 赵复真. 电桥定义的探讨. 中国仪器仪表学会非电量电测技术与传感器技术学术研讨会论文集, 北京: 1996
 25. 张功铭, 赵复真. 电阻中和测量原理. 中国仪器仪表学报, 1998(2)
 26. Zhang Gong - ming and Zhao Fu - zhen; "A Treatise on Equilateral Hyperbolic Function Bridge" Conference on precision Electromagnetic measurements, CPEM 96 Digest. 17 - 20. June 1996, Braunschweig, germany.
张功铭, 赵复真. 等轴双曲线函数电桥的研究. 国际精密电磁会议论文, 德国, 布劳斯威城: 1996
 27. 张功铭, 赵复真. 桥式复合比率网络的研究. 中国仪器仪表学报, 2000, 21(3)
 28. 张功铭等. 音频电压比率标准. 课题鉴定报告, 中国计量科学研究院: 1974
 29. 张功铭, 赵复真. 模拟应变量基准检定装置及其量值传递系统. 课题鉴定报告, 中国计量科学研究院. 1985
 30. 张功铭, 赵复真. 交流标准电阻器研制报告, 电阻、电容、电感绝对测量课题研究报告之十五, 1977
 31. К. Б. Карндеев. Мостовые методы измерений, Гостехиздат усср, 1953
 32. 唐统一等. 感应分压器误差分析. 清华大学电机系基本电工教研室与中国计量科学研究院电磁处学术交流会议资料, 1965
 33. W, c Sze & T. L. Zapf; "An International Comparison of Inductive Voltage Dividers Calibrations at 400 and 1000 Hz". IEEE Trans. on IM. Vol. IM - 14, No. 3, 1965
 34. K. Grohmann and T. L. Zapf. "An International Comparison of Inductive Voltage Divider Calibration Methods Between 10 kHz and 100 kHz". Metrologia 15, 69 - 75 (1979)
 35. Takahiro Nakase; "Isolated Section Inductive Divider and Its self Calibration" IEEE Trans on IM Vol. IM - 19 No. 4 - 1970.
 36. D. G. Lampard; PIEE, Monograph No. 216M100C, 1957
 37. A, M. Thompson; PIEE. 106B, 1959 and IRE Trans Instr, 1 - 7 1958
 38. H. Preston - Thomas; The International Temperature Scale of 1990 (ITS - 90) Metrologia 27, 3 - 10
 39. 赵复真, 张功铭等. 感应分压器检定方法和检定装置的国内比对. 电测与仪表, 1981(11)
 40. 袁光希. 传感器技术手册. 北京: 国防出版社, 1986
 41. 孙传友, 孙晓斌, 张一. 感测技术与系统设计. 北京: 科学出版社, 2004
 42. 李德葆, 沈观林, 冯仁贤. 振动测试与应变电测基础. 北京: 清华大学出版社, 1987
 43. 秦树人. 虚拟仪器. 北京: 中国计量出版社, 2004
 44. П. Л. Калантаров и. Л. Р. Нейман: Теоретическче основы зектротехниикч. ГосуАарственное энергетическое издательство, 1954.
 45. 吴忠岱, 陶宝祺. 应变电测原理及技术. 北京: 国防工业出版社, 1959

