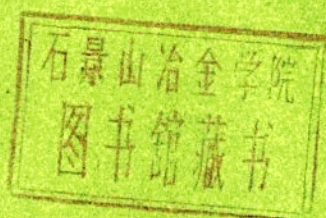


电子学译丛

上海市电子学会編譯委员会編



4

上海市科学技术編譯館

电 子 学 译 丛

第 四 輯

上海市电子学会編譯委员会編

*

上海市科学技术編譯館出版

(上海南昌路59号)

新华书店上海发行所发行 各地新华书店經售

商务印书館上海厂印刷

*

开本 787×1092 1/16 印張 7 1/4 字數 220,000

1963年6月第1版 1963年6月第1次印刷

印數 4,000

編 号 : 5004·106

定 价 : 1.20 元

目 录

1. 晶体控制一級頻率标准	1
2. 高频电压的校准技术和誤差	6
3. 精密射頻衰减校准系統	12
4. 千兆赫示波器的評价	18
5. 統計脉冲取样示波器	23
6. 4000 兆赫精密同軸綫測量仪	29
7. 紧凑多孔波导定向耦合器	35
8. 小型 玉电源的設計	39
9. 磁旋管 卡开关管	47
10. 静电計放大器	57
11. 低頻及甚低頻振蕩器概述	68
12. 間歇振蕩器的图解分析	90
13. 硅日光电池在强日光輻照下的性能	109

电子学譯丛 五、六两輯目录預告

第五輯要目

1. 鋸齿波調頻調制器的若干問題
2. 电视显象管的发展趋势
3. 电视摄象管和摄象机
4. 延迟均衡技术
5. 超正摄象管研究
6. 磁性录音的近代理論
7. 二十年来工业电子学的发展及展望
8. 标准电阻噪声測試系統
9. 天綫的未来
10. 低噪声行波管的最新发展
11. 哈佛大学 21 厘米脉澤装置
12. 非线性导納的参变能量变换
13. 用鉄氧体作超高频功率絕對測量的可能性
14. 电视教育用装在飞机上的超高频电视发射机
15. 彩色工业电视的最新发展
16. 人造卫星通訊

第六輯要目

1. 双頻存貯的研究
2. 大容量存貯器
3. 几种新的高速隧道二极管邏輯綫路
4. 計算系統設計的新概念
5. 快速磁膜棒存貯器
6. 高速开关元件的发展
7. 数字计算机邏輯部件的典型单元
8. 瞬态儲存示波器
9. 用改进式反射計測量电压駐波比
10. 測量微微秒脉冲特性的自取样系統
11. 固体物理中一些新現象在計算技术中的应用
12. 呈負阻特性的場效应晶体管
13. 硅二极管穩压器的計算
14. $p-n-p-n$ 硅开关二极管

1. 晶体控制一級頻率标准

长期稳定性方面的最新成就

T. C. Anderson F. G. Merrill

IRE Transactions on Instrumentation 1960, 9, pp. 136~140 (英文)

引言

十年前,那些經過選擇和嚴格加工的振蕩器,在進行長時間的老化處理以後,它們的老化率也只不過達到每月 1×10^{-9} 或 2×10^{-9} 。可是,目前那些按照規定工藝生產的振蕩器,在經過一段短時間的起始穩定期以後,就具有每月 0.1×10^{-9} 左右的老化率。貝爾實驗室設計的一種振蕩器,使用最新改進的、工作在2.5兆周和 50°C 的4T截割的五次諧波晶体單元^[1]。圖1和圖2分別示出兩只振蕩器的老化數據,其中一只在美國國家標準局WWV無線電電台使用,另一只在紐約州回巴尼(Whippany)貝爾實驗室。其它使用這種晶体單元的振蕩器,在使用的頭幾個月內,也都具有和上述兩只振蕩器一致的老化率。

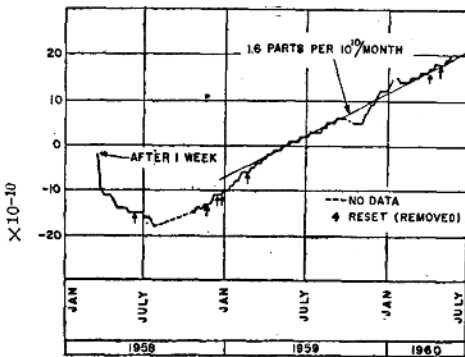


圖1 2.5兆周振蕩器對鉅頻率标准比較的結果

Jan.: 一月份

July: 七月份

1.6 parts per 10^{10} /month: 每月為 1.6×10^{-10}

After 1 week: 一星期后

--- 无数据

↑ 重行調节(移动)

我們早期用5兆周 75°C 4T截割晶体設計的

振蕩器^[2,3],具有每月 2×10^{-9} 的典型老化率。這種振蕩器雖然沒有2.5兆周振蕩器的低老化率,但它是很牢固的,環境溫度對它的影響較少,而且也是為大量生產而設計的。由於這些晶体單元Q值高和老化率低常為平衡晶体振蕩器所採用。

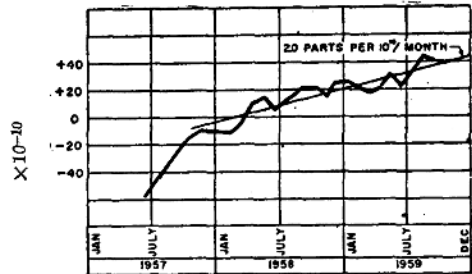


圖2 Whippany 頻率标准對KK2XEI

接收訊号比較的結果

Jan.: 一月份

July: 七月份

Dec.: 十二月份

20 parts per 10^{10} /month: 每月為 20×10^{-10}

在平衡設計中,對影響頻率的每一個因素都必須和所有其他因素一樣進行測量和分析,任何一種效應估計不足,都會影響振蕩器的性能。這些因素分為三類:

- (1) 振蕩器電路元件所必需的穩定性;
- (2) 控制晶体電流;
- (3) 保持晶体溫度。

在這裡,我們將要討論一些必須考慮的重要因素。

電路說明

在皮爾斯式(Pierce type)晶体振蕩器電路中,振蕩器用一只低壓五極管作為增益元件^[4]。圖3就是這種比較簡單的電路,它只有幾個元件,可以通過

彻底和完全的分析来确定最佳的数值和元件所需的稳定度。该电路与皮尔斯原来的电路不同之处是增加了自动增益控制和电感器 L_1 以控制振荡振幅在甚低值及抑制不需要的谐波。

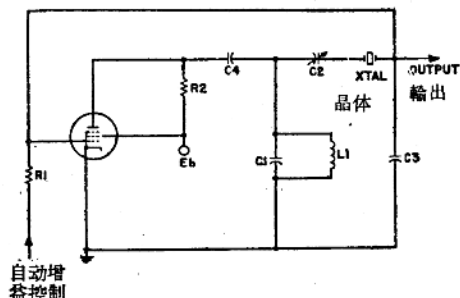


图3 单管振荡器电路

振荡器频率近似地决定于由晶体和元件 C_1 、 C_2 、 C_3 、 L_1 组成的网络或回路的谐振频率。这些元件都放在晶体恒温箱里面。可调电容器 C_2 是用来补偿晶体谐振频率的制造容差以及偶然发生的老化。其他元件，包括电子管在内，都集中装置在晶体恒温箱上，但在温度控制的内外。

板极和栅极分路电容器 C_1 和 C_3 实际上还包括一些不在恒温箱里面的元件。连接电子管和晶体恒温箱内元件的同轴电缆的电容作为电子管的栅极和板极电容以及其它元件的寄生电容。负载或输出电路的电容合并到电容器 C_3 。电容 C_1 的一部分可以用作校准频率的手动控制器，它的整个控制范围为 500×10^{-10} 。

振荡器电路元件的稳定度要求

元件最大的不稳定性是栅极和板极分路电容 C_1 和 C_3 的变动。除了电子管电容以外，变动主要是由温度引起的。板极分路电容的变化，一般和栅-地电容差不多。因此最佳的设计使栅极和板极的阻抗相等，即电容器 C_3 的电抗应该等于在工作频率下的 L_1 、 C_1 并联回路的电抗。

在这种情况下，可以证明栅极分路电容应该具有由下式给出的数值：

$$C_3 = \frac{g_m}{\omega_0^2 R_0},$$

式中 R_0 为在工作频率 ω_0 时晶体的有效串联电阻； g_m 为电子管所选择的工作跨导（见附录 I）。

进一步的分析证明，频率的灵敏度对来自电子

管板-地或栅-地电容变化对频率灵敏度的影响为：

$$\frac{df/f_0}{dC} = -\frac{\alpha f_0}{Q g_m}$$

式中 df/f_0 为频率变化的百分数；

f_0 为振荡频率；

Q 为晶体的 Q 值（见附录 II）。

这个意外简单的公式说明了可以采取一些措施来减轻电路元件对频率稳定度的影响。

贝尔实验室设计的晶体振荡器，在电子管工作跨导为 1,800 微姆欧左右时，具有每微微法 1×10^{-9} (2.5 兆周) 和每微微法 4×10^{-9} (5 兆周) 的电容灵敏度。使用这些低数值的灵敏度，就有可能将电路元件不稳定度的影响减小到小于 10^{10} 分之 1（在正常工作条件下）和 10^{10} 分之几（从 0~50°C 的温度范围）。这种低灵敏度是能够获得的，因为新的 AT 切割晶体的 Q 值高达 500 万。

线圈 L_1 并联在板极电容 C_1 两端是为了抑制晶体的不属于五次谐波的其他模式的振荡（如图 3 所示）。选择适当数值的线圈和电容，可以使板-地电抗对三次谐波和基频呈电感性，对五次和更高次频率呈电容性。为了起振，包括电容 C_1 、 C_2 、 C_3 和线圈 L_1 在内的晶体网络必须有 180° 的相位移。这种情况只有在板-地电抗为容性时才出现。这样，低于五次谐波的波就被抑制。要抑制较高的谐波（7、9 等）可以用下面两种方法来进行：（1）降低栅-地电抗和板-地电抗；（2）增加有效晶体电阻。这两种方法都大大地增加振荡所需的互导。

这种抑制方法是很简单的，因为它只需要一个电感。此电感对振荡频率没有影响，所以，对电感稳定度的要求不大。

振荡器电子管老化

在振荡器电子管老化方面，有两种效应是重要的：（1）阴极发射力衰退；（2）阴极层间阻抗的增加。阴极发射力衰退将减少激励振荡所需的偏压，从而降低晶体电流。这种情况对频率稳定度影响的程度与自动增益控制系统有关。层间阻抗增大也影响频率稳定度，因为它减少所需要的偏压并在有效跨导中产生相位角。

有效跨导中相位角所引起的频移由下式表示：

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\theta}{2Q}$$

式中 θ 为相移，以弧度计算；

Q 为晶体的 Q 值（见附录 III）。

晶体 Q 值在 2.5 兆周时约等于 5×10^8 , 所以 0.01 弧度或 0.57 度的相移角将引起 10^{-9} 的频率变化。

阴极层間电阻增大是与在阴极串接并联电阻电容的电路等效的。层間电阻增加不大时, 跨导相角近似地由下式表示:

$$\theta = \frac{g_m R_k}{\frac{\omega}{\omega_k} + \frac{\omega_k}{\omega}}$$

式中 R_k 为层間电阻;

ω_k 为分路电容等于层間电阻时的频率 (见附录 III)。

在频率 ω_k 时这个公式的分母的最小值为 2。所以, 由层間电阻 R_k 引起的最大相角为:

$$\theta_{Rk} = \frac{g_m R_k}{2}$$

因而, 频率漂移的范围是:

$$\frac{\Delta f}{f} \leq \frac{g_m R_k}{4Q}$$

注意这种效应与电路元件不稳定性效应不同, 电路元件效应在高跨导时减少, 而这种效应在高跨导时是增加的。跨导为 1,800 微姆欧时, 在 2.5 兆周振荡器中产生 10^{-9} 的频率漂移, 层間电阻至少必需增加 10 欧姆; 在 5 兆周振荡器中, 则至少必需增加 5 欧姆。

1959 年以前, 振荡电路中使用的电子管, 是用三层碳酸盐阴极制造的。这些电子管的电阻增大率为每年 50 欧姆。目前使用的电子管, 涂两层碳酸盐, 电阻增大率可望每年小于 10 欧姆 (根据早期的试验)。在不久的将来, 阴极将改用高纯度的铯, 它将更进一步减少一个数量级的增大率。

层間电阻增大和阴极发射力衰减都间接地引起晶体电流的变化, 它们对频率稳定度的影响将在下面讨论。

晶体电流控制

晶体单元的谐振频率与晶体电流有关, 它们之间的近似关系如下式:

$$\frac{\Delta f}{f} = D i^2$$

式中 D 的典型数值是: $0.2/\text{安}^2$ 2.5 兆周 AT 切割晶体,

$0.5/\text{安}^2$ 5 兆周 AT 切割晶体。

对上式微分, 可以算出, 在 70 微安晶体电流时, 这些晶体由于电流变化而引起的频率变化分别是 $2 \times 10^{-10}/\text{分}$ (2.5 兆周) 或 $5 \times 10^{-10}/\text{分}$ (5 兆周)。

进一步使电流减小, 还可以降低这个系数, 但是, 同时也将降低振荡器输出信号的信号噪声比。所以, 为了要获得 10^{-10} 的频率稳定度, 就需要使晶体电流长期恒定于几分之一分贝。这就是图 4 所示的自动增益控制系统的作用, 它是用下面两种方法来稳定的:

(甲) 在自动增益控制放大器中使用反馈;

(乙) 在整流器网络中使用正偏压。

自动增益控制放大器必须能把低电平振荡信号放大至合适的电平, 其输出经整流后, 作为振荡器的负偏压。放大器增益如果有某一变化百分率, 在振荡信号和晶体电流中就要引起相等的变化百分率。在我们的振荡器中, 使用三个新电子管的自动增益控制放大器大约具有 60 分贝增益和 34 分贝反馈。全部电子管的跨导降低 25%, 对全部增益的影响小于 0.5 分贝, 这只会引起 1×10^{-10} 或 2×10^{-10} 的频率变化。

针对着振荡管偏压不可避免的变化, 为了使晶体电流保持稳定, 自动增益控制放大器的整流输出必须远较振荡所需要的偏压为大。此输出电压中的大部分为一正的直流参考电压所抵销, 余下的即为偏压。这样安排以后, 激励振荡所需偏压的大的变化百分数, 在整流后的自动增益控制信号之中只引起很小的变化百分数, 因而晶体电流变化的百分数也就小了。例如, 在振荡管有效使用期间, 它的偏压可以从 3 伏下降到 1 伏, 降低 67%。然而, 如果使用一个 16 伏的正参考电压, 整流后的自动增益控制信号就从 19 伏变化到 17 伏, 即下降 11%。这个数值等于 1 分贝, 对振荡频率的影响将为 2×10^{-10} (2.5 兆周) 和 5×10^{-10} (5 兆周)。

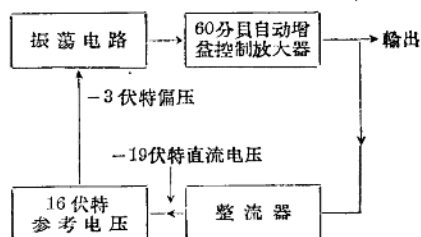


图4 自动增益控制系统

温度控制要求

平衡振荡器设计中一个具有同等重要的要求是要适当控制晶体单元的环境温度。AT 切割谐波晶体振荡器的频率与温度有关, 它们的关系可用下面

的经验公式表示：

$$\frac{f}{f_i} = 1 - 24 \times 10^{-11} (T_0 - T_i)^2 (T - T_i) + 8 \times 10^{-11} (T - T_i)^3$$

式中 f_i 为在拐点温度 (inflection temperature) T_i (27°C) 时的频率；

T_0 为温度系数等于零时的温度 (反轉点)。温度 T_0 与石英片的截割角有关。

我們的 2.5 兆周晶体的 T_0 限制为 43°C 至 57°C。假如将晶体恒温箱调节到晶体 T_0 在 $\pm 1.0^\circ\text{C}$ 以内，我們就可以用上述公式计算出晶体的温度系数永不会大于 $15 \times 10^{-9}/^\circ\text{C}$ 。因此 0.01°C 以下的温度波动所引起的频率变化小于 2×10^{-10} 。在較长的时间内，工作温度的漂移每月不应大于 0.01°C ，以使晶体恒温箱温度“老化”不会过多地影响标准的频率老化。

由于晶体单元的“热震”效应，对温度控制系统就有了更严格的要求。諧振频率不仅与温度有关，而且也与温度的变化速度有关：

$$\frac{\Delta f}{f_i} = A \frac{dT}{dt}$$

式中 A 是一个常数，其值为 30×10^{-9} 小时/ $^\circ\text{C}$ (2.5 兆周) 和 4×10^{-9} 小时/ $^\circ\text{C}$ (5 兆周)。

假如晶体温度以 $0.033^\circ\text{C}/\text{小时}$ (2.5 兆周) 或 $0.25^\circ\text{C}/\text{小时}$ (5 兆周) 的速度变化，将产生 1×10^{-9} 的频率误差。这一点说明了需要一个非常稳定的晶体恒温箱温度，即使和 T_0 匹配时也是这样。

这些要求可用下列方法来满足：

(1) 晶体恒温箱的设计須使晶体外壳内不存在温度梯度；

(2) 用一个业已証明老化极低的热敏电阻器作为热敏元件；

(3) 在温度控制系统中，使用对温度稳定的高增益晶体管放大器。

关于晶体恒温箱和温度控制的设计，这里就不詳細討論了。

总 述

我們最新设计的精密频率标准，在經几个月工作之后，估計的老化率为每月 0.2×10^{-9} 。这种程度的稳定度是用平衡晶体振荡器设计来获得的。本文着重討論的为下列四点：

(1) 振荡器栅极电路和板极电路电容稳定度要求；

(2) 振荡管的影响；

(3) 控制晶体电流的要求和方法；

(4) 晶体温度控制稳定度和老化要求。

在标准的设计中，已經将这些因素分析和計算到与晶体质量相适应的程度。

附录 I 振荡器所需的跨导

假设栅极和板极电容包含在网络里面，图 3 的振荡器电路可用图 5 的等效电路来代表。当 $-g_m Z_T = 1$ 时产生振荡。式中 Z_T 为网络的轉換阻抗，可用下式算出：

$$Z_T = \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

所以，振荡方程变为：

$$g_m Z_1 Z_3 + Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (1)$$

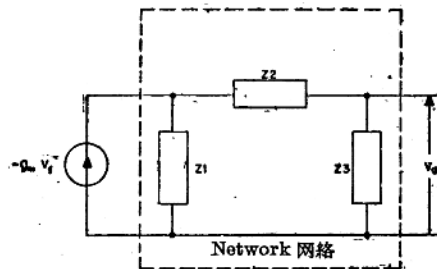


图 5 振荡器的等效电路

阻抗 Z_2 是晶体与电容 C_2 的串联阻抗。图 6 是晶体单元的标准等效电路，它包括一个用固定电容分路的串联諧振电路。串联諧振支路的阻抗近似地等于：

$$Z = R + j2\omega L \frac{\Delta f}{f_r}$$

式中 Δf 为工作频率与串联諧振频率 f_r 之间的差，晶体的总阻抗也可以写成：

$$Z_c = R_0 + j\omega L_0 \frac{\Delta f}{f_r}$$

$$\text{式中 } R_0 = \frac{R}{1 - 2 \frac{C_0}{C} \frac{\Delta f}{f_r}}, \quad L_0 = \frac{L}{1 - 2 \frac{C_0}{C} \frac{\Delta f}{f_r}}$$

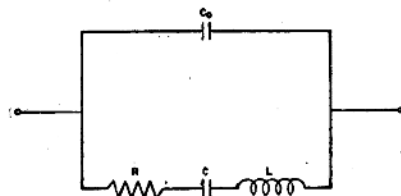


图 6 晶体的等效电路

假设在工作频率时谐振支路的阻抗值低于固定电容的阻抗。

阻抗 Z_2 变成:

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} + R_e + j2\omega L_e \frac{df}{f_r}$$

忽略分路阻抗 Z_1 和 Z_3 的电阻分量, 它们分别为:

$$Z_3 = \frac{1}{j\omega C_3}$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_{1eq}}$$

式中 $C_{1eq} = C_1 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}\right)$

选择适当的 L_1 和 C_1 , 就可以在工作频率时使阻抗 Z_1 等于 Z_3 。

将这些数值代入公式(1), 得:

$$\begin{aligned} \frac{-g_m}{\omega^2 C_3 C_{1eq}} + \frac{1}{j\omega C_{1eq}} + \frac{1}{j\omega C_3} + \frac{1}{j\omega C_2} \\ + R_e + j2\omega L_e \frac{df}{f_r} = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

利用 $C_{1eq} = C_3$ 的事实, 就可将这个公式的实部写成:

$$g_m = \omega^2 C_3^2 R_e \quad (3)$$

它就表示振荡器所需的跨导。

附录 II 频率对电容变化的灵敏度

公式(2)的虚部为:

$$2\omega L_e \frac{df}{f_r} = \frac{1}{\omega C_{1eq}} + \frac{1}{\omega C_2} + \frac{1}{\omega C_3} \quad (4)$$

对上式进行微分可以求出电容器 C_3 变化的影响:

$$2\omega L_e \frac{df/f_r}{dC_3} = -\frac{1}{\omega C_3^2}$$

应用公式(3), 这个公式就变成:

$$\frac{df/f_r}{dC_3} = -\frac{R_e}{2L_e g_m} = -\frac{\pi f_0}{Q g_m} \quad (5)$$

式中

$$Q = \frac{2\pi f_0 L_e}{R_e}$$

附录 III 频率对阴极层间电阻增大的灵敏度

如果有效跨导中有一个小的相角移, 则可以用 $g_m(1+j\theta)$ 代替公式(2)的 g_m 来加以分析, 式中的 θ 以弧度计。

这就使公式(2)的虚数部分增加了一项:

$$\begin{aligned} 2\omega L_e \frac{df}{f_r} = \frac{1}{\omega C_{1eq}} + \frac{1}{\omega C_2} \\ + \frac{1}{\omega C_3} + \frac{g_m \theta}{\omega^2 C_{3eq} C_3} \end{aligned} \quad (6)$$

减去公式(4), 找出上述的 θ 效应, 并且以公式(3)的 g_m 值代入, 这样就得到:

$$\frac{df}{f_r} = \frac{\theta}{2Q} \quad (7)$$

在这个式子里, df 是跨导中的相角移所引起的频率变化。

有效跨导与层间阻抗的关系如下:

$$g_m(1+j\theta) = \frac{g_0}{1+g_0 Z_k} \quad (8)$$

式中 g_0 为有效跨导;

Z_k 为层间阻抗。

式中的 Z_k 等于:

$$Z_k = \frac{R_k}{1+j\omega C_k R_k} = \frac{R_k}{1+j\frac{\omega}{\omega_k}}$$

式中:

$$\omega_k = \frac{1}{C_k R_k}$$

以之代入公式(8), 整理后得:

$$g_m(1+j\theta) = g_0 \frac{1+g_0 R_k + \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2 + jg_0 R_k \frac{\omega}{\omega_k}}{(1+g_0 R_k)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2}$$

和

$$\theta = \tan \theta = \frac{g_0 R_k \frac{\omega}{\omega_k}}{1+g_0 R_k + \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} = \frac{g_0 R_k}{\frac{\omega}{\omega_k} + \frac{\omega_k}{\omega}}$$

最后的近似假定 $g_0 R_k$ 远小于分母的其他各项。

参考文献

- [1] A. W. Warner, "Design and performance of an ultra precise 2.5 megacycle quartz crystal unit," Bell Sys. Tech. J., Vol. 39, pp. 1193~1217, September, 1960.
- [2] E. P. Felch and J. O. Israel, "A simple circuit for frequency standards employing overtone crystals," Proc. IRE, Vol. 43, pp. 596~603, May, 1955.
- [3] P. Antonucci, J. O. Israel, E. B. Mechling, and F. G. Merrill, "A portable frequency standard for navigation," IRE Trans. on Instrumentation, PGI-4, pp. 116~127, October, 1955.
- [4] W. A. Edson, "Vacuum Tube Oscillators," John Wiley and Sons, Inc., New York, N. Y., 1953.

(曾稳成译 戈锦初校)

2. 高频电压的校准技术和误差

E. Uiga W. F. White

IRE Transactions on Instrumentation 1960, 9, pp. 274~279 (英文)

一个正确的“伏”单位可以根据电磁或静电的定义推导出来。但是，在实用和法律方面(在美国——译者注)，一伏的值是由美国国家标准局规定和认可的数值。然后将它转换成工作标准并应用到计量仪器中去。可惜，在这个转换过程中，伏单位多少已经带来了一些误差。其原因如下：

- (1) 工作标准精密度的限制；
- (2) 工作标准稳定度的限制；
- (3) 校准误差。

本文主要谈校准误差。这些误差可能在人们使用微伏电位差计、高频转换标准、A-T 伏特计作为工作标准校准高频电压时出现。

上述三种电压标准，有很多共同之处，同时也都容易发生相同的校准误差。一，它们都使用绝缘式真空热电偶作为稳定的高频装置，这些高频装置的直流输出是不受交流灯丝加热电流的频率影响的。其次，它们都与电容式衰减器或稳定电阻的高频性能有关。再次，它们都是通过热电偶，把高频测量问题转化为一个更简便的直流测量问题。

微伏电位差计是稳定的低电平源。高频电压是由一已知的热电偶电流流经一个小的已知电阻而产生的。电流是由一实验室用的发生器所输出，并使其值对所有的频率都保持恒定，方法是使用一个外接毫伏计来监视热电偶的直流输出。电阻有特殊的圆盘形结构，因而与频率无关。市上出售的成品，有50毫伏至0.5伏的输出电压，而且从直流至500兆周或更高频率，将保持它们的电压恒定在 $\pm 5\%$ 。

高频转换标准也含有一个热电偶电阻的组合。这是以一种特殊装置的棒形电阻作为输入装置以产生与一未知交流电压成比例的、对频率无关的电流。此电流流经热电偶并且产生一定的直流输出。然后将装置转到直流源，调节直流源，直至热电偶的输出指示出流经电阻和热电偶的电流相同为止。用标准方法来测量直流电压，它的数值是未知交流电压的均方根值。这种转换器已被用来测量从低于1伏至200伏的电压，从直流至30兆周，准确度高于 $\pm 0.25\%$ 。

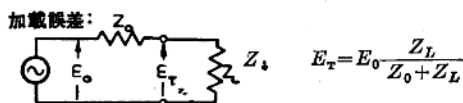
A-T 伏特计的作用大致同热电压转换器一样。这里的输入电阻用一低于截止频率的可调波导衰减器来代替。衰减器通常调整得使一恒定的电流流经热电偶，以固定的热电偶直流输出指示调整的情况。假如事先将衰减特性测定为机械调节位置的函数，那么，就可以通过这个位置和频率而测定未知电压。因为所用的衰减器是一种电容性装置，所以 A-T 伏特计对频率的响应特性是不均匀的。它们的响应基本上是每倍频程6分贝，频率愈高，其灵敏度愈增加。已经制成的 A-T 伏特计，可以用来测量1伏以上的电压（从150~500兆周或更高的频率）以及30伏以上的电压（10兆周以上的频率），校准准确度为 $\pm 1\%$ 。

当检定和应用工作标准时，最常见的校准误差有：

- (1) 人为误差。
- (2) 加载误差。
- (3) 传输误差：
 - (甲) 接线的电压降；
 - (乙) 拾杂散场；
 - (丙) 传输线效应。
- (4) 接地电流误差：
 - (甲) 电源频率的接地电流；
 - (乙) 讯号频率的接地电流。
- (5) 响应与波形误差。

(1) 人为误差：除了可能对校准装置和校准技术认识不足以外，读数标尺的视差关系最大。使用如图1所示的光学读数装置时，可以使读数误差减少到0.1%左右。这种装置可以使放大的标尺图象和指针投影到毛玻璃板上，因而减少读数人员的疲劳并且消除视差。

(2) 加载误差：当使用电动势已知的校准过的电源而不用端电压作为标准时，加载误差是重要的。电源阻抗的电压降使端电压和电动势不等：



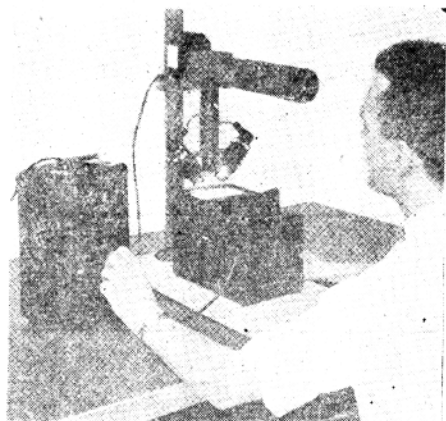
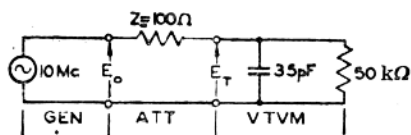


图 1

如果是真空管伏特表,采用这个公式的时候,就應該注意輸入阻抗的实数部分在频率较高时降低很多。

例如:使用一个电源阻抗为 100 欧姆的梯形衰减器校准真空管伏特表,频率为 10 兆周,伏特计的阻抗为 50 千欧和 35 微微法并联。

例:



Gen 发生器

Att: 衰减器

VTVM: 真空管伏特表

$$E_T = E_0 \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} = E_0 \frac{Y_0}{Y_0 + Y_L}$$

$$= E_0 \frac{10^{-2}}{10^{-2} + 2 \times 10^{-5} + j \times 6.28 \times 10 \times 10^6 \times 35 \times 10^{-12}}$$

$$= \frac{E_0}{1.024}$$

端电压降落 2.4%

(3) 傳輸誤差: 傳輸誤差是标准电压和校准仪器輸入端电压之間的差值。誤差是由电源和仪器之間的接線所引起的。現將三種傳輸誤差的来源討論如下:

(甲) 接線的电压降: 当校准高輸入阻抗伏特计时, 接線的电压降是可以忽略的。但是, 在高频时, 接線應該尽可能短。現將接線阻抗的电压降效应推导如下:

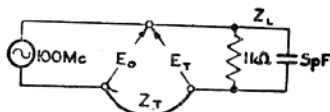
接線的电压降:

$$I_0 = \frac{E_0}{Z_T + Z_L} \approx \frac{E_0}{Z_L}$$

$$E_T = E_0 - I_0 Z_T = E_0 \left(1 - \frac{Z_T}{Z_L} \right)$$

举例: 一个伏特计, 具有 1 千欧姆和 5 微微法并联的阻抗, 联接到 100 兆周的标准源上。使用 4 吋的 18 号綫作为接地綫, 电感为 0.1 微亨。

例:



4 吋 18 号綫

$L = 0.1$ 微亨

$$E_T = E_0 \left(1 - \frac{Z_T}{Z_L} \right) = E_0 (1 - Z_T Y_L)$$

$$= E_0 [1 - j \times 6.28 \times 100 \times 10^6 \times 0.1 \times 10^{-6} (10^{-3} + j \times 6.28 \times 100 \times 10^6 \times 5 \times 10^{-12})]$$

$$= E_0 (1 + 0.197 - j \times 0.062) \approx 1.2 E_0$$

端电压上升 20%。

(2) 檢拾杂散場: 由接線形成的环路将檢拾杂散場。在磁場密度为 B (高斯) 面积为 F (平方吋) 的环路中的感应电压 (E) 为:

$$E = 6.45 \times B \times F \times \omega \times 10^{-8}$$

就 60 周的磁場來說, 环路面积为 100 平方吋的感应电压是 2.4 毫伏/高斯。

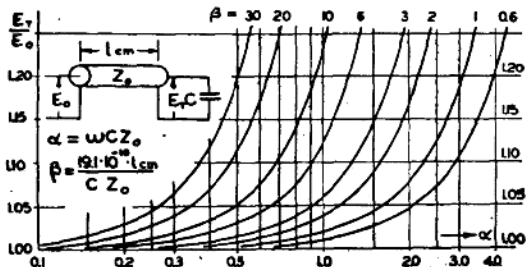
在实验室中, 工作台上的杂散場密度一般是几分之一高斯, 在电源变压器附近一般是几个高斯, 在一个用磁性方法調节的变压器附近一般是几十高斯。对于低电平的校准工作來說, 應該考虑到檢拾这种干扰的可能。

当实验室存在高频时, 情况就更为严重。應該在每一个方面都要小心, 尽量减少环路面积。

(丙) 傳輸綫效应: 频率在几兆周以上时, 电压源和仪器輸入端之間的距离就不能忽略。因此要考慮傳輸綫效应, 特別在电压源相互連接的阻抗和校准裝置的阻抗不匹配的时候。

在較高频率时, 大多数裝置的輸入阻抗为电容性。电容性輸入阻抗可以根据傳輸綫公式推导出下面的公式和曲綫, 以求出綫中的电压降落或电压上升。用史密斯(Smith)圓图也可以获得相同的結果。

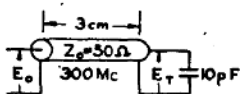
傳輸線效應例:



$$L^0 = 360 \frac{L_{cm}}{\lambda_{cm}} = 12 \times 10^{-8} \times f_{cps} \times L_{cm}$$

$$\frac{E_T}{E_0} = \frac{1}{\cos L^0 - \alpha \sin L^0}$$

例: 輸入阻抗 10pf 的伏特計, 用一個微伏位差計在頻率為 300 兆周的條件下校準, 伏特計輸入和微伏位差計之間用一個 3 厘米長、 $Z_0=50$ 歐姆的同軸連接器。傳輸線的誤差為:



$$\alpha = \omega C Z_0 = 6.28 \times 300 \times 10^8 \times 10 \times 10^{-12} \times 50 = 0.94$$

$$\beta = \frac{19.1 \times 10^{-10} \times 1}{C Z_0} = \frac{19.1 \times 10^{-10} \times 3}{10 \times 10^{-12} \times 50} = 11.4$$

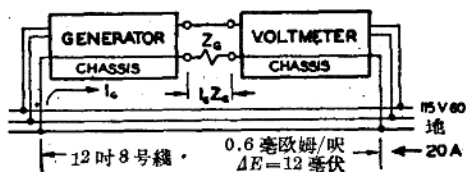
$$\frac{E_T}{E_0} = 1.23$$

電壓上升 23%

(4) 接地電流誤差: 接地電流誤差出現於當訊號電流或電源頻率電流在接地回路流過的時候。由於接地線的電壓降、以及由於伏特計或多或少地對接地電流有所響應, 這些電流將引起誤差。

(甲) 電源頻率的接地電流: 當一個校準裝置中有好幾個接地處的時候, 就會出現電源頻率的接地電流。下圖所示是一個典型的情況:

接地電流誤差:



Generator: 發生器

Voltmeter: 伏特計

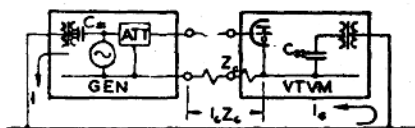
Chassis: 底板

20A: 20 安培

(乙) 訊號頻率的接地電流: 在校準高頻

電壓時, 訊號頻率接地電流的影响通常是最難處理的問題。它們的來源和機構都是難以解釋和找出的。然而, 可以使用灵敏的安培計來測量接地電流, 並把它的數值減到很小。

下面是一個典型的訊號接地電流圖:



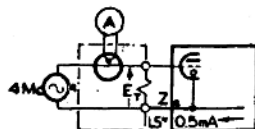
Gen: 發生器

VTMV: 真空管伏特表

Att: 衰減器

雜散電容 C_{d1} 、 C_{d2} 、電源線以及機內的振蕩器 E_0 形成一個接地回路。接地電流 I_g 在伏特計的接地阻抗中引起電壓降 $I_g \cdot Z_g$ 。例如: 用一個微伏位差計來校準 1 毫伏、4 兆周範圍的伏特計; 用常用的接線柱作為輸入端。在接地回路中測量出 0.5 毫安的接地電流。

例:



$$E_T = I_m V \quad I_g = 0.015 \mu H$$

$$\Delta E_g = I_g Z_g$$

$$\approx 0.5 \times 10^{-3} \times 6.28 \times 4 \times 10^8 \times 0.015 \times 10^{-6} = 0.19 \times 10^{-3} = 0.19 \text{ 毫伏}$$

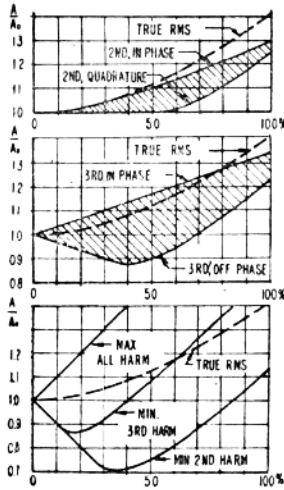
可能誤差 $\pm 19\%$

(5) 響應與波形誤差: 當使用一個非正弦波的标准電壓時, 電壓標準的響應與校準裝置的響應不同, 即校準標準的響應特性為均方根值而被校裝置的響應特性為平均值, 這就有可能產生波形誤差。下圖所示為響應之間的差別^[1]。

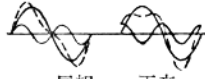
為了要使響應與波形誤差減小到校準準確度的 1/10 左右, 所以在比較均方根和平均響應特性時, 最大失真度應為校準準確度的 1/2 左右; 在比較均方根值和峰值響應時, 最大失真度應為校準準確度的 1/10 左右。

圖 2 為微伏位差計和它的電路圖。微伏位差計在校準灵敏的寬頻帶伏特計時是極有價值的。這裡應用它們來代替可調衰減器輸入端通常的電平監示電路, 電平監示器不確定性 (包括準確度的不確

响应与波形误差

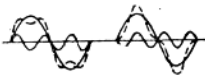


均方根值与平均值二次
谐波响应, 10% 谐波:
最大差数 1%



同相 正交

均方根值与平均值三次
谐波响应, 10% 谐波:
最大差数 3.3%



同相 反相

均方根值与最大值二次和
三次谐波响应, 10% 谐波:
最大差数 10%

谐波% →

true rms: 正确的均方根值
2nd, in phase: 二次谐波, 同相
3rd, in phase: 三次谐波, 同相
2nd, quadrature: 二次谐波, 正交
3rd, off phase: 三次谐波, 反相
max. all harm.: 最大全谐波
min. 3rd harm.: 最小三次谐波
min. 2nd harm.: 最小二次谐波

定以及监视器稳定度的不确定)以及衰减器的不可靠的频率响应特性(特别是对大衰减比来说),可由一个微伏电位差计的已知准确度和响应来代替。

但是,同其它的工作标准一样,微伏电位差计也容易发生上述的校准误差。特别是传输误差、接地电流误差、响应与波形误差等均可以严重地影响测量准确度。图3是一套用微伏电位差计来校准灵敏的宽频带伏特计的装置,我们用它来说明这些影响。

这套装置里有若干回路,由杂散场感应起的电压足以影响校准的准确度。高频场能够进入直流热电偶电路,在接点上发热从而对结果产生影响。因此,在直流毫伏计的引线进入微伏电位差计外壳的地方,都使用高频旁路电容器。这些引线都绞起来并且予以屏蔽。内部的热电偶直流引线位于一个平面内而且和绝缘的射频加热电路成直角,所以这两个电路之间的相互作用不大,但是,不论是讯号频率还是电源频率的杂散场,都很容易进入由微伏电位差计输出电阻和被校真空管伏特表所组成的回路。因此,应该使这个电路尽可能的短,并且要作适当的屏蔽。

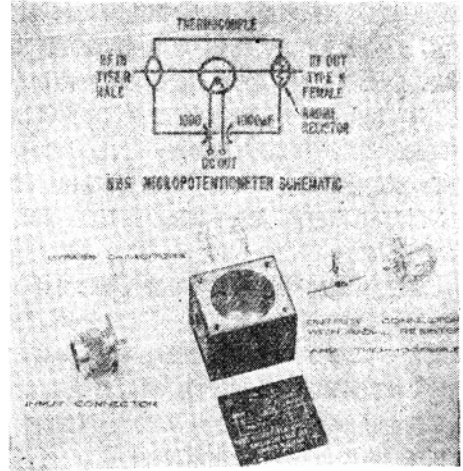


图2 美国国家标准局微伏电位差计

rf in: 射频输入
type N male: N型插头
thermocouple: 热电偶
rf out: 射频输出
type N female: N型插口
radial resistor: 小电阻
NBS micropotentiometer schematic:
美国国家标准局微伏电位差计线路图
bypass capacitors: 旁路电容器
input connector: 输入接头
output connector with radial resistor
and thermocouple: 具有小电阻和热电偶的输出接头

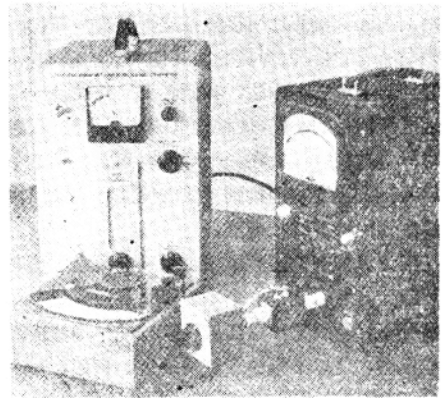


图3

到100兆周以上,由于传输线效应所引起的误差就变得重要了。假定被校装置具有一个输入电容C,并且用一条短的同轴电缆接到微伏电位差计上去。在“传输线效应”下所示的曲线是电缆终端上电压上升的曲线,此曲线与微伏电位差计的输出稳定有关,并为电缆特性和负载电容C的函数。对于其

它的電纜終端負載來說，可以根據傳輸線公式計算誤差。為了使誤差減到最小，電纜接線就應該尽可能短。假使傳輸線終端的負載接近它的特性阻抗，誤差就可以大大減小。假如我們在微伏電位差計和被校設備之間使用無損耗傳輸線——它的長度剛好為半波長的整數倍，那麼就可以完全消除傳輸線效應。當然，這樣一來，換一個新頻率就要重新調整一次。

理想上，我們希望在伏特計輸入管的柵對地電壓是微伏電位差計輸出電壓的一個已知分數。但是如果有一可觀的交流電流流經接地系統，那麼，在微伏電位差計輸出接頭和伏特計輸入管之間的接地系統中存在的任何阻抗兩端都將產生電壓降。此電壓降與微伏電位差計輸出串聯並將成為一個附加的電壓源。對微伏電位差計的微伏或低毫伏範圍的輸出來講，此電壓很容易引起 5% 或更高的誤差。

減小這種誤差的可能辦法有三：第一，減小接地電流；第二，減少產生電壓降的阻抗；第三，把接地電流引到其它的路線去。第一種辦法是最容易的，只要用一個附加的隔離變壓器就行了。這個變壓器可以接在訊號電路里也可以接在電源線上。但是無論在哪一種情況對接地電流頻率的訊號，變壓器初次級之間的耦合一定要很小。對第二種方法來說，必須尽可能縮短微伏電位差計和被校設備之間的接線距離。用同軸接頭比用接線柱或香蕉插頭好，而且必須對所有的接頭（焊接的或其他形式的接頭）特別小心。對於第三種方法，我們必須另外準備一個供接地電流通過的路線，使接地電流不通過被校設備。這可以將被校設備放在一個導體表面上，從這個表面以低阻抗接地片連接到微伏電位差計的輸出接地和真空管伏特表的接地點。

因為微伏電位差計依賴於射頻電流通過熱電偶的熱效應，所以它是一個均方根值響應裝置。在很多情況下，它的輸出電壓被用來校準平均值或巔值響應儀器。所以必須注意波形誤差。例如，一個有 20% 三次諧波的非正弦波將使它的均方根指示值比只有基波時的均方根值有 2% 的變化。這樣一種訊號可以在平均值響應裝置中產生大到 6.7% 的誤差（視相位關係而定），使巔值裝置中讀出 20% 的誤差。

在高頻時，是難以測量訊號的諧波分量的，所以要很小心地將同軸濾波器放在發生器和微伏電位差計之間，以消除任何可能的諧波。傳輸線效應可以

沿着失配接線產生比預期高得多的電壓。由於這種影響是頻率的函數，諧波受影響的程度比基波訊號電壓為大。因此，要尽可能將相互之間的聯接縮到最小程度，並使發生器至微伏電位差計的傳輸線近於匹配。

圖 4 是高頻轉換標準和它的線路簡圖。將未知交流電壓輸送到探頭，平衡檢流計。然後將探頭插到儀器箱的直流插座中，再平衡。這樣，未知交流電壓就等於再平衡時所需的直流電壓。

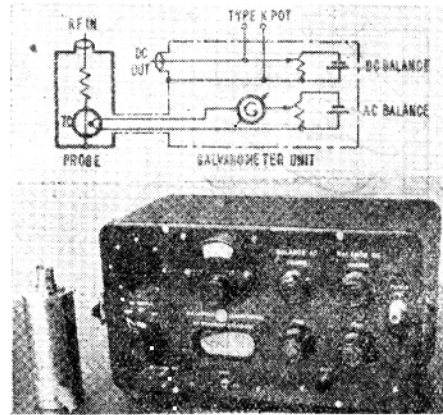


圖 4 高頻轉換標準

rf in: 射頻輸入
probe: 探頭
DC out: 直流輸出
type K pot: K 型電位差計
DC balance: 直流平衡
AC balance: 交流平衡
galvanometer unit: 電流計單元

圖 5 為 A-T 伏特計和它的線路簡圖。工作在截止頻率以下的波導衰減器是根據一個特殊的鑄件來進行機械加工的，然後經過磨、電鍍、擦、拋光。圖 5 也示出了一只 A-T 伏特計的以頻率為函數的靈敏度曲線略圖。

高頻轉換標準和 A-T 伏特計都基於產生熱電偶電流並與未知輸入電壓成正比的原理，因此，它們有相同的校準誤差。由於這兩種裝置都需要 1 伏特左右或更高的輸入電壓，它們都不受低電平效應的接地電流誤差的影響。然而，其它的校準誤差它們都有，尤其是傳輸誤差、響應和波形誤差的影響，必須特別嚴格地加以考慮。

對於任何傳輸線來說，電壓的大小將沿着傳輸線的距離而變化——除非傳輸線終端接入等於它特性阻抗的負載。假如我們使用一段同軸傳輸線將未知電壓連接到高頻轉換標準或 A-T 伏特計去，伏特

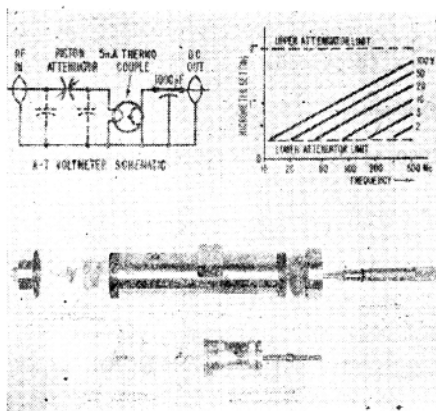


图5 美国国家标准局 A-T 伏特计

rf in: 射频输入
 piston attenuator: 活塞衰减器
 5ma thermocouple: 5 毫安热电偶
 DC out: 直流输出
 A-T Voltmeter schematic: A-T 伏特计线路简图
 upper attenuator limit: 衰减上限
 lower attenuator limit: 衰减下限
 micrometer setting: 测微计指示
 frequency: 频率

计的电容负载将对传输线产生影响而使未知电压点上的电压上升或下降。这个变化的大小不仅决定于高频转换标准或 A-T 伏特计的输入电容,而且还决定于频率、传输线本身的特性和它的长度。用于测定这个电压变化的输入电容应该不在低频而在实际工作的频率上进行测量,因为两者常常有相当大的差别。举个例子来说:在低频时,A-T 伏特计的输入电容为 4.2pf,而在 700 兆周时,输入电容就在 5.1pf 左右。假如现在以只有 1 厘米长、50 欧姆的传输线将 A-T 伏特计连接到未知电压上,那么在 700 兆周时,指示的电压会有 20% 误差。

在大多数情况中,高频转换标准和 A-T 伏特计是用来校准其它仪器的。但这就是说,在高频时又要考虑另一个传输线。举个例子来说,标准伏特计和被校准装置可能由一个 T 型接头连接到发生器上去。如果我们以接头的中心为参考点,那么,由于终端负载失配,沿着两根接到两个伏特计的传输线上,电压将上升。

为了要在高频时使这个误差减至最小,一定要尽可能想办法把接线的长度缩短到接近于零。图 6 所示为达到这个方法之一。这里我们使用 A-T 伏特计来校准一个二极管式伏特计。事实上,

两个仪器的输入都是连接在一起的。馈入两个伏特计的同轴传输线的中心导体做成扁平绝缘带的形式接到它们的接头上。这样一种端接负载将沿着输入同轴线产生大的电压变化,但是,不管这些变化如何,两个伏特计将会尽可能地接近相同的电压。

当使用高频转换标准或 A-T 伏特计时,另一个重要的误差是由波形失真所引起的误差。两种电压标准都与真空管热电偶的热效应有关。所以,两者都是均方根值响应装置。如果我们使用它们来使均方根响应以外的工作仪器标准化,就会发生严重的误差。此外,传输线效应可以严重地改变信号的谐波分量。

再来考虑图 6 所示的装置。假定发生器正工作于 250 兆周的频率,并有 1% 三次谐波和 1% 五次谐波。再假定我们把发生器和被校准真空管伏特表之间的连接电缆缩短到只有 3 厘米长。假定连接电缆有 50 欧姆的特性阻抗,并且终接着一个 10 pf 的电容负载,这个电容负载代表 A-T 伏特计和二极管式伏特计总的输入电容。那么,正如下面所指出的,这些条件等于把一个有 5% 左右的三次谐波和 0.4% 左右的五次谐波的信号加到两个伏特计上去。大的三次谐波在均方根响应 A-T 伏特计只引起 1% 的误差,但是,随着不同的相位关系,可以在微值响应的电压表的校准中产生直到 5% 的响应误差。

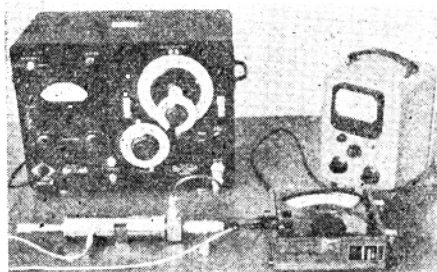
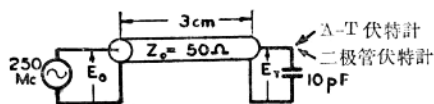


图 6

例: 波形误差



$$E_0 = A \sin \omega t + 0.01A \sin (3\omega t + \theta_1) + 0.01A \sin (5\omega t + \phi_1)$$

$$\frac{E_T}{E_0} = \frac{1}{\cos 1^\circ - \omega C Z_0 \sin 1^\circ} \quad 1^\circ = 360 \frac{1}{\lambda}$$

(下接第 17 页)

3. 精密射頻衰减校准系統

C. M. Allred C. C. Cook

IRE Transactions on Instrumentation 1960, 9, pp. 268~274 (英文)

引言

由于电子学的不断发展, 高精度衰减测量的需要日益增加。为了满足这方面的要求, 已经发展了一种精密的和准确的衰减测量系统。

这里所讨论的是工作在 30 兆周的校准系统, 但是, 正在制造之中的是一些用于其它频率范围的类似的系统。采用单一工作频率的目的在于可以增加系统的稳定性、扩大测试范围、减少漏损问题从而提高总的准确度。

衰减测量系统

系统概述

为了要获得一种灵敏度为 0.001 分贝、准确度

为千分之几分贝、测量范围超过 120 分贝的测量系统, 就需要进行严密的设计和运用特殊的技术。要测量这么大的衰减范围, 指示器就应该具有 10^3 或更大的电压增益。由于考虑到这样一种指示器的稳定性问题和 0.001 分贝的灵敏度问题, 就决定以双道系统工作并使用一种零响应特性。大家知道双道技术的应用大大地减少了电源电平系统不稳定性和指示器增益不稳定性的问题。在这样的系统中, 高灵敏度也是它所固有。可以这样说, 系统的复杂性的增加以及相位和量值都要调整是获得这些优点所付出的代价。衰减测量系统方框图示于图 1。

射频源是一个 30 兆周晶控发射机, 有 200 瓦特的输出功率, 残余调制低。用一个专用的阻抗匹配网络使活塞衰减器激励线圈的低阻器件同 50 欧姆

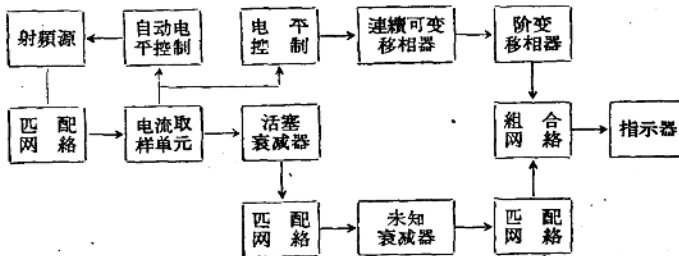


图1 衰减测量系统方框图

的信号源耦合。激励线圈的电流供给含有移相器的电路, 同时也输出到连接信号源的自动电平控制网络。这个网络使激励线圈的电流保持恒定。具有低入射电平变化的连续可变精密移相器连接到阶变可調移相器。被校准衰减器接在含有活塞衰减器电路中的两个匹配网络之间。将二条电路一起引到一个专门的组合单元上, 这个组合单元对每一条电路提供正确的阻抗, 使电路之间的相互作用减到最小, 而且具有低的插入损耗, 最后再配一个高增益的指示器。

测量方法是: 调整标准衰减器和移相器, 直至获得零响应为止。测量进行两次: 接入和不接入被校准衰减器各一次。标准衰减器和移相器读数的变化

给出了所求的衰减和相移的值。

在目前的形式中, 移相器没有准确的位移测量装置, 也没有计算系统相位测量特性的企图。

图 2 和图 3 分别示出安装在校准台中的整套系统的前视图和后视图。

标准衰减器

特性 活塞衰减器被广泛地应用于精密衰减测量。这种衰减器的主要优点在于衰减是用基本单位——长度与时间(频率)来测定的(除了二次效应以外), 此外, 它通常不严格要求精密的阻抗匹配。

衰减器也有它的缺点。它基本上是一种无损耗仪器, 当衰减改变时, 与其说它是吸收还不如说它是

反射能量。結果,对綫性工作來說,最小的插入損耗是很高的,而且,端阻抗是電抗性的。通常,为了阻抗匹配,而使用頻率灵敏的網絡。由于波导材料的磁導率及有限電導率的关系,又引起了另外一个問題:材料的磁導率和有限電導率对衰减常数引起二阶效应。因而就需要測定波导管壁材料的磁導率和電導率。由于衰减常数 α 是頻率的慢变化函数,沒有修正就不能在寬頻範圍內使用单一的标尺。只能測出輸出訊号比;如果需要測量輸入与輸出之間的关系,那就需要改用其它的方法。

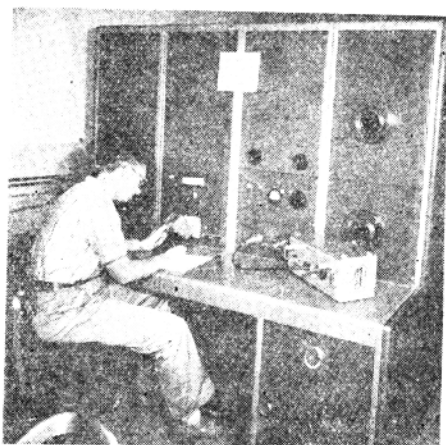


图2 衰减測量系統前視圖

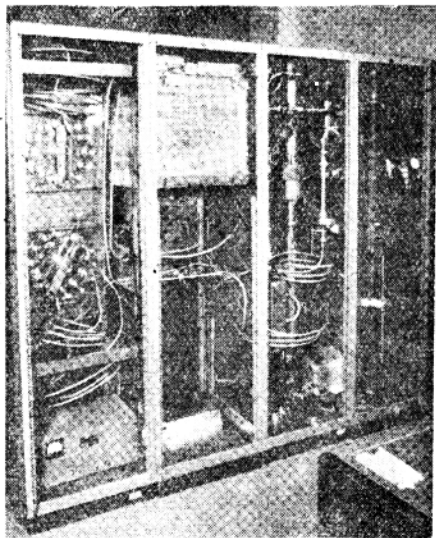


图3 衰减測量系統后視圖

原理 一均匀、理想导电的波导內的場可以表示为若干模式的一个綫性組合。每一模式的場分量

都与量 $e^{-\gamma z + j\omega t}$ 成比例,式中的傳播常数 γ 是純虛數,完全決定于波导的尺寸和頻率。

低于截止頻率时, γ 变为純实数,而場以指数率衰减,衰减速度与模式有关。为了保证模式在高衰减电平时的純度,一般都使用具有最小衰减率的模式。

在实际情况下,波导壁的磁導率和有限電導率,以及波导內媒质的特性将在上述傳播常数上加上一个小的虚部和实部。

下面是求 TE_{11} 模式傳播常数的一个良好的近似公式:

$$\gamma = \frac{p_{11}}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi af}{p_{11}C} \right)^2 - \frac{1}{a\sqrt{\pi\mu f\sigma}}} \times \left[1 - j \left\{ 1 - \frac{1}{1 - \frac{1}{a \left[1 - \left(\frac{2\pi af}{p_{11}C} \right)^2 \right] \sqrt{\pi\mu f\sigma}}} \right\} \right]$$

式中:

a = 波导半徑;

$p_{11} = 1.8411838$, 它是一个常数,是第一类一阶貝塞尔函数的第一个导数的第一个根;

f = 頻率;

C = 在无限媒质(其电性能与在波导管內者相等)中的光速;

μ = 波导管壁的磁導率。

完全使用米·千克·秒(MKS)单位制。工作頻率在截止頻率以下时,与真空相較,即使忽略了波导管中潮湿空气的影响,所引起的誤差还不到 1×10^{-7} (在真空中的 $C = 299793.0 \pm 0.3$ 公里/秒)。

圓波导 在这里所討論的裝置中,使用的是圓波导,波导中激发 TE_{11} 模式的場。激励綫圈和接收綫圈的相对位移用标准尺和光学投影仪来測量。任何6時間隔中标尺都准确到0.0001吋。

波导是用黃銅組成的,外徑3.9吋,长22.3吋,內徑是根据每吋10分貝衰减率的标准来选择的。沿着波导每隔2吋測量一次波导內徑,求得其平均值为3.19725吋,最大誤差为0.00003吋。測量准确度 $\pm 50 \times 10^{-6}$ 吋。这些測量是在68°F下进行的,而系統在工作时的温度約比这个温度高4°F左右。不銹鋼标尺的热膨胀系数与黃銅波导管差不多。假如它們相同的話,温度变化可以忽略。假定它們的热膨胀系数有百万分之五(20%)的差別,可以計算出4°F的温度变化所引起的誤差是每10分貝0.0001分貝。波导直徑中0.0001吋的不确定度在

68°F 时,使每 10 分貝增加 0.0003 分貝的誤差。波导管的直流电导率为每米 1.35 姆欧。根据 Chamber、Pipard、Bussey 等的报告,保守的說,射频电导率不会低于直流值的 90% 以上。假定射频电导率是直流值的 95%,那么这个电导率数值不确定度为 $\pm 5\%$ 。这样的不确定度将对每 10 分貝引起 0.00026 分貝的誤差。

波导內壁鍍上一层薄的鍍 (5~10 微吋)。它給活塞的銀滑动接触提供一层坚硬的表面,同时依靠它来防止对黄銅表面的侵蚀。涂鍍以后波导管表面的有效电导率与黄銅的有效电导率的差別可以忽略。

輸入裝置

活塞衰减器的輸入裝置是很重要的,因为它在整个測量範圍內起着主要的作用。高的起始插入損耗为活塞衰减器所固有,它的起因由于模式純度不佳以及当綫圈距离小时輸出、輸入的相互作用所致。因此,这里的輸入裝置要能够激励单一的 TE_{11} 模式,且其强度要和輸出綫圈的位置无关;或者,要能有这样一种輸入裝置,它能够激励所需的模式并有很高的强度,因而輸出綫圈毋需紧靠輸入綫圈。这两种方案都同时被利用。Barlow 和 Cullen 使发生器和負載电阻的量值等于衰减器的特性阻抗来减少相互作用影响。Weinschel、Sorgor、Hedrich 則把整个衰减器作为一个互感耦合的調諧帶通滤波器,并調整发生器阻抗以获得对綫性的最小偏差从而减少相互作用的影响。

这里所用的方法不同。如果能够使波导横断面的空間电流分布图和 TE_{11} 模式的電場圖案一样,所需的递减模式将从电流片 (即横断面上的空間电流分布图) 在两个方向上激励。而且,假如电流片是恒定的 (无限阻抗发生器),并与拾波綫圈反射无关,那么相互作用的影响将不存在。上述的条件,是用依照上面的图案构成激励綫圈来获得的 (见图 4)。恒定电流片的特性是通过下列办法获得的: 将激励电流取样并負反馈至射频訊号源以保持这一电流的恒定。

衰减器波导管延伸到激励綫圈以外有双重目的。由于拾波綫圈吸收能量的关系,因而一定产生一个反射場。这个反射場通过激励綫圈时相互作用較小,并为波导管的延伸部分所終止,激励綫圈在波导延伸部分中激发的場也同样被終止。

匹配激励綫圈低阻部分 (估計为 0.01 和 0.1 欧之間) 的問題也是极难的。現在使用特殊网络来达

到这个目的,此特殊网络利用梯形布置的几个小的陶瓷电容器。这些电容器具有高的射频电压和电流額定值,这就可以使匹配网络在 200 瓦特的条件下工作。100 瓦特的輸入在激励綫圈中产生数量級为 35 安培的电流。

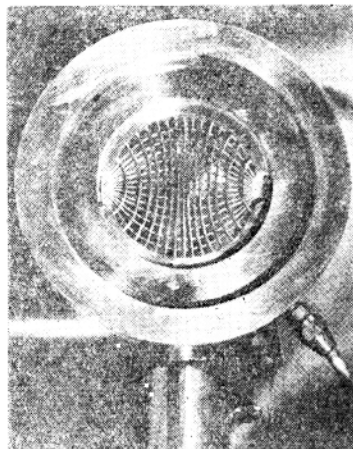


图 4 一种与本文所述相似的激励綫圈

激励部分是用小的不銹鋼管构成的,用水冷却以防止波导管过热,因为过热会引起波导尺寸的改变。

由于激励部分的电抗性阻抗引起某些軸向電場,所以也要使用模式滤波器。

輸入裝置的性能将在下面同整个系統的性能一起討論。这种輸入裝置的詳細报告也准备发表。

移相器

当要改变相位时,就需要一种精密的、連續可变的、小于 0.001 分貝电平变化的移相器。对移相器有着下列的要求:当电气长度变动时,移相器必須具有非常均匀的特性阻抗;必須将它終接在这个阻抗上;必須具有截面足够大的綫段来减少由于金属的有限电导率所引起的內壁損耗。

移相器属于可調节的 U 型同軸綫一类 (见图 5)。它包括两条固定的傳輸綫,用一条 U 型傳輸綫把它們連接在一起,它可以相对于固定部分作移动,和望远镜样子差不多。单頻操作可以使用簡化的非恒定阻抗結構。移相器的固定部分包括一些精密的同軸綫,它們两头的終端都是匹配的,并有与移相器相同的特性阻抗。可动部分在尺寸上是稳定的,但是并不精密。如果两端都紧密地匹配于綫路的特性阻抗,那么由于精密傳輸綫終端不完善所