

国外无线电计量资料之六

国外噪声计量

(内部)

第四机械工业部第一研究所

一九七四年八月

说 明

遵照伟大领袖毛主席关于“洋为中用”和“批判地吸收外国文化”的教导，在有关部门的大力支持下，编写了这套国外无线电计量资料，供从事无线电计量工作的工人、工程技术人员以及大专院校的有关师生参考。

这套资料按无线电计量参数，分高频电压、微波功率、衰减、噪声、相位、微波阻抗、场强、无线电干扰、失真系数等单册，分别出版。

参加这套资料编写工作的单位有京字112部队、京字123部队、成都电讯工程学院103教研组、成都市标准计量管理处、710厂、天津市无线电一厂，在此对他们的辛勤劳动致以感谢。

由于我们水平有限，难免有错误及不当之处，请读者批评、指正。

编 者

一九七四、八

目 录

一、前 言.....	(1)
二、基本术语的定义.....	(1)
三、噪声计量的形成与发展.....	(3)
四、噪声计量技术.....	(6)
五、国外噪声计量发展简介.....	(15)
六、结束语.....	(34)
七、附录.....	(34)

摘 要: 本文首先简要地追溯了射频和微波频段噪声计量形成与发展的历史过程; 概述了噪声计量技术的主要内容, 介绍了目前国外几个主要工业国在这个领域内的一些进展情况, 其中包括研制热、冷噪声标准源, 噪声发生器检定设备的技术方案、水平以及噪声量值的传递系统, 供有关同志参考。

一、前 言

广泛应用于无线电通讯技术中的各种接收系统以及实验室中大量的测试设备，从最普通的收音机到卫星通讯的大型地面站，从部队中使用的各种雷达系统到科学实验用的测量接收机，虽然用途不同，型式各异，但它们都涉及一个共同的技术指标——噪声特性。噪声特性是决定接收系统灵敏度，雷达系统作用距离以及测试设备分辨力的重要因素。同时也是许多无线电元、部件（如放大器，混频器，晶体管）的研制者所关注的一个指标。最近二十多年来低噪声器件的迅速发展使整个无线电通讯技术的面貌大大改观。所有这一切都反映了近代无线电技术的发展对噪声测量的要求日益迫切，所需的精确度越来越高，因此出现了各种噪声特性的测量仪器，特别是简单实用的噪声发生器，例如饱和二极管噪声发生器、气体放电噪声发生器以及便携式的热冷负载噪声发生器。噪声计量的主要任务在于提供噪声量值的标准并对实用中的各种噪声发生器给以量值上的统一和标准化。噪声计量已经成为各主要工业国计量机构的主要计量项目之一。

二、基本术语的定义

的规律, 诸如噪声电压平方(或功率)的迭加性等, 这种方法归结为电路理论的处理方法。另一种则把噪声问题看作概率论的问题, 因此采用数理统计的方法。

噪声既是一种无规的电信号, 其量值本质上应以电流、电压或功率来表示。从数理统计的角度来看, 特别有用的是对应于二阶(矩)的数值——功率, 但由于噪声信号的无规性表现为谱分布的连续性, 因此表征噪声量值的单位必须指明特定频率而以谱(密)度表示, 规定为瓦/赫。在实际器件或设备中出现的噪声量值为瓦/赫单位的 10^{-10} 以下, 因此瓦/赫单位在实际应用中很不方便。人们根据热噪声的Nyquist定理引入一个等效的单位——噪声温度。当规定了某一数值作为参考量时, 噪声的数值特征也可以用比值来表示。下面给出一些基本术语的定义:

1. 噪声温度: 如果某一个二端网络在指定效率 f 的噪声功率谱密度为 $W_n(f)$ 瓦/赫, 则假设有一个等效电阻在温度 T_n °K 时所产生的 f 频率噪声谱密度等于 $W_n(f)$ 瓦/赫, 于是定义 (T_n) 为二端网络的噪声温度。它们的关系式为:

$$T_n = \frac{W_n(f)}{k} \quad (1)$$

式中 k 为波尔兹曼常数。当 $T_n = 290^\circ\text{K}$ 时, 称为标准噪声温度。

2. 噪声比: 二端网络的噪声温度 T_n 与该网络实际的物理温度 T 之比 r_n 称为噪声比或噪声温度比。即:

$$r_n = \frac{T_n}{T} = \frac{W_n(f)}{kT} \quad (2)$$

r_n 也可用分贝表示:

$$r_n = 10 \log \frac{T_n}{T} \quad (3)$$

3. 超噪比 (ENR): 取二端网络噪声温度与其物理温度差值除以网络的物理温度:

$$\text{ENR} = \frac{T_n - T}{T} = r_n - 1 \quad (4)$$

$$\text{或: ENR} = 10 \log \frac{T_n - T}{T} \quad (5)$$

一般取网络的物理温度 $T = T_0 = 290^\circ\text{K}$, 即取为环境温度。

4. 噪声系数 (噪声指数): 若线性四端网络具有确定的输入端和输出端, 且输入端处于标准室温 290°K , 当 S_i/N_i , S_o/N_o 分别表示该四端网络输入端和输出端的信号、噪声有用功率比时, 则网络的噪声系数 F 定义为二者之比:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (6)$$

噪声系数是描述信号通过线性网络时其信噪比被恶化到何种程度的一个量度。这一术语已被广泛使用。但是应当指出, 由于这一术语完全是人为规定的而不是由一定的物

理规律引出来的，因此有很大的任意性，以致存在着十多种不同的定义，常常引起混乱。在引用时必须充分注意其条件，例如必须区分特定频率点或频率范围的噪声系数，即“点”噪声系数或平均噪声系数；必须注意所给噪声系数是否满足源阻抗处于标准室温即区分标准噪声系数或有效噪声系数；当给出接收设备的噪声系数时，则应记住该设备是单边或双边常工作的等等。

5. 有效输入噪声温度：四端网络的有效输入噪声温度 T_e 。定义为这样的一个温度，即输入端处于这个温度时网络输出端的有用噪声功率谱等于输入端处于绝对零度的输出端的有用噪声功率谱的二倍。对于单频带器件而言， T_e 与 F 的关系为：

$$T_e = (F - 1) T_0 \quad (7)$$

式中 $T_0 = 290^\circ\text{K}$ 。

6. 工作噪声温度：四端网络的工作噪声温度 T_{∞} 规定为：

$$T_{\infty} = \frac{N_0}{kG_s} = T_1 + T_e \quad (8)$$

式中： N_0 = 在指定频率 f ，输入端处于工作条件下的输出噪声功率谱密度。

G_s = 网络在指定频率下的有效功率增益。

T_1 = 源阻抗处于工作条件下的输入噪声温度、

T_e = 网络的有效输入噪声温度。

三、噪声计量的形成与发展

电噪声这一现象很早就被人们注意到，例如爱因斯坦在1906年就曾经指出：电阻器中带电粒子的布朗运动将导致该电阻器两端出现涨落电动势。J. B. Johnson 于1927年在实验中观测到这种涨落电动势⁽¹⁾。次年，H. Nyquist 在数学上推导了这种涨落电动势的数值关系⁽²⁾，这就是大家熟知的Nyquist定理。因此这种噪声被称为Johnson噪声、热噪声或电阻噪声。关于真空电子管中的散弹噪声则在更早一些时候被 W. Schottky 详细论证过。这些研究工作中所应用的噪声量值为电源或电压的均方根值。从计量的角度来看，这时的噪声测量完全是建立在早期工作的基础上，几乎没有引进什么新的单位与概念。只是在无线电通讯技术发展起来之后，才逐步形成现在的噪声计量，这个发展过程，大体上可分为四个阶段：

1. 概念的形成（第二次世界大战前）：

三十年代的无线电通讯大多数使用中波频段，那时，限制接收设备可靠地检验微弱信号的主要因素是外部干扰——人为的或自然界的干扰，诸如城镇中各种电气设施或天空雷电产生的干扰在接收机中造成不愉快的背景声。因此人们对于如何正确规定接收机的灵敏度还是模糊的。1933年IRE所规定的接收机灵敏度就是一个典型的例子。它定义接收机灵敏度为能够传输一定音频功率到特定负载上所需的输入信号强度。这个定义本质上是一个简单的增益定义。到了四十年代，开始发展和使用短波通讯。由于人为和自然界干扰的强度在高于10—20兆赫时便急剧下降，从而使机内噪声成为限制接收机接收

微弱信号能力的主要因素。则 IRE 所规定的灵敏度定义已十分不恰当了，需要找到一个衡量接收机质量好坏的客观尺度。1942 年 D.O. North 提出了“噪声系数”的概念⁽³⁾，接着 H.F. Friis 也在 1944 年独立地提出“噪声因数”的定义⁽⁴⁾。按当时的通讯技术发展的要求，必须明确如何正确规定接收机的灵敏度，应该使术语定义标准化，应该明确给出灵敏度时必须测量那些量值以及如何测量，但是当时局势的紧张使得人们无暇顾及仅仅停留于提出噪声系数的定义。

2. 粗测噪声系数（第二次世界大战期间）

第二次世界大战期间出现了微波通信。当时无论是政府部门或商业部门主办的研究机关、工厂都做了许多努力，试图降低微波接收机的噪声系数，借以提高设备的质量，因此噪声系数的测量成为一个现实的课题。然而，战时首先考虑的是使装备能尽快地设计、制造和投入使用，噪声系数的测量即使相差一、两分贝只要战术上能够使用也就行了。这个时期测量噪声系数的方法是采用标准信号发生器二倍功率法。虽然明确噪声带宽的定义有别于 3 分贝带宽，但总的来说噪声系数的测量精度是不高的。

3. 精测噪声（战后至五十年代中期）

战后，商业上的自由竞争及通讯技术的发展要求对接收设备噪声特性的测试能力更为明确，同时在更小的数量上比较设备的优劣。人们不能满足于“能用”这种伸缩性很大的评价。IRE 分别在 1952, 1957, 1963 年⁽⁵⁻⁷⁾。对有关的术语定义作了统一规定。W.W. Mumford 于 1949 年发明了气体放电管噪声源⁽⁸⁾，此后若干年中有不少人对这种噪声源作了进一步的研究，在理论上和工艺上都有很大的发展。气体放电噪声源的出现使微波接收设备的精确噪声特性测试精度有很大提高，与战时用标准信号发生器进行噪声测试相比是一个很大的进步。随着人们对气体放电噪声源的深入研究，以及研制用于 100 兆赫以上的饱和二极管噪声发生器，发现这些噪声发生器的输出数值通过并不能通过控制其工作参数准确地给出。因此开始试制同轴噪声标准以校准百兆赫以上的饱和二极管噪声发生器，但气体放电管噪声源的校准除了在毫米波范围内有人做类似的工作之外，总的来说对于建制噪声量值标准并没有给予应有的重视。这是因为通常都满足于两种替代办法：一种是在批量生产的气体放电噪声源中挑选出其中的一台并指定它的数值，然后用它去确定可比较的噪声发生器的同类数值；另一种办法则根据噪声发生器的工作条件和已知参量规定统一的方法，并计算出每一台噪声源的输出数值。这两种办法使气体放电噪声源的输出达到了相对统一，虽有一定的积极作用，但也助长了人们忽视建制噪声量值绝对标准的倾向。在这段时期，有关噪声特性的测试技术还存在着许多含混之处，因此有一些商人便采取了各种办法使得测出的噪声系数既可高又可低；对自己的设备，测出的噪声系数可低至接近于 1；而对竞争者的设备，则测出的噪声系数值可高至令人难以置信的程度。这种现象曾被 Greene, J.C. 十分辛辣的笔调予以无情的揭露⁽⁹⁾。除了社会的原因之外，技术上的含混是出现这种情况的一个客观条件。

4. 建立噪声量值的绝对标准（五十年代中期之后）

尽管噪声标准的研制遭遇到一些困难，但是随着通讯技术的发展，终于使人们认识

到建立噪声标准的必要性。五十年代中期为了校准气体放电噪声源而开始研究热噪声标准,紧接着美国、苏联、英国、日本等几个主要工业国的计量机构相继开始了噪声计量的研究,包括建立热噪声标准和量值传递。目前噪声计量已成为主要的无线电计量项目之一。

十几年来,由于不断提高通讯设备的质量,促成了低噪声器件的诞生。1955年发明脉译,随后又开展参量放大器的研究工作。这些低噪声器件的应用使接收机内部噪声大大下降。尽管噪声系数的定义仍可应用于这些低噪声设备,但是一方面噪声系数的单位已嫌过大,另一方面噪声系数定义中所规定的信号源阻抗处于标准室温的条件已不能在实用中满足。以前当接收系统的天线为水平指向或地面指向时,例如搜索雷达、定向或对流层通讯、导航雷达等,输入端的温度可视为接近于290°K的数值。然而在1960年采用卫星通讯之后,天线处于高仰角条件下,输入端源阻抗温度可高达10—50°K范围,与标准室温相去甚远,因此用噪声系数衡量接收设备质量优劣已不太合适。于是便采用有效输入噪声温度的定义来代替噪声系数以表示接收机的噪声特性,同时用工作噪声温度来表示接收系统的噪声特性。这样的处理方法更能反映实际情况。例如两台接收机噪声系数分别为0.25分贝(17°K)和3分贝(290°K),若天线温度为25°K,则仅从噪声系数比较两台接收机差2.75°分贝,而按工作噪声温度比较则相差8.75分贝。显然后者更接近于实际情况。低噪声器件的出现也提出了新的测量问题,例如一般气体放电噪声源的超噪比通常在15—18分贝,即噪声温度为10,000—18,000°K,目前接收机有效输入噪声温度已经做到100°K以下,因此,用气体放电噪声源去测量低噪声设备的有效噪声温度很难得到满意的精确度,有的甚至误差超过100%。这种情况促使人们研制低温或极低噪声发生器,用致冷终端测量低噪声器件的有效噪声温度或系统的工作噪声温度。用于现场的便携式致冷终端噪声发生器往往必须经过复杂然而精确的低温噪声标准校准。近年来国外的计量机构在建立热噪声标准的同时也在大力开展冷噪声标准及量值传递的研究工作。使噪声计量水平不断提高。

为了明确起见,我们将噪声计量形成与发展的过程列表如下:

表1 噪声计量的发展简况

年 代	三十年代末至战前	战 时	战后至五十年代中	五十年代中至现在
无线电通讯技术水平	广泛应用短波通讯	出现微波通讯(噪声系数在20分贝或20分贝以下)	微波通讯广泛应用(噪声系数在10-20分贝)	①出现至应用低噪声器件 ②开始卫星通讯
噪声测量概念的主要进展	提出噪声系数(指数)的定义	提出噪声带宽的定义	IRE规定噪声系数和接收机灵敏度的定义	广泛采用有效输入噪声温度及工作噪声温度的定义
噪声测量技术的主要进展		①用标准信号发生器作为噪声量值标准。 ②用二倍功率法测量	①发明气体放电噪声源 ②开始研制同轴及毫米波噪声标准	①建立射频、微波段的噪声标准(包括冷热标准) ②用Y系数测量

四、噪声计量技术

噪声计量的任务包括建立各级噪声标准和噪声功率谱密度比较装置,以及研究噪声精密测试方法和装置。现将有关内容的梗概,介绍如下:

1. 绝对噪声功率谱密度标准:

噪声功率谱密度的绝对标准是依据热力学定律建立起来的,通常称为热噪声标准。热噪声标准源是由传输线(波导或同轴线)中处于确定的热平衡温度下的匹配终端构成的。

众所周知,处于一定温度下的任何物体都有电磁波和光波辐射。描述绝对黑体辐射的普朗克定律指出:由绝对黑体壁构成的绝热封闭腔体,当系统处于热平衡状态时,腔体中单位体积在频率 f 上的黑体辐射能量密度 ρ_f 为:

$$\rho_f = \frac{8\pi hf^3}{C^3} \frac{1}{e^{hf/kT} - 1} \quad (9)$$

式中: $h = 6.626196 \times 10^{-34}$ 焦耳 $\times$ 秒(普朗克常数)

$k = 1.380622 \times 10^{-23}$ 焦耳/ $^{\circ}\text{K}$ (波尔兹曼常数)

$C = 2.99792 \times 10^{10}$ 毫米/秒(光波速度)

f = 观测的频率(赫兹)

T = 物体的绝对温度($^{\circ}\text{K}$)

当微波传输线为理想无耗传输线,其长度足够长且一端终接匹配负载,这样组成的整个系统处于热平衡状态下,具有某一确定温度 T ,则可以证明⁽¹⁰⁾,这种热平衡系统的普朗克定律给出:匹配负载所产生并经过传输线传输出去的电磁波,其单式模功率谱密度为 ρ_n :

$$\rho_n = \frac{hf}{C hf/kT - 1} \quad (10)$$

当 $hf/kT \ll 1$ 时,近似式为:

$$\rho_n \cong kT \left(1 - \frac{1}{2} \frac{hf}{kT} \right) \quad (11)$$

在微波频段,常用的热噪声标准工作温度范围内,(11)式第二项在1%以下,故可进一步近似为:

$$\rho_n = kT \quad (12)$$

式(12)指出:微波传输线匹配负载提供了输出功率谱密度均匀而且确定的噪声量值,这就是所有热噪声绝对标准的物理基础。由(12)式显然可以看到噪声功率谱密度的量值是通过普朗克定律这一基本的物理规律而与物理学的基本单位温度来确定的,因此所建立的噪声标准是绝对标准。

当负载温度高于室温时，一般称为高温噪声标准（Hot Standard），工作于低于室温的噪声标准称为低温噪声标准（Cold Standard）（注），文献上简称为热标准和冷标准。高温标准通常是以一定形式加热以保持负载所需的工作温度，低温标准则需用致冷剂而获得低温环境。

建立噪声谱密度的热力学标准要求两个技术条件：一个是匹配负载必须为理想黑体，另一个是连接负载至输出法兰的传输线应为理想无耗传输线。要完全实现这两个技术条件几乎是不可能的，我们只能力求尽可能接近于这两个要求，或者通过一定方式的修正使得偏离这两个要求的影响得以降低或消除，剩余的非理想性则作为误差来加以估计。为了保证第一个条件，必须选择负载的形状、尺寸以及材料以保证负载的反射系数尽可能地小（例如0.01以下）同时衰减量尽可能大（例如30分贝以上）。第二个条件则要求我们慎重选择波导材料并考虑到热力学系统的要求设计尽可能短的传输线段。但是无论如何传输线总有一定量的小损耗存在，尽管数值不大，但它通常使热噪声标准源输出的噪声温度高于或低于负载的物理温度，对这一影响必须根据可靠的辅助理论加以修正，这就是热噪声标准源的定标（或评价）问题。

定标方法有两种，最先应用的是基于J、E、Sees推导的所谓递推法定标⁽¹¹⁾。

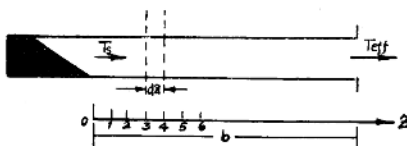


图6-1 热噪声标准发生器原理图

J、E、Sees考虑了如图6-1 构成的热噪声标准源在计得传输线损耗影响时输出的有效噪声温度。传输线的损耗对噪声功率的影响有两方面：既吸收噪声功率，本身又辐射噪声功率。由于该传输线有一定的温度梯度分布以使保存负载区域的温度 T_s 连续地变化至输出法兰的温度，因此传输线吸收和辐射的功率是不相等的。推导结果表明，传输线输出端的有效噪声温度为：

$$T_{\text{eff}} = T_{\text{ss}} - \int_0^b a(5) d5 + \int_0^b a(Z) T_g(Z) e^{-\int_Z^b a(5) d5} dZ$$

$$= A^{-A_g/10} \left[T_s + \int_0^b a(Z) T_g(Z) e^{\int_0^Z a(5) d5} dZ \right] \quad (13)$$

式中： $a(Z)$ = 单位长度的衰减量（分贝）

A_g = 传输线的总衰减量（分贝）

T_s = 负载的物理温度（°K）

$T_g(Z)$ = 传输线的温度分布（°K）

b = 传输线的长度

（注），作为噪声绝对标准的热噪声源（Thermal Noise Standard）指的是噪声的热力学标准，而高温、低温噪声标准的热、冷标准是以温度高低，即所谓冷热这一通俗的语言来区分的。

式(13)的第一项表示传输线吸收噪声功率的影响,第二项则表示传输线贡献的噪声温度。由于温度分布曲线一般难以用数学式表示,因此计算(13)式是困难的。为了便于计算,把传输线分为若干小区间,每一区间的温度用其平均值代替,则后一区间的输入噪声温度可由前一区间参量求出来:

$$T_{K+1} = T_K - 0.23A'_K(T_K - T_{gK}) \quad (14)$$

式中: $A'_K = 4.34a_K \Delta Z$ 为K区间的衰减量。

由(13)式不难得到噪声温度的修正误差:

$$\delta T_{K+1} = |\delta T_K| + 0.23(T_K - T_{gK})|\delta A_K| + 0.23|\delta(T_K - T_{gK})| \quad (15)$$

修正公式后来也由C、T、Stelzried推证过。

(14)表明:热噪声标准源的定标必须有传输线温度分布和相应的单位衰减量分布的资料。在实际中,传输线的温度分布可由实测结果给出,比较麻烦的是传输线单位衰减量是温度的函数。解决这个问题一个比较简单的办法是知道波导材料的电阻率随温度变化的函数,然后根据传输线的衰减量公式计算出单位长度衰减量的温度分布。这种方法要求波导材料的电阻率必须确定,因此限于选用稳定的纯金属,以避免工作过程中氧化引起实际衰减量的变化,同时要摒弃磁性材料(如镍),因为它在居里点的电阻率是不确定的。传输线衰减温度分布的另一种确定法是实测由噪声标准源工作波导材料所做成一段波导的小衰减量,只需在三个温度点测出波导段的小衰减量,则可根据经验公式定出系数 C_1, C_2, C_3 :

$$\overline{A_K} = C_1 + C_2 \overline{T_K} + C_3 \overline{T_K}^2 \quad (16)$$

式中: $\overline{A_K}$ = 波导第k区间的平均衰减量(分贝)

$\overline{T_K}$ = 波导第k区间的平均温度($^{\circ}\text{K}$)

确定波导衰减分布的第三种办法是设计一些辅助元件,实测波导的衰减分布。如在输出法兰后面放置探针,在标准源终端用一高温可动短路器,则根据短道器移动时由探针测出的驻波比变化情况确定衰减分布。

根据修正过程我们可以看到:在热力学所允许的条件下应力求缩短传输线的长度以减小修正误差。

热噪声标准的第二种定标方法为短路器法。这种方法把传输线的影响归结为三个集总参量并由实验方法确定这些参量。由此,把图6-1构成的热噪声标准源用下面的等效电路表示⁽¹²⁾:

热噪声标准源的传输耦合回路可用理想衰减器,理想变压器和无耗理想传输线表示。

当 $n < 1$, $\alpha < 1$ 时,标准源的输出噪声温度可表示为:

$$\Theta_o = \Theta_G + (1 + 2|\Gamma_o|^2)T_o - T_n|\Gamma_o|\cos(\beta_o - \beta) \quad (17)$$

式中: Θ_G = 负载向输出端传输的噪声温度($^{\circ}\text{K}$)

$\Gamma_o = |\Gamma_o|e^{-j\alpha\beta_o}$ 为输出的反射系数,

T_o, T_n, β 为传输耦合回路的修正参量。

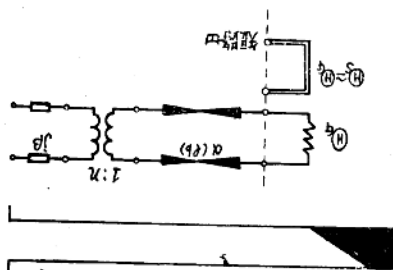


图6—2用于短路法定标的热标准源等效电路

修正参量 T_0 , T_n , β 可由负载用短路器代替时 (其温度 $\Theta_s \cong \Theta_G$) 输出噪声温度 T_{0s} 求出:

$$T_0(\beta_{0s}) \cong T_0 - \frac{T_n}{2} \cos 2(\beta_{0s} - \beta) + \Delta T - \alpha_s \{ T_n + 2(\Theta_G - \Theta_s) \} \quad (18)$$

在大多数情况下 (18) 式的后两项很小可作为误差。改变短路器的相位 β_{0s} , 可由相应的

$T_0(\beta_{0s})$ 值求出 T_0 , T_n , β_0 当 β_{0s} 分别为 0 , $\frac{\pi}{4}$, $\frac{\pi}{2}$ 时可得到:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &\cong \frac{1}{2} \left\{ T_0(0) + T_0\left(\frac{\pi}{2}\right) \right\} \\ T_n &\cong 2 \sqrt{\left\{ T_0(0) - T_0 \right\}^2 + \left\{ T_0\left(\frac{\pi}{4}\right) - T_0 \right\}^2} \\ \beta &\cong \cos^{-1} 2 \left[\frac{T_0 - T_0(0)}{2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

$T_0(\beta_{0s})$ 是由辐射计测量的, 辐射计的输出指示值与输入端噪声温度的一般关系式为: (13)

$$\Gamma_i = G \{ (1 - |\Gamma_{01}|^2) \Theta_{01} + |\Gamma_{01}|^2 \Theta_{01} + T_{02} + 2R_0[\Gamma_{01} T_{12} e^{j\beta_{12}}] \} \quad (20)$$

$$\Gamma_{01} = \frac{\Gamma_i - \Gamma_r}{1 - \Gamma_i \Gamma_r} \quad (21)$$

式中, 脚标 i 表示辐射计输入端连接的噪声源编号。

G 为辐射计增益, Γ_r 为辐射计反射系数。

Θ_{01} , T_{02} , T_{12} , β_{12} 为辐射计噪声参量。

Θ_i , Γ_i 为辐射计输入端噪声源噪声温度及反射系数。

为了使辐射计一般表达式中的噪声参量消去, 应该事先在辐射计输入端连接标准噪声源

(噪声温度 Θ_1)标准短路板(温度 Θ_{ss} , 反射系数 Γ_{ss}), 然后接入短路的被定标噪声源, 若辐射计指示值分别为 Γ_1 , Γ_{ss} 和 Γ_{ss} 则可求出:

$$T_o(\beta_{os}) \approx \frac{1}{1+|\Gamma_{os}|} \left[(\Gamma_{os} - \Gamma_{ss}) + \left(1 - \left| \frac{\Gamma_{os}}{\Gamma_{ss}} \right|^2 \right) (\Gamma_{ss} - \Gamma_1 + \Theta_1 - \Theta_{1s}) + (1 - |\Gamma_{ss}|^2)(\Theta_{ss} - \Theta_G) \right] \quad (20)$$

短路的标准噪声源反射系数 Γ_{os} 可由反射计测量。由此可见, 用这种定标法必须求出相应于已知标准噪声源, 标准短路器和短路的被定标噪声源的辐射计示值 Γ_1 , 然后按式(20)求出不同短路器相角的 $T_o(\beta_{os})$, 由(19)式得到标准源修正参量 T_n , T_o , β , 最后由式(17)给出源的输出噪声温度。

2. 工作噪声标准:

由于热噪声标准操作麻烦而且不宜于频繁启用, 原则由于热腐蚀会使热标准寿命缩短。为了进行噪声发生器的常规检定, 必须有性能稳定可靠易操作也很方便的工作标准。一般用于噪声系数测试的气体放电噪声发生器是把放电管以 7° 斜角从波导宽边插入波导座。这种结构的噪声源输出功率有很大的离散性, 一般大于0.2分贝。而且当放电管从波导座拿出后重新插入或径向转动、轴向移动时均可发现输出值的变化匹配性能也不十分理想(驻波比在1.10—1.20以上)。作为工作标准或中间标准的气体放电噪声发生器专门设计成角状波导座(图3)并用稳流电源供给⁽¹⁴⁾。这种噪声源后端不必另加匹配负载, 其驻波比可以做到小于1.05。不同管子和座的组合精确度可以达到小于0.05分贝的离散度⁽¹⁵⁾。

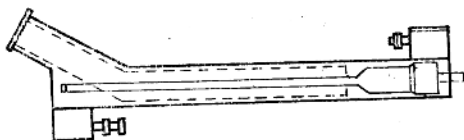


图6—3 用作工作标准的气体放电噪声发生器

射频频段的工作标准通常可采用一般的饱和二极管噪声发生器, 因为其稳定性和重复性及物理结构都满足实际要求。

冷噪声标准的传递是否也搞工作标准, 目前似乎并不强调, 原因是用于低噪声测量的冷噪声源数量不像气体放电噪声源那么多。因此低温噪声的常规检定年次数不大。同时, 在检定时增加工作标准引入的精确度损失量比放电管检定的精确度损失严重。

3. 噪声功率谱密度检定设备:

噪声功率谱密度量值的传递借助于噪声比较仪来实现, 通过噪声比较仪把热噪声标准的量值传递给工作标准或把工作标准的量值传递给实验室标准。

广泛地用作噪声比较仪的是辐射计。辐射计是一种测量无规信号的高灵敏相关接收机。它最初用于射电天文学的观测⁽¹⁶⁾, 以后又在其它许多领域中获得应用, 如用作辐

射高温计观测等离子体的微波能温度，用于测绘天空温度分布或星云图，监视海洋水山运动或探测人体癌变部位等。辐射计的类型颇多，如有总功率式，调制式（调幅的和调频的），直读式、自动增益控制式等等⁽¹⁷⁾。

应用于噪声比较的辐射计主要有以下四种。

(1) 幅度调制零示辐射计（或称为改进的Dicke辐射计）⁽¹⁸⁾。其原理图如下：

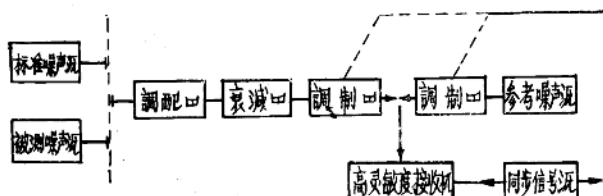


图6—4 改进的Dicke辐射计原理图

当辐射计测量臂接入标准噪声源时，调节参考臂的噪声功率电平使接收机的指示为零。（这一条件的实现是借助于插入两臂的开关式调制器控制两臂功率使它们在调制频率的两个半周内轮流进入接收机。接收机同步检测后直流输出值正比于两臂的功率差。）然后接入被测噪声源并在参考臂不变的情况下调节测量臂的衰减器使接收机恢复零示，则被测噪声源的超噪比由下式给出：

$$10\log\left(\frac{T_n - T_o}{T_o}\right) = 10\log\left(\frac{T_s - T_o}{T_o}\right) + \Delta A \quad (21)$$

标准误差为：

$$\delta(\text{ENR}) \cong |\delta(\Delta A)| + 4.34 \frac{|\delta T_s|}{T_s - T_o} + 4.34 \frac{|\delta T_o|}{T_s - T_o} \quad (22)$$

式中， T_n 、 δT_n 分别为被测噪声源的噪声温度及误差；

T_s 、 δT_s 分别为标准噪声源的噪声温度及误差；

T_o 、 δT_o 分别为测量衰减器的温度及误差。

ΔA 为测量衰减器两次读数的差值(分贝)

$\delta(\Delta A)$ 包括失配误差、通道不对称和不重复性误差，衰减器校准误差及附加辐射误差。

这类辐射计的优点是：原则上消除了接收机增益不稳定的影响，不要求测量臂和参考臂的特性一致，只要求测量臂手动开关对称性和重复性良好以及参考噪声源在测量时间内足够稳定；衰减器只要求差值校准而不要求插入衰减量的校准，故精确度高。这种方案已广泛地用作噪声功率比较，其缺点必须用微波开关式调制器和精密度衰减器，这在宽频段应用中有时会带来巨大困难。因此，改建的Dicke辐射计的变型或者改用中频开关或者改用中频精密衰减器。⁽²⁰⁾

(2) 和一差相关辐射计: (21、22)

和差相关辐射计用于射频段的噪声功率比较或低噪声功率比较。其原理图如图 6—5 所示:

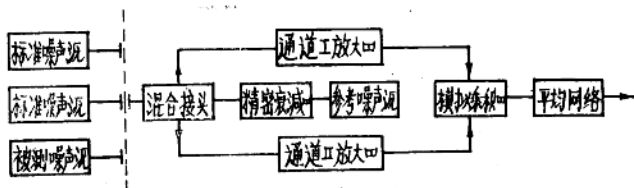


图 6—5 和差相关辐射计原理图

由混合接头 1, 3 臂输入的信号在 2, 4 臂分别为同相和反相, 经过两个通道放大之后, 其平方平均输出正比于 1, 3 臂输入信号功率差值。调节参考臂 3 的精密衰减器得到零值输出。由于必须消除辐射计内部噪声的影响, 因此进行三次平衡, 在输入臂 1 分别连接两个已知的标准噪声源和被测噪声源, 则被测噪声源的噪声温度为:

$$T_x = T_{s1} \frac{A_x}{A_{s1}} - \frac{1 - \frac{A_x}{A_{s1}}}{1 - \frac{A_{s1}}{A_{s2}}} (T_{s1} \frac{A_{s1}}{A_{s2}} - T_{s2}) \quad (23)$$

式中, T_{s1} , T_{s2} 为两个已知噪声源的噪声温度。

A_{s1} , A_{s2} 为接入两个已知噪声源时精密衰减器的读数。

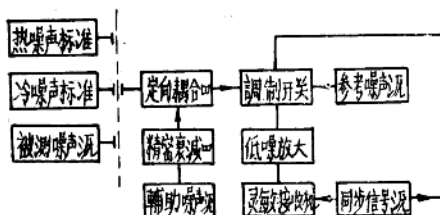
T_x 为被测噪声源的噪声温度,

A_x 为接入被测噪声源时精密衰减器读数。

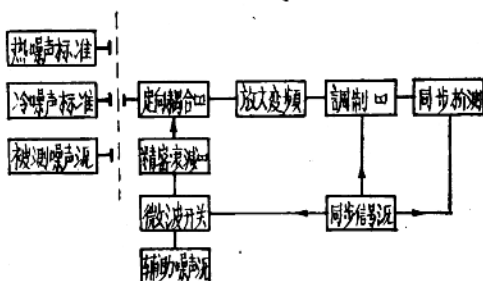
这类辐射计的优点是无须用任何开关。缺点是必须有两个特性一致的放大器, 对于微波段来说这必然要增加成本。

(3) 附加噪声源的调制式零示辐射计:

这类辐射计是把调制式零示辐射计经改进之后用于低噪声功率的比较。由于在低噪声功率比较中, 标准源及被测源的输出噪声温度一般很低, 例如液氮或液氮的沸点温度。而辐射计的微波元件通常处于环境温度, 这样衰减器必不可少地就有附加辐射。例如室温衰减量增加 0.1 分贝就要引入 6.7°K 的附加噪声温度。为了克服这个困难, 在测量臂插入定向耦合器, 把精密衰减器置于定向耦合器的辅助臂, 如果耦合系数大于 10 分贝则衰减器读数变化时其附加辐射的影响就要小得多。附加噪声辐射计的两种结构如图 6—6 所示 (24, 23)



(a) 高频调制式附加噪声辐射计



(b) 中频调制式附加噪声辐射计

图 6—6 附加噪声辐射计原理图

由于这类辐射计在检定未知噪声源的时候，必须考虑辐射计内部噪声的作用，因此，在实际操作过程中要进行三次平衡，即作两次 Y 系数测量以便消去内部噪声温度。在高频开关调制式辐射计中，接入两个标准源和未知源通过调节附加通道的精密衰减器使得测量臂的功率和参考臂（参考源例为用冰点温度噪声源）的功率在调制频率的两个半周内相等，由此得到未知源的噪声温度：

$$T_x = T_h + \frac{Y_x - 1}{Y_0 - 1} (T_h - T_c) \quad (24)$$

式中， T_h ， T_c ， T_x 分别为热噪声源，冷噪声源和未知噪声管的噪声温度。

$$Y_x = 10^{-\frac{(A_h - A_x)}{10}}, \quad Y_0 = 10^{-\frac{(A_h - A_c)}{10}}$$

A_h ， A_c ， A_x 为接入热源、冷源和未知源时精密衰减器的读数(分贝)

高频开关调制辐射计的一个缺点是要把调制器置于低温环境中以减小调制器的影响，这样就可能产生许多困难。

中频调制式辐射计的工作过程如下：接入热噪声源，附加通道衰减器读数放一合适

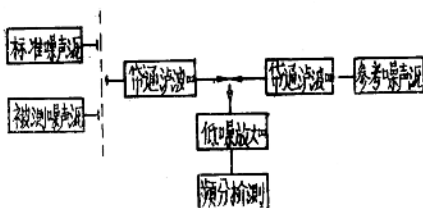
的位置, 调节中频调制器两个半周的调制深度使输出指零, 则两个半周的功率相等; 然后接入冷噪声源, 保持调制深度不变, 调节精密衰减器读数使辐射计输出恢复零位; 最后接入未知源仍由精密衰减器的调节得到零示。由此得到未知源的噪声温度:

$$T_x = Y_x T_h - \frac{(Y_x - 1)}{(Y_0 - 1)} (Y_0 T_h - Y_c) \quad (25)$$

式(25)的符号、与式(24)意义相同。

(4) 异频平衡辐射计:

用于低噪声比较的和差相关辐射计必须用两台微波放大器, 高频开关调制辐射计则必须把调制器等前端置于低温环境, 因而不便于工作。最近提出一种异频平衡辐射计⁽²⁵⁾, 只需用一台放大器, 放置在低温环境的只有一个带通滤波器和环形器。其原理图如图6—7所示。在测量臂和参考臂中分别插入中心频率不同的带通滤波器, 则进入低噪声放大器的两路输入同时被放大, 经过放大之后被一个常温开关所控制, 使得对应于两个通道的信号轮流进入同步指示器。



(a) 异频辐射计原理图

