

接收、放大設備 噪声系数的測量

А. Д. 庫茲明 著

508
1

科學出版社

接收放大設備
噪声系数的測量

A. Д. 庫茲明 著

李 幼 平 譯

張 志 誠 校

科 學 出 版 社

1960

А. Д. КУЗЬМИН

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Госэнергоиздат, 1955

內 容 簡 介

噪声系数是现代超高频接收机与宽带带放大器最重要的指标之一。本书讨论接收、放大设备噪声系数的测量方法,并给出各种类型的校准信号发生器的线路图及简单结构图。最后,还叙述了噪声系数量测的一些特殊问题。

本书适用于无线电工程师与技术人员。

接收、放大设备 噪声系数的测量

А. Д. 庫茲明 著

李 幼 平 譯

張 志 誠 校

*

科學出版社出版 (北京朝陽門大街 117 号)

北京市書刊出版業營業許可證出字第 061 号

中国科学院印刷厂印刷 新华书店总經售

*

1960 年 4 月第 一 版

1960 年 4 月第一次印刷

(京) 0001-13,000

书号: 2168 字数: 43,000

开本: 737×1092 1/27

印张: 2 4/27

定价: 0.33 元

前 言

噪声系数是表示接收、放大设备质量最重要的参量。但是，有关这个参量的量测问题，在文献中至今尚未得到详尽和系统的阐述。

本书试图有系统地、和尽可能全面地叙述有关噪声系数实际量测的一些最重要的问题。同时还引用了国内外杂志已经发表了的和本书作者所得出的一些资料。

作者谨向 С. Э. 哈依金 (Хайкин) 和 А. Е. 沙罗蒙诺维奇 (Саломонович) 二位教授致深切的谢意，因为他们审阅了本书的手稿并提供了很多宝贵的意见。

作 者

目 录

前言	i
第一章 緒論	1
第二章 被測設備輸出端功率的測量	6
I. 电子管伏特計	7
1. 被測接收机直讀式检波器	7
2. 被測接收机帶有放大器的检波器和在示波器上的观测	10
3. 測量噪声系数的专用电子管伏特計	10
II. 热敏电阻的电桥綫路	14
第三章 校准信号发生器	16
1. 总述	16
I. 正弦波信号发生器	18
2. 用电压校准的标准信号发生器	18
3. 用 CF-1 型信号发生器測量噪声系数的特点	20
4. 用功率校准的正弦波信号发生器	21
II. 噪声信号发生器	22
5. 总論	22
6. 噪声二极管	23
7. 用噪声二极管的噪声信号发生器綫路	25
8. 用噪声二极管的噪声信号发生器实用綫路及其結構	31
9. 热噪声源	35
10. 晶体管噪声发生器	36
11. 速調管噪声发生器	38
12. 气体放电噪声发生器	39
第四章 噪声系数量測的概述及其特殊問題	43
1. 概述	43
2. 具有对称輸入的设备噪声系数的量測	43
3. 对通过鏡象波道的考虑	45

4. 調頻接收机噪声系数的測量	46
5. 在設備正常工作过程中連續監察噪声系数的方法	46
参考文献	50

第一章 緒 論

极限灵敏度是接收、放大设备的重要参数之一，它决定了该设备发现微弱信号的能力。极限灵敏度的定义是：当设备的输出端获得一定的信号功率与噪声功率的比值时，输入端所必需的最小信号功率。极限灵敏度的数值，取决于接收、放大设备内部产生的噪声电平，以及外部作用于该设备的噪声电平。内部噪声包括设备内元件（电子管、迴路、电阻）的热噪声和散弹噪声。外部噪声包括：工业与天电干扰以及由于太阳、银河等无线电辐射所产生的噪声。噪声电平愈低，设备输入端能发现的信号也就愈微弱。也就是说，这个设备的极限灵敏度就愈高。

在超高频（米波及更短的波长）段里，外部噪声电平很小，因而极限灵敏度基本上是由内部噪声决定的。

整个接收、放大设备以及它的个别元件的内部噪声数值，一般用噪声系数 F 来说明。在很多著作中^[1,2,4]都给噪声系数下了定义。噪声系数是指：在实际设备的线性部分输出端的噪声功率与信号功率的比值要比理想的、无噪声的设备的这个比值要大多少倍¹⁾。

这里所指的理想无噪声的设备，它和实际设备的区别在于，前者没有寄生波道的接收，而且，除了信号源的噪声等于信号源输出电阻在标准温度 $T_0 = 290^\circ\text{K}$ 时的噪声外，设备的所有元件（电子管与迴路）都不产生噪声。

在数学上，噪声系数可用下列任一公式表示：

$$F = \frac{\left(\frac{P_u}{P_c}\right)_{\text{BLX}}}{\left(\frac{P_{u \text{ 热}}}{P_c}\right)_{\text{BLX}}} ; \quad (1)$$

1) 非线性系统当破坏概率分布的正态律后，会改变噪声的性质，因此，在非线性系统的输出端决定噪声性质时，要经过专门的分析。

$$F = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш \text{ ил}}} \right)_{\text{вслх}}}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вслх}}} ; \quad (2)$$

$$F = \left(\frac{P_{ш}}{P_{ш \text{ ил}}} \right)_{\text{вслх}} ; \quad (3)$$

$$F = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вх}}}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вслх}}} ; \quad (4)$$

在这些公式中,引用了下列符号:

P_c ——信号功率;

$P_{ш}$ ——实际设备的噪声功率;

$P_{ш \text{ ил}}$ ——理想设备的噪声功率。

脚注 *вслх* 表示在设备输出端被测定的数值;脚注 *вх* 表示在输入端被测定的数值。

任何接收、放大设备都具有有限的通频带,在这个通频带内,信号与噪声的比值并非恒定不变。因此,应该把某一个频率上的噪声系数和某一频带内的平均噪声系数的概念区别开来。

下面,我们将把频带内的平均噪声系数一律简称为噪声系数。

在知道了设备的线性部分输出端允许的信号噪声 $\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых доп}}$ 后,就很容易确定它的极限灵敏度 $P_{с \text{ вх мин}}$ 。的确,将(4)式变化后,即得:

$$P_{с \text{ вх мин}} = \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых доп}} \cdot P_{ш \text{ вх}} \cdot F.$$

考虑到信号源内阻 R_H 所产生的输入端热起伏噪声功率,在匹配的条件下达最大值,并等于:

$$P_{ш \text{ вх согл}} = \frac{U_{ш}^2}{4R_H} = \frac{4kT_0 R_H \Delta f_0}{4R_H} = kT_0 \Delta f_0,$$

于是,得出下列确定极限灵敏度的公式:

$$P_{c \text{ вх мин}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх зон}} \cdot k T_0 \Delta f_{\text{э}} \cdot F, \quad (5)$$

式中 $k = 1.38 \times 10^{-23}$ 焦耳/度——即波耳兹曼常数;

$T_0 = 290^\circ \text{K}$;

$\Delta f_{\text{э}}$ ——等效噪声通频带¹⁾;

F ——噪声系数。

从雷达作用距离的公式^[5]中, 也很明显地可以看出 F 是一个很重要的参量:

$$r_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{nep}} \cdot S_{\text{nep}} \cdot S_{\text{np}} \cdot S_{\text{эф}}}{F \cdot k T_0 \Delta f_{\text{э}}}} = a \sqrt[4]{\frac{P_{\text{nep}}}{F}}. \quad (6)$$

式中 r_{max} ——雷达的作用距离;

P_{nep} ——发射机功率;

S_{nep} ——发射天线有效面积;

S_{np} ——接收天线有效面积;

$S_{\text{эф}}$ ——目标物有效面积;

a ——比例系数。

在作用距离公式里, 噪声系数 F 和发射机功率 P_{nep} 以及收、发天线的有效面积具有同等重要的地位, 即减少 F 值相当于增加了发射机的功率。

由于人们对改善噪声系数的重视, 因此, 有必要来研究简单可靠的噪声系数测试方法。

噪声系数的测量, 是建筑在噪声系数的某一辅助定义之上的, 根据这个定义, 噪声系数指: 被测接收、放大设备的噪声功率要比一个理想无噪声的设备(它的噪声只由信号源电阻的热起伏产生)的噪声功率大几倍, 即:

$$F = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{ш ил}}}. \quad (7)$$

上式只适用于设备输出端的噪声功率之比。但是, 对输入端

1) 等效噪声通频带的定义见第三章第一节。

來說也可以是正確的，只要把接收、放大設備內所有實際的內部噪聲源用一個等效的、接在輸入端的噪聲源來代替，這個噪聲源的輸出電阻等於信號源的輸出電阻，而且，它在設備輸出端所產生的噪聲功率等於實際噪聲源所產生的功率。

用 P_{in} 和 P_{uc} 分別表示由輸入端等效噪聲源和信號源內阻的熱起伏所產生的噪聲功率，則可將(7)式改寫為：

$$F = \frac{P_{in}}{P_{uc}} \quad (8)$$

這個式子適用於任何形式的、信號源和被測設備的連接電路，當然，也適用於匹配情況，即：

$$F = \frac{P_{in} \cos \alpha}{P_{uc} \cos \alpha}, \quad (9)$$

在匹配負載上的熱噪聲功率等於：

$$P_{uc} \cos \alpha = kT_0 \Delta f_s, \quad (10)$$

所以

$$F = \frac{P_{in} \cos \alpha}{kT_0 \Delta f_s} \quad (11)$$

此式是測量接收、放大設備噪聲系數的起始依據。

等效噪聲功率 P_{in} ，是通過比較設備內部噪聲在輸出端所產生的效應和輸入端加上了校準信號後輸出端所產生的效應而確定的。

最簡單而且方便的方法，是功率倍增法。用此法量測噪聲系數時，在被測設備的輸入端加上一個信號功率 P_c ，調節該功率的數值，使設備輸出端產生的功率比只有內部噪聲時大一倍。顯然，這時的校準信號功率恰等於內部噪聲功率，即：

$$P_c = P_{in}. \quad (12)$$

於是，噪聲系數的基本公式在這時改為

$$F = \frac{P_c \cos \alpha}{kT_0 \Delta f_s} \quad (13)$$

輸出端的功率不一定要增加一倍。在一般情況下，輸出功率

可增至任意倍数。这时,等效的内部噪声功率可按下列公式计算:

$$P_{in} = \frac{P_c}{M-1}, \quad (14)$$

式中 M —— 加上校准信号后,输出功率为原有噪声功率的倍数*。

一般情况下,噪声系数由下式决定:

$$F = \frac{P_{c\text{校正}}}{kT_0\Delta f_s(M-1)}. \quad (15)$$

在可能条件下, M 的数值不宜选得太小,因为这会降低读数的精确度;但也不能选得太大,因为会超过振幅特性的线性范围。一般说,若用 $M=2$, 可以同时满足上述要求,也简化了计算公式。

某些类型的信号发生器(例如,气体放电管及加热负载等),通常用相对噪声温度的单位 γ 来校准。 γ 指:发生器在匹配情况下的功率,要比当标准温度 $T_0 = 290^\circ\text{K}$ 时匹配电阻产生的噪声功率大多少倍。

当信号发生器用相对噪声温度的单位校准时,它的噪声系数可用下列简单的式子求得:

$$F = \frac{\gamma - 1}{M - 1}. \quad (16)$$

从确定噪声系数的起始公式(13), (15), (16)的探讨中,可以得出下面的结论,即噪声系数量测的任务可归结为以下二个局部任务:

- 1) 被测设备输出端功率的测量;
- 2) 校准信号发生器的功率或噪声温度的确定。

本书中所叙述的原理和方法,不仅适用于噪声系数的测量,而且还适用于接收、放大设备中其他噪声的测量,如电子管、半导体、宇宙无线电等噪声的测量。

* 例如,在功率倍增法中, $M=2$ —— 译者注。

第二章 被測設備輸出端功率的測量

在測量噪声系数时,必須确定輸入端在加入校准信号后,被測設備的輸出功率要比只有內部噪声引起的輸出功率大几倍.因而,問題可局限于相对功率的測量.

功率應該在被測設備綫性部分的輸出端上進行比較,即通常是在中頻放大器的輸出端上進行比較.通常采用电子管伏特計或热敏电阻电桥綫路来相对測量中頻放大器的輸出功率.

應該指出,在量測輸出功率时,所遇到的与被測量的噪声(起伏)特性有关的一些特点,这些特点是:

1. 被測設備輸出端的噪声功率,是在其平均值附近杂乱无章地随時間而变化的,而这个平均值才是我們所要量測的噪声功率.所以,一般說来,某一瞬間內所察得的噪声功率可以是任意的数值.为了获知噪声功率的真实值,就必須在无限大的時間內进行測量,并取它的平均值作为結果.为此目的,就必須采用具有无限大時間常数的仪表.

实际上,量測仪表的時常数是有限的.因此,可以觉察到輸出端仪表的指針将在被測值的均方值附近作統計的摆动.这种摆动限制了噪声功率量測的精密度.可以証明^[7],在均方值附近摆动的平均幅度反比于被測設備通頻帶寬度和測量仪表時常数乘积的平方根.

当被測設備具有窄的通頻帶时,在实际量測中可观察到輸出仪表的讀数在其平均值上下波动.在这种情况下,應該增加輸出仪表的時常数.

2. 噪声信号发生器或正弦波信号发生器都可以作为校准信号发生器.

当采用噪声信号发生器时,它的信号与被測試的噪声具有相

同的(噪声的)性質。因此,可以在輸出端采用任何測量噪声均方值、平均值或峯值的仪表。但是,必須指出:

a) 因为噪声的峯值要比它的均方值大得多,因此指示均方值的仪表往往会在滿刻度处出現过载現象。

б) 用峯值电表更易产生誤差,因为,噪声在通过被測設備时,它的峯值有可能被切除。

在采用正弦波发生器的情况下,應該考虑到信号与噪声的性質是不同的。为了对噪声与信号有相同的反应,應該采用測量均方值用的仪表。

測試設備的选择决定于被試設備的綫路和对量測精确度的要求。

I. 电子管伏特計

恆定負載上的功率正比于負載兩端的电压平方。这样,就可以用对电压平方比值的測量来代替功率比值的測量。

必須在設備綫性部分(即中頻放大器)的輸出端上进行电压和功率的測量。

可以用被測接收机的检波器或者專門用来測量的电压表来作为电压表。

1. 被測接收机直讀式检波器

若不要求太高的測量精确度,在調整与測試接收、放大設備时,可以建議用被測接收机的检波器来作为測量輸出功率的仪表,此时,綫路无須进行改装。

加上校准信号后,輸出功率比仅有内部噪声时的功率所增加的数值,通常用一微安表来指示,該表与检波器的負載串联,是用来量測检波电流的。

检波器检波后的电流与加于检波器輸入端的信号功率有关。这个关系具有下列的形式:

a) 平方律检波器时

$$I_0 = bP_w \left(1 + \frac{P_c}{P_w} \right), \quad (17)$$

式中 I_0 ——检波器的检波电流;
 P_c ——检波器输入端的信号功率;
 P_w ——检波器输入端的内部噪声功率;
 b ——常数.

6) 綫性检波器时

$$I_0 = Ae^{-\frac{\alpha^2}{2}} \left[(1 + \alpha^2) I_0 \left(\frac{\alpha^2}{2} \right) + \alpha^2 I_1 \left(\frac{\alpha^2}{2} \right) \right], \quad (18)$$

$$\alpha = \frac{U_c}{U_w}.$$

式中 A ——常数;
 U_c ——检波器输入端的信号电压;
 U_w ——检波器输入端的内部噪声电压;
 I ——虚自变数的貝塞尔函数.

上述关系如图 1 所示.

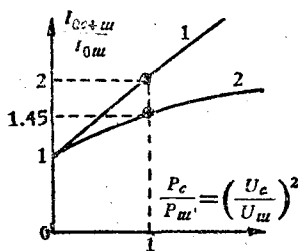


图 1 检波电流 I_0 与信号功率的关系.

1——平方律检波器;
 2——綫性检波器.

由图得知:平方律检波器时,若功率增加一倍,则检波电流也增加一倍;而綫性检波时,功率增加一倍,检波电流增加 1.45 倍.

为了确定检波器特性的实际形状,应该测出加于检波器的功率(或电压的平方)与检波电流的关系曲线.为此,必须先将接收机的放大

量减少,使得测量检波电流仪表的指针不会由于内部噪声的作用而有所偏移.然后,把校准信号加在被测设备的输入端,建立检波器检波电流和输入功率的关系曲线.(当采用电压刻度的信号发生器作为校准信号源时,建立检波电流与输入电压平方的关系.)曲线的起始部分,相当于检波特性的平

方律部分。可以不必把全部特性曲綫都画出来，而只在两点上測量检波电流：一点是相应于内部噪声功率处，另一点是比内部噪声功率增加一定倍数的地方。但是，在此以后的所有測量都应该調整出同样数值的电流。

在不可能用实验方法确定检波器特性曲綫的情况下，可以按检波器上电压的数值来确定这个特性曲綫的形状。二极管检波器在輸入电压 $U_{\text{max}} \leq 0.25$ 伏时，一般可以认为是平方律检波；而 $U_{\text{max}} > 1$ 伏时，可以认为是綫性检波。检波器輸入端电压 U_{max} 的数值，可以由检波器負載上检波后的电压数值 U_0 来确定：

$$U_{\text{max}} = \frac{U_0}{k_d}, \quad (19)$$

式中 k_d ——检波器的传输系数。

用检波电流 I_0 与負載电阻 R_n ¹⁾ 来计算检波电压 U_0 ：

$$U_0 = I_0 \cdot R_n,$$

从上式得：

$$U_{\text{max}} = \frac{I_0 \cdot R_n}{k_d}. \quad (20)$$

为了近似估計 U_{max} 的数值，可以取检波器的传输系数 $k_d = 0.8$ 。

在粗略測量时，一般可以不知道检波器特性曲綫的形状，而当检波器輸出电流增至 1.7 倍时，认为輸出功率增加一倍。在这种情况下，由于功率倍增指示的錯誤，噪声系数量測的誤差可达 50%。

可見，在測量噪声系数时，采用被测接收机检波器来指示輸输出功率的基本缺点是：量測結果与检波器特性的形状有关，不正确的輸出端倍增功率讀数会影响噪声系数的量測誤差。

沒有信号时，检波器一般仍具有起始电流。这一起始电流是可以被补偿的。只要用一单独的电源产生一个与起始电流数量相等方向相反的电流，通过微安表就可以了。若不补偿，則必須将电

1) 負載电阻应该包括微安表的內阻。

表所測得的檢波後電流都減去一個等於起始電流的數值。

2. 被測接收機帶有放大器的檢波器和在示波器上的觀測

前面，我們已經討論了在檢波器的負載上（通過檢波電流）直接量測檢波器的輸出效應的情況。也可以將被比較的信號經過視頻放大後，在示波器上進行信號功率與噪聲功率的比較^[13,14]。

在文獻[10,11]中，指出了利用雷達站輸出端常有的電子射線指示器，來測量雷達接收機噪聲系數的可能性。用此法測量時，將矩形脈沖調制校準信號，並在示波器的屏幕上觀察，確定無信號時的噪聲電平與有脈沖校正信號時的噪聲電平之間的關係。

示波器比較法的主要缺點是，它的精確度很差。這是“噪聲電平”很難正確確定之故。因為，噪聲電平的確定和示波器電子射線的聚焦與亮度，觀察員的主觀特點及其他許多因素有關。因此，上述方法只能用來約略估計噪聲系數的數值。

3. 測量噪聲系數的專用電子管伏特計

如前所述，在測量噪聲系數時，用被測接收機的檢波器來測量輸出功率，由於它不能正確確定功率增加的情況，所以具有很大的誤差。為了克服這一缺點，應該採用特性已知的檢波器。而且，若用平方律特性的檢波器將有更多的方便，因為它的檢波電流與輸入端電壓的平方成正比。這樣，就使被測功率比值的確定得以簡化。此外，平方律檢波器對噪聲與正弦波信號的檢波規律是相同的，這將使採用正弦波信號發生器進行量測時感到方便。

下面舉出二種電子管平方律檢波器的線路。

a) 二極管平方律檢波器

一般的二極管平方律檢波器（尤其是燈絲用交流供電時）都具有較大的起始電流。由於這個原因使我們未能利用具有平方律規律的二極管特性曲線的起始部分。因此，要獲得平方律的檢波特性，就必須補償二極管的起始電流。將與起始電流方向相反的电

流流经负载和电表,就可以实现这个补偿。为了获得完全的补偿,反向电流的数值应该等于二极管的起始电流。

专用的干电池可以作为反向电流的来源。但是,在这种情况下,当二极管灯丝电压变化时,起始电流也随其变化,从而破坏了补偿作用。图2所示的双二极管电路没有上述缺陷。在这个电路里,一个二极管的起始电流被另一管的起始电流抵消了。

两个二极管是这样连接的,它们的电流在负载与量测仪表中方向相反。当灯丝电压变化时,起始电流的变化相同,因而补偿并没有被破坏。只不过是应该选用二半特性完全相同的双二极管。

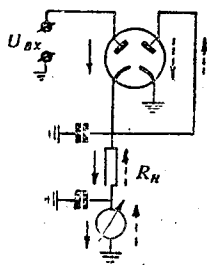


图2 具有起始电流补偿的二极管平方律检波器线路。

为了确定检波器的平方律特性范围,应该用前面说过的方法测出检波器的特性曲线。

6) 屏极平方律检波器

屏极平方律检波器的简化后的线路图如图3所示。

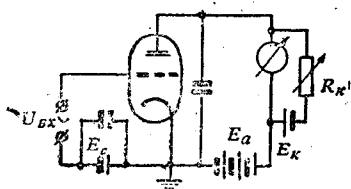


图3 具有补偿电路的屏极平方律检波器简图。

检波器的屏极电流包括直流分量 I_0 (工作点的静态电流), 输入信号引起的直流分量增量 ΔI 以及高频分量。

当检波器的输入端没有信号(检波器的输入端短接)时, 屏极电流直流分量 I_0 通常被补偿掉, 即使得输出仪表的读数指向零。

最简单的补偿线路, 是由通过可变电阻 R_k 与电表相连接的电池 E_k 构成(见图3)。