

# 一种新的噪声系数测量方法

王 瑛,朱祥维,王飞雪

(国防科技大学电子科学与工程学院卫星导航定位研发中心,湖南长沙 410073)

**摘 要:** 测量含有自动增益控制(AGC)电路的射频模块噪声系数时,使用 Y 因子法将改变模块的功率增益,进而无法测定.本文提出了一种新的噪声系数测量方法.该方法在信噪比较小的条件下用误码率推算前端的载噪比,避免了用仪器标定载噪比受信道滤波器通带平坦性影响较大的问题;测量过程中,AGC 输入端信号和噪声的总功率几乎不变,能够保证 AGC 功率增益不变,从而可准确测量含有 AGC 电路的射频模块噪声系数.通过理论推导和数值模拟分析了随机误差、系统误差、实验温度以及测量次数对噪声系数估计的影响,验证了方法的有效性.本文成果已用于我国“北斗一号”卫星导航定位用户机的射频模块测量.

**关键词:** 噪声系数;自动增益控制;载噪比;误码率

**中图分类号:** TN911.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)06-1132-04

## A New Method of Noise Figure Measurement

WANG Ying, ZHU Xiang-wei, WANG Fei-xue

(Satellite Navigation and Positioning R&D Center, School of Electronic Science and Engineering,  
National Univ. of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** Y-factor method cannot measure the noise figure of RF module with Automatic Gain Control (AGC) because it will change the power gain of the module. A new method of noise figure measurement is presented. The method has two important features: estimation of Carrier-to-Noise Ratio (CNR) in front-end with the knowledge of error rate, thus the effect due to the inconstant amplitude versus frequency characteristic over the measurement bandwidth can be avoided; almost constant total power of signal and noise at input of AGC and constant gain of AGC during the measurement, hence the noise figure of RF module with AGC circuit can be measured accurately. The effects of random error, system error, ambient temperature and measurement times on the estimation of noise figure are analyzed by theoretical derivation and numerical simulation, and the results prove the validity of the method. The research result has been applied to the satellite navigation and positioning System.

**Key words:** noise figure; automatic gain control; carrier-to-noise ratio; error rate

## 1 引言

噪声系数  $F$  是反映射频模块内部噪声的重要指标,它通常被定义为网络的输入信噪比  $S_i/N_i$  与输出信噪比  $S_o/N_o$  的比值<sup>[1-3]</sup>

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (1)$$

假设网络的功率增益为  $G$ , 内部噪声功率为  $N_a$ , 那么式(1)可以化为<sup>[2]</sup>

$$F = \frac{N_a + GN_i}{GN_i} \quad (2)$$

式(2)表明,噪声系数  $F$  是功率增益  $G$  的函数,测量时应保证功率增益不变.

含有自动增益控制(AGC)电路的接收机中,即使 AGC 输入端信号和噪声的总功率存在微小的变化,AGC 的功率增益一般是不变的.然而,噪声系数的测量过程中,信号功率和噪声功率都处于人为控制之下,一旦变化超过一定范围,AGC

的功率增益将会改变,此时噪声系数将无法准确测定.

测量噪声系数的经典方法是 Y 因子法<sup>[2]</sup> (Y-factor Method).当待测模块含有 AGC 电路时,使用 Y 因子法是不合适的<sup>[2]</sup>,具体原因如下:

① 信噪比较大时,为了保证 AGC 的功率增益不变,信号功率只能有微小的变化.而 Y 因子法要求两次测量时信号功率明显不同,因而无法实现.

② 信噪比较小时, Y 因子法的 Y 值接近于 1,不利于精确测定<sup>[2]</sup>.

可见, Y 因子法只能测量不含 AGC 的模块的噪声系数.因此,以往测量接收机的射频模块噪声系数时,通常需要将 AGC 旁路,甚至将射频模块拆解,只测 AGC 之前部分的噪声系数.这些方法不能测量射频模块的整体的噪声系数,而且操作不够方便.

收稿日期:2004-07-26;修回日期:2004-12-24

基金项目:国防预研项目(No. 106010304);湖南省杰出青年科学基金(No. 04JJ Y1011)

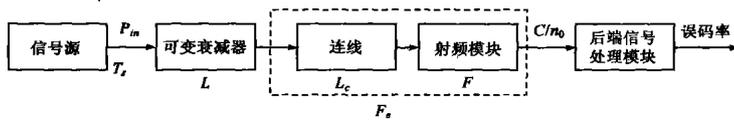


图 1 噪声系数测量原理图

为了解决经典方法存在的困难,本文提出了一种新的射频模块噪声系数测量方法.该方法在信噪比较小的条件下用误码率推算前端载噪比,且测量时保证 AGC 功率增益不变,从而可准确测量含有 AGC 电路的射频模块噪声系数.论文将首先介绍该方法的测量原理,然后通过理论推导和数值模拟分析测量误差,最后总结全文.

## 2 噪声系数测量原理

### 2.1 测量模型

图 1 给出了噪声系数测量模型,包含信号源、可变衰减器、连线、待测射频模块、后端信号处理模块等基本模块.信号源采用射频信号发生器,可模拟天线接收信号,信号功率  $P_{in}$  可读取,但内部噪声温度  $T_s$  未知.可变衰减器的精度较高并且可事先用矢量网络分析仪标定,数据处理时可当作准确值,改变衰减  $L$  可获得多组数据.连线连接可变衰减器和射频模块,也会衰减信号.射频模块为待测模块,其输出端载噪比  $C/n_0$  可根据后接的信号处理电路的误码率来推算<sup>[4]</sup>.在测得信号功率  $P_{in}$  和射频模块输出端载噪比  $C/n_0$  后,可以利用测量方程解算出射频模块的噪声系数  $F$  和射频信号发生器的噪声温度  $T_s$ .

下面,重点分析射频模块输出端载噪比测量中的问题.

⑧ 应该根据信号处理的误码率来推算前端的载噪比.这是因为,如果用频谱分析仪标定载波功率和噪声功率谱来计算载噪比,那么由于信道滤波器通带不是平坦的,仪器测得的噪声功率谱将不是一个常数,甚至可能在通带内有较大变化,从而无法准确标定载噪比.

⑨ 如果通信系统采用了纠错编码,误码率统计应当在译码之前进行.原因有二:译码后的误码率与前端载噪比的关系难以解析表达,而且译码器具体实现的不同将引入额外的误差;译码后误码率降低,其统计较为困难而且统计误差偏大.

⑩ 根据误码率推算载噪比还需注意以下基本条件:信噪比不能很大或很小,否则相应的误码率会过高或过低,其统计较为困难且误差较大;测量时应避免各种干扰信号,保证噪声为热噪声,方便载噪比的推算.

为了数据处理方便,可以将连线和射频模块等效为一个模块,级联噪声系数为<sup>[3]</sup>

$$F_e = F_c + (F - 1)L_c \quad (3)$$

其中,  $F$  为待测射频模块噪声系数,  $L_c (L_c > 1)$  为连线的衰减,  $F_c$  为连线的噪声系数,其值等于  $L_c$ <sup>[3]</sup>.所以,可以先用矢量网络分析仪精确标定  $L_c$ ,然后在本实验中测量  $F_e$ ,从而计算出射频模块噪声系数

$$F = F_e / L_c \quad (4)$$

### 2.2 测量方程

当把各个模块内部的噪声温度等效到信号源输出端后,各模块就是理想的,载噪比  $C/n_0$  在链路各点是相等的<sup>[3]</sup>,所以射频模块输出端的载噪比等于信号源输出端的载噪比

$$C/n_0 = P_{in} / kT \quad (5)$$

其中,  $C/n_0$  为射频模块输出端的载噪比,  $P_{in}$  为信号源输出功率,  $k$  为波尔兹曼常数,  $T$  为信号源输出端的噪声温度.根据级联噪声系数的计算方法和噪声温度与噪声系数的关系<sup>[3]</sup>,信号源输出端的噪声温度为

$$T = T_s + (FL - 1)T_0 \quad (6)$$

其中,  $T_0$  为实验环境温度.将式(6)代入式(5)可得

$$\frac{P_{in}}{kC/n_0} = T_s - T_0 + FLT_0 \quad (7)$$

将测量量  $L$  及常量  $T_0$  等效为一个测量量  $x$ ,将三个测量量  $P_{in}$ 、 $C/n_0$  及常量  $k$  等效为一个测量量  $y$ .记

$$x = LT_0, \quad y = P_{in} / kC/n_0 \quad (8)$$

最终的测量方程为  $y = T_s - T_0 + Fx$  (9)

### 2.3 测量条件

由于射频模块中含有 AGC 电路,为了保证 AGC 的功率增益不变,在信噪比较小的条件下,噪声功率应当只有微小的变化.噪声系数测量的过程中,噪声功率会随着可变衰减器的衰减  $L$  变化.然而,如果能适当地选择  $L$  的取值范围,那么噪声功率变化将很小.

假设 AGC 之前射频模块的功率增益为  $G$ ,噪声系数为  $F_e$ .AGC 之后(含 AGC)的噪声温度为  $T_{AGC}$ ,那么 AGC 输入端的噪声温度为

$$T_{in} = \left[ \frac{T_s - T_0}{L} + F_e T_0 \right] G + T_{AGC} \quad (10)$$

上式表明,只要可变衰减器的衰减  $L$  足够大,就能使 AGC 输入端的噪声功率随着  $L$  的变化很小,从而保证 AGC 的功率增益不变.事实上,如果  $[F_e]_{dB} = 1.5dB, T_0 = 290K, |T_s - T_0| < 100K$ ,那么只要可变衰减器的衰减  $L$  总是大于 20dB,就能保证 AGC 输入端的噪声功率的变化小于 0.01dB.

另外,测量过程中还应当保证 AGC 输入端的信号功率  $P_{in}G/L$  的变化是适中的,既没有大到导致 AGC 的功率增益改变,也没有小到使得误码率不变.所以,应该根据可变衰减器的衰减  $L$  的改变相应调整信号源的输出功率  $P_{in}$ .

## 3 噪声系数测量误差分析

测量方程式(9)中,测量量  $x$  可事先精确标定,测量量  $y$  的测量误差包括系统误差和随机误差,记其测量值为  $y_m$ ,有

$$[y_m]_{dB} = [y]_{dB} + [y_{sys}]_{dB} + [y_{rand}]_{dB} \quad (11)$$

其中,  $y$  为精确值,  $y_{sys}$  为系统误差,  $y_{rand}$  为随机误差.

实际工作中,在要求不高的情况下,往往只做单次测量而取得测量结果;要求较高时,则采取多次测量以提高精度.下面,通过理论推导和数值模拟分析单次测量和多次测量时噪声系数测量的误差.

### 3.1 单次测量

单次测量中,可获得一组测量数据  $x$  和  $y$ .由于信号源噪

声温度  $T_s$  的范围大致确定<sup>[5]</sup>,可假定为一个测量量,记其测量值为  $T_{sm}$ ,利用测量方程式(9),可得射频模块噪声系数  $F_e$  为

$$F_e = \frac{y - T_s + T_0}{x} \quad (12)$$

记射频模块噪声系数的测量值为  $F_{em}$ ,根据误差分析理论<sup>[6,7]</sup>,当  $y_m$ 、 $T_{sm}$  的相对误差分别为  $\gamma_m$ 、 $\gamma_{Tsm}$  时,  $F_{em}$  的相对误差为

$$F_{em} = \frac{y y_m - T_s T_{sm}}{y - T_s + T_0} \quad (13)$$

把式(9)代入式(13),得

$$F_{em} = y_m + \frac{(T_s - T_0) y_m - T_s T_{sm}}{F_e x} \quad (14)$$

上式中第一项与  $x$  无关,而第二项的影响随着  $x$  的增大而减小.所以,单次测量时最好取较大的  $x$ ,即可变衰减器的衰减  $L$  应该较大.这时,

$$F_{em} \approx y_m \quad (15)$$

另外,测量值一般按 dB 值读数,噪声系数估计误差(用 dB 值表示)与相对误差的关系是

$$[F_{em}]_{dB} - [F_e]_{dB} = [F_{em}/F_e]_{dB} = [1 + \gamma_m]_{dB} \quad (16)$$

根据式(15)和式(16)可知,可变衰减器的衰减  $L$  较大时,噪声系数  $F_e$  的估计误差约等于  $[y]_{dB}$  的测量误差.

### 3.2 多次测量

多次测量中,可获得多组测量数据  $x$  和  $y$ ,通常采用回归模型解测量方程<sup>[8]</sup>.但是根据 2.3 的讨论,测量中可变衰减器的衰减  $L$  应该比较大,那么  $T_s$  相对较小,此时通过回归模型求解  $T_s$  和  $F_e$  将难以收敛.为此,下面将采用通过近似简化测量方程的数据处理方法.

测量方程式(9)可以表示成

$$y = \left( \frac{T_s - T_0}{x} + F_e \right) x \quad (17)$$

当可变衰减器的衰减  $L$  较大时,可得近似的测量方程(取 dB 值)

$$[F_e]_{dB} = [y]_{dB} - [x]_{dB} \quad (18)$$

假设做了  $N$  次测量,那么噪声系数的测量值  $F_{em}$  为

$$[F_{em}]_{dB} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [y_i]_{dB} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x_i]_{dB} \quad (19)$$

式中,  $[x_i]_{dB}$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) 可以事先精确标定,  $[y_i]_{dB}$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) 相互独立,服从同一分布.根据独立同分布的中心极限定理<sup>[9]</sup>,  $[F_{em}]_{dB}$  趋于正态分布,且  $[F_{em}]_{dB}$  的方差与  $[y_i]_{dB}$  的方差的关系为

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [F_{em}]_{dB}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [y_i]_{dB}^2 \quad (20)$$

考虑近似测量方程引入的偏差  $[app]_{dB}$  以及  $[y_i]_{dB}$  测量的系统误差和随机误差,根据近似的测量方程式(18),总的准确度为<sup>[6]</sup>

$$[total]_{dB} = [app]_{dB} + [sys]_{dB} \pm K \frac{1}{\sqrt{N}} [y_i]_{dB} \quad (21)$$

其中置信因子  $K$  一般取为 3,以保证置信概率为 99.7%.

### 3.3 数值模拟

单次测量估计噪声系数时,待测模块的噪声系数  $F_e$  为 1.6dB,实验环境温度为 290K,实验中测量量

$[y]_{dB}$  的测量误差为 1dB,信号源噪声温度假定为 290K<sup>[5]</sup>.信号源噪声温度相对误差  $\gamma_s$  不同时,噪声系数  $F_e$  的估计误差(用 dB 值表示)随可变衰减器的衰减  $L$  变化的规律如图 2(a)所示.从图中可以发现,如果取可变衰减器的衰减  $L$  大于或等于 20dB,那么就不必考虑信号源噪声温度相对误差  $\gamma_s$  的影响.这时,噪声系数  $F_e$  的估计误差为 1dB 左右,约等于  $[y]_{dB}$  的测量误差,与前面 3.1 的理论推导一致.

对于多次测量估计噪声系数,下面分析随机误差分布类型和大小、系统误差、随机误差和系统误差的综合、实验温度以及测量次数等方面对噪声系数估计的影响.数值模拟时,可变衰减器衰减  $[L]_{dB}$  取 20~40dB,1dB 步进,具体结果如图 2(b)-(f)所示.

(1)图 2(b)给出了  $[y]_{dB}$  测量的随机误差  $[l]_{dB}$  服从不同分布时,噪声系数的估计误差限与随机误差限的关系曲线.数值模拟时假设  $[y]_{dB}$  的随机误差服从均匀分布和正态分布,且两种分布的方差相等.可以看到,无论  $[y]_{dB}$  的随机误差服从正态分布还是均匀分布,噪声系数的估计误差限都接近,说明近似的测量方程对随机误差的分布类型不敏感,在后面模拟中随机误差都被假定为均匀分布.从理论上分析,这是由独立同分布的中心极限定理决定的.同时,  $[y]_{dB}$  的随机误差限最好小于 0.2dB,这样就能保证  $[F_e]_{dB}$  的估计误差限小于 0.1dB.数值模拟时考虑了近似测量方程引入的偏差  $[app]_{dB}$ ,只是该偏差很小,可以忽略.

(2)图 2(c)给出了无随机误差时噪声系数的估计误差与系统误差  $[sys]_{dB}$  的关系曲线.从图可以看出,无随机误差时,系统误差的限值应该小于 0.1dB,才能保证  $[F_e]_{dB}$  的估计误差限小于 0.1dB.所以,应该通过校准尽量消除  $[y]_{dB}$  测量的系统误差.

(3)图 2(d)给出了随机误差存在时噪声系数的估计误差与系统误差的关系曲线.可以看到,随机误差限为 0.1dB 时,系统误差的限值应该小于 0.05dB,能保证  $[F_e]_{dB}$  的估计误差

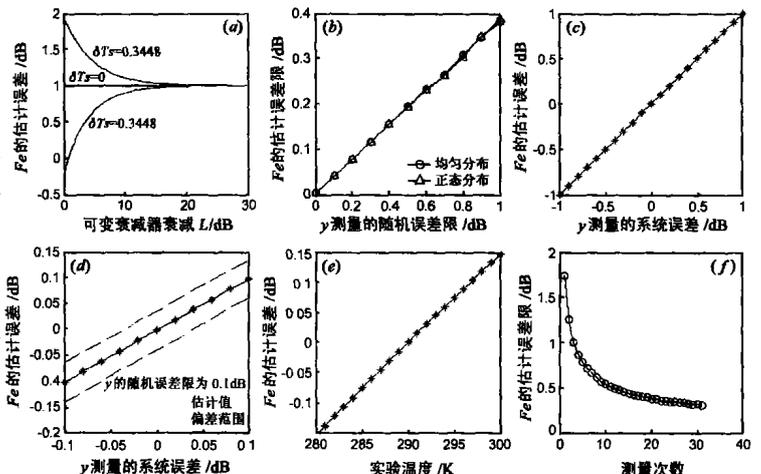


图 2 (a)为单次测量时噪声系数的估计误差随可变衰减器衰减的变化规律, (b)-(f)为多次测量的数值结果,其中:(b)随机误差服从不同分布时噪声系数估计误差限随测量随机误差限的变化规律;(c)噪声系数估计误差随系统误差的变化规律;(d)随机误差存在时系统误差对噪声系数估计的影响;(e)实验环境温度对噪声系数估计的影响;(f)噪声系数估计误差限随测量次数的变化规律

限小于 0.1dB. 结合(1)、(2)可知,系统误差和随机误差对估计的影响是可以各自独立考虑的.

(4)图 2(e)给出了噪声系数的估计误差与实验环境温度  $T_0$  的关系曲线,假设不测量环境温度,直接设定  $T_0 = 290\text{K}$  (不考虑  $[y]_{\text{dB}}$  测量的系统误差和随机误差). 可以看出,噪声系数测量时必须测量和控制环境温度,否则仅实验环境温度的影响就将与测量系统误差和随机误差造成的影响相当;同时还可看出,在测量过程中温度的微小变化(如  $\pm 1\text{K}$ )对估计影响不大.

(5)图 2(f)给出了噪声系数的估计误差与测量次数的关系曲线. 从图可以看出,测量次数越多,噪声系数的估计误差限越小.

实际测量中,仪器(如射频信号发生器)校准后,测量的系统误差可以忽略;信号源输出功率  $[P_{\text{in}}]_{\text{dB}}$  的随机误差限为  $0.1\text{dB}^{[10]}$ ;统计的符号数越多,误码率测量的随机误差越小<sup>[11]</sup>,可以保证用误码率推算的前端载噪比  $[C/n_0]_{\text{dB}}$  的随机误差限为  $0.1\text{dB}$ . 因此,  $[y]_{\text{dB}}$  测量的随机误差限为  $0.2\text{dB}$ ,保证射频模块噪声系数  $[F_e]_{\text{dB}}$  的估计误差限为  $0.1\text{dB}$ .

#### 4 结论

噪声系数是反映射频模块内部噪声的重要指标. 采用经典方法(如 Y 因子法)测量噪声系数时,射频模块不能含有 AGC 电路,否则将改变模块功率增益,进而无法测定.

本文提出了一种测量含有 AGC 电路的射频模块噪声系数的方法. 该方法在信噪比较小的条件下用误码率推算前端载噪比,避免了用仪器标定载噪比受信道滤波器通带平坦性影响较大的问题;测量过程中,保持 AGC 输入端信号和噪声的总功率基本不变,以满足 AGC 功率增益不变的要求,从而可准确测量含有 AGC 电路的射频模块噪声系数. 通过理论推导和数值模拟分析了随机误差、系统误差、实验温度以及测量次数对噪声系数估计的影响,验证了该方法的有效性.

本文成果已用于我国“北斗一号”卫星导航定位用户机的射频模块测量.

#### 参考文献:

- [ 1 ] CHANG K. RF and Microwave Wireless Systems[M]. New York:John Wiley & Sons,2000. 154 - 155.
- [ 2 ] Agilent Technologies. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements [ EB/OL ]. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf>,2004-03-23/2004-12-31.
- [ 3 ] 吕海寰,蔡剑铭,甘仲民,陈九治,王明忠. 卫星通信系统[M]. 北京:人民邮电出版社,1993. 19 - 89.
- [ 4 ] PROAKIS J G. Digital Communications(4<sup>th</sup> edition) [M]. Boston:McGraw-Hill,2001. 231 - 319.
- [ 5 ] PARKINSON B W, SPILKER JR J J. Global Positioning System: Theory and Applications[M]. Washington,DC:American Institute of Aeronautics and Astronautics,1996. 343 - 344.
- [ 6 ] 沙定国. 实用误差理论和数据处理[M]. 北京:北京理工大学出版社,1993.
- [ 7 ] 齐治昌. 数值分析及其应用[M]. 长沙:国防科技大学出版社,1998. 1 - 9.
- [ 8 ] KUNTER M H, NACHTSHEIM C J, NETER J. Applied Linear Regression Models(4<sup>th</sup> edition) [M]. Boston:McGraw-Hill/Irwin,2004. 510 - 537.
- [ 9 ] 盛骤,谢式千,潘承毅. 概率论与数理统计[M]. 北京:高等教育出版社,1989. 134 - 138.
- [ 10 ] Agilent Technologies. ESGA/ AP and ESGD/ DP RF Signal Generators [ EB/OL ]. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-3096E.pdf>,2004-12-20/2004-12-31.
- [ 11 ] 李仲令,曹世文,葛造坤. 现代通信系统仿真及应用[M]. 成都:电子科技大学出版社,1998. 241 - 247.

#### 作者简介:



王 瑛 男,1981 年 11 月出生于湖北省武汉市,国防科技大学电子科学与工程学院硕士研究生,目前从事导航通信、卫星定位系统抗干扰领域的研究工作. Email:duvin103time@hotmail.com



朱祥维 男,1980 年 2 月出生于山东省日照市,现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生,主要研究方向为卫星导航定位系统、扩频通信中的伪码快速捕获技术等.