



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Praxisprojekt: Rauschfaktormessung mit älteren Spektrum-Analysatoren

Teil 1

Theorie und Praxis der Rauschfaktormessung unter Verwendung älterer Messgeräte - das WIE und WARUM wird nachfolgend ausführlich erläutert.

1. Allgemeines

Wer sich mit der Entwicklung von rauscharmen HF-Verstärkern beschäftigt, ist auf die Kontrolle des zu erwartenden Rauschens seines Projektes angewiesen. Jedes moderne Mikrowellen-CAD-Programm besitzt heute die Funktion der Rausch-Simulation, aber man will ja schließlich auch das praktische Ergebnis testen.

Natürlich gibt es dafür wunderbare Messgeräte, nur setzt der Anschaffungspreis beim Hobbyeinsatz sehr schnell eine Grenze. Da erinnert man sich an Buchkapitel oder Anwendungsbeispiele aus dem Internet, in denen etwas vom Einsatz eines Spektrum-Analysators für diesen Zweck geschrieben steht. Das Problem ist nur: Reicht der zwar vorhan-

dene, aber schon betagte hp140 mit hp8555-Einschub überhaupt für diesen Zweck aus? Was fehlt für diese Messaufgabe, was muss noch dazu entwickelt werden? Wie geht man überhaupt bei solchen Messungen vor und welcher theoretische Hintergrund ist dabei erforderlich? Nicht nur, um zu wissen, was man tut, sondern auch, warum es so gemacht werden muss. Dieser Artikel soll Antworten auf diese Fragen geben und die praktische Durchführung zeigen.

2. Ein kleiner Gang durch das Phänomen "Rauschen"

2.1. „Rauschen“ - woher kommt das?

Das lässt sich schnell und präzise beantworten: in jedem elektrischen Widerstand bewegen sich Elektronen, wenn Strom fließt. Sobald aber Wärme mit im Spiel ist (...und das ist automatisch oberhalb des absoluten Nullpunktes der Fall...), entwickeln diese Teil-



chen ein zusätzliches Eigenleben. Sie werden immer unruhiger und nehmen nicht mehr den geraden Weg von Minus nach Plus. Sie stoßen zusammen, prallen zurück, werden nach vorne geschleudert oder weichen zur Seite aus... Der Strom schwankt also durch den Wärme-Einfluss dauernd und völlig unregelmäßig um kleinere und größere, aber winzige Beträge. Dieser Effekt trägt den Namen „Thermal Noise“ (= Thermisches Rauschen). Selbst wenn gar keine äußere Spannung angelegt ist, merkt man diese Eigenbewegungen der Ladungsträger durch die Wärme und misst an den Anschlüssen des Bauteils eine kleine „Rausch-Leerlaufspannung U_{NOISE} “. Sie lässt sich folgendermaßen berechnen:

$$U_{NOISE} = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{kT} - 1}} \quad (1)$$

mit

- h= Planck'sches Wirkungsquantum
- k= Boltzmann - Konstante = $1,38 \times 10^{-23}$ J / Kelvin
- T= absolute Temperatur in Kelvin
- B= betrachtete Bandbreite in Hz
- f= Mittenfrequenz der betrachteten Bandbreite in Hz
- R= Widerstandswert in Ω

Das sieht entsetzlich kompliziert und praxisfremd aus, aber man kann bis mindestens 100 GHz und Temperaturen bis hinunter zu 100 K problemlos die einfache und bekannte Näherungsformel verwenden:

$$U_{NOISE} = \sqrt{4kTBR} \quad (2)$$

Stellt man diese Formel etwas um, sieht das plötzlich viel einfacher aus:

$$\frac{\left(\frac{U_{NOISE}}{2}\right)^2}{R} = kTB \quad (3)$$

a) Das ist schlicht und einfach eine Leistungsangabe! Folglich kann jeder Ohmsche Widerstand - unabhängig von seinem Widerstandswert! - durch den Einfluss der Wärme die Rausch-LEISTUNG (= „Available

Noise Power“) kTB an seinen Anschlüssen abgegeben.

b) Sobald man diesen Widerstand als Spannungsquelle mit Urspannung U_{NOISE} und (rauschfreiem) Innenwiderstand R auffasst, muss man an diese Quelle einen (rauschfreien) Lastwiderstand mit dem gleichen Wert R anschließen, um Leistungsanpassung zu erhalten. Am Lastwiderstand liegt dann die halbe Urspannung aus Formel (2) und der Lastwiderstand erhält diese „verfügbare Rauschleistung kTB “ (= Available Noise Power kTB).

c) Diese Rauschleistung steigt linear mit der absoluten Temperatur des Bauteils und der zur Verfügung gestellten Bandbreite (...die Spannung folgt dann natürlich mit der Wurzel aus der Leistung). Ist die Spektrale Rauschleistungsdichte (= Leistung pro Hertz Bandbreite) unabhängig von der Frequenz, spricht man von „Weißem Rauschen“.

Ganz wichtig ist nun folgende Sache:

Fast immer denkt man bei Empfängern und Systemen in „Pegeln“ anstelle von Spannungswerten. Das ist ein logarithmisches Maß und damit kann man das Multiplizieren (...wenn z.B. Stufen in Reihe geschaltet sind und ihre Verstärkungen multipliziert werden müssen...) durch eine Addition ersetzen. Am bekanntesten dürfte hier die Einheit „dBm“ sein. Dabei wird nicht mit Spannung, sondern mit Leistung gearbeitet und jeder vorhandene Leistungswert wird ins Verhältnis zum Bezugswert

$$P_0 = 1 \text{ Milliwatt am Systemwiderstand}$$

gesetzt. Das ergibt den

$$\begin{aligned} \text{Leistungs-Pegel} &= \\ &= 10 \cdot \log\left(\frac{\text{Leistungswert}}{1mW}\right) \text{ in dBm} \quad (4) \end{aligned}$$

Betrachtet man nun die obige Sache mit der Rauschleistung „ kTB “ etwas genauer, lässt sich eine interessante Vereinfachung einführen:

$$\begin{aligned} kTB &= (kT) B = \\ &(\text{Rauschleistungsdichte}) \cdot (\text{Bandbreite}) \end{aligned}$$

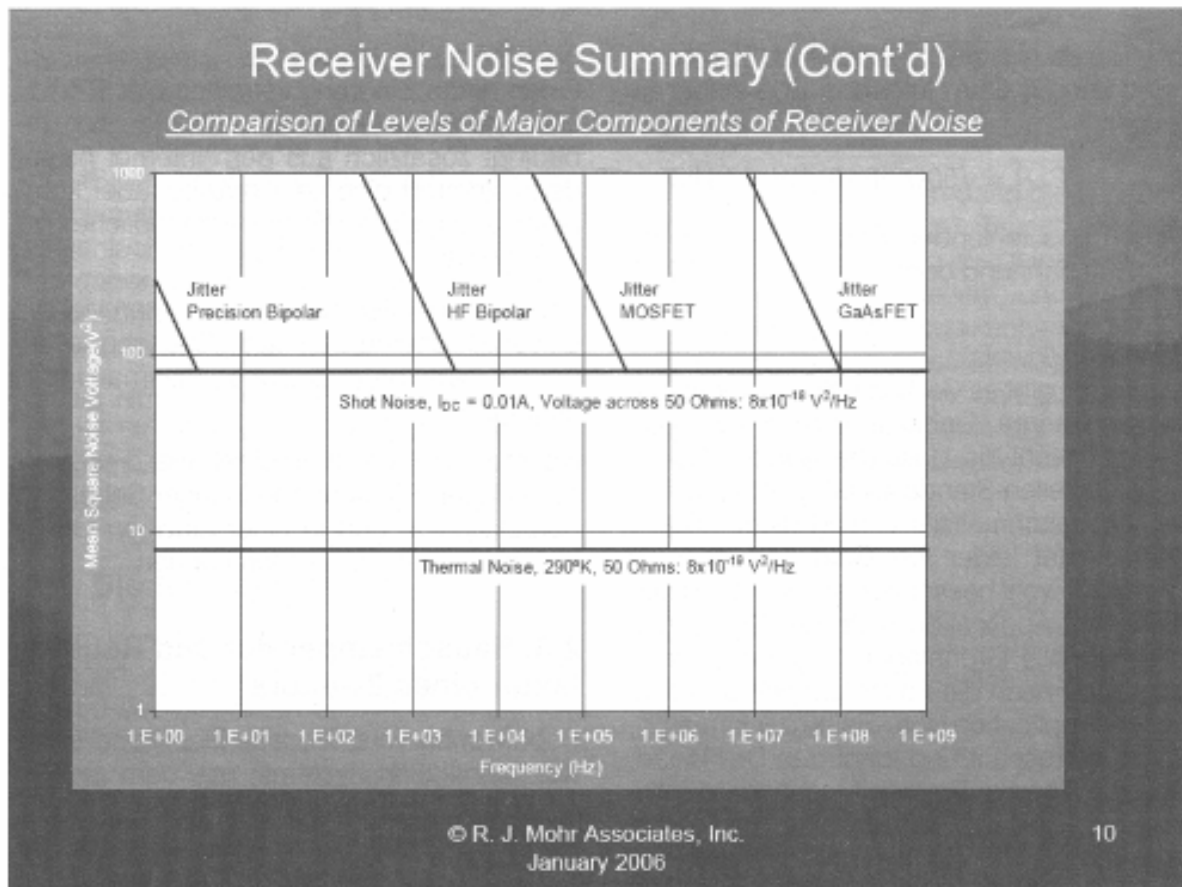


Bild 1: So verhalten sich die im Text erwähnten drei Rauschanteile eines aktiven Bauteils bei verschiedenen Frequenzen (nach [6])

Die Rauschleistungsdichte „ kT “ stellt die Leistung in jedem „Hertz an Bandbreite“ dar und man muss sie mit der geltenden Bandbreite multiplizieren, um die gesamte produzierte Rauschleistung zu erhalten. Geht man nun auf die Pegelrechnung über, sollte man folgendes wissen und gut abspeichern:

Jeder Widerstand produziert bei Raumtemperatur ($T_0 = 290K$) einen verfügbaren Rauschpegel und damit eine verfügbare Rauschleistungsdichte von

-174 dBm pro Hz Bandbreite.

Bei größeren Bandbreiten als 1 Hz ist der Rest dann ganz einfach:

Gesamt verfügbarer Rauschpegel in dBm = $-174 \text{ dBm} + 10 \log(\text{Bandbreite in Hz})$

Dazu ein kleines Beispiel:

„Wie groß ist im Leerlauf die Rauschspannung an den Anschlussklemmen eines Widerstandes von 50 Ohm, wenn mit einer Bandbreite von 100 kHz gearbeitet wird?“

Lösung:

Rauschpegel bei Anpassung = $-174 \text{ dBm} + 10 \log(100000) = -174 \text{ dBm} + 50 \text{ dB} = -124 \text{ dBm}$

Das ergibt eine verfügbare Rauschleistung von

$$P = 1 \text{ mW} \cdot 10^{-124/10} = 1 \text{ mW} \cdot 10^{-12.4} = 4 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$



Das würde an einem ABSCHLUSS-Widerstand von 50 Ohm folgende Spannung erzeugen:

$$U_{\text{NOISE}} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{50 \Omega \cdot 4 \cdot 10^{-16} \text{ W}} = 141 \text{ nV}$$

Wegen des fehlenden Abschlusses ist die Leerlaufspannung doppelt so groß, also 282 nV.

Noch ein Hinweis:

Im Internet gibt es viel kostenlose Literatur zu diesem Thema. Dabei wird man aber den Eindruck nicht los, dass das Kapitel „Noise“ im Mikrowellen-Standardwerk von David Pozar [1] manchmal als Vorbild dient. Dieses Buch kostet leider viel Geld und deshalb greift man wohl besser zuerst zur wichtigsten hp-Agilent-Application Note [2]. Sie enthält ebenfalls alle Grundlagen in guter Darstellung. Aber auch die Fortsetzungen und eine weitere Application Note-Reihe der Firma [3], [4] ist interessant und lohnt den Download. Und zum Thema „Rausch-Messungen“ sollte man sich gleich zusätzlich eine Application Note von MAXIM [5] auf den Rechner holen.

2.2. Weitere Rauschquellen

In jedem aktiven Bauteil (Röhre, Bipolar-Transistor, Sperrschicht-FET, MOSFET, HEMT usw.) hat man es außer mit dem thermischen Rauschen noch mit zwei zusätzlichen Rauscharten zu tun:

a) **Shot-Noise** (= Schrot-Rauschen) tritt bei Vakuumdioden und P-N-Übergängen durch Ungleichförmigkeiten des Stromflusses beim Durchqueren der Potential-Unterschiede auf. Es handelt sich hierbei um breitbandiges, weißes Rauschen.

b) **Flicker-Noise** oder „1/f-Noise“ (= Funke-Rauschen) entsteht durch Verunreinigungen oder Defekten im Kristallaufbau. Sie führen zu kurzen impulsförmigen Schwankungen beim Stromfluss - und dazu gehört ein Spektrum, dessen Leistungsdichte mit steigender Frequenz abnimmt. Man definiert hier wie bei einem Tiefpass eine „Corner Frequency“ (= Grenzfrequenz) und es ist interessant zu sehen, wie sich die aktiven Bauteile

grundsätzlich voneinander unterscheiden. Einen guten Eindruck vermittelt hier **Bild 1**. Die zugehörige Quelle [6] sollte man sich unbedingt zusätzlich aus dem Internet holen, denn sie stellt eine sehr präzise, aber kompakte und gleichzeitig gut verständliche Einführung dar.

Vor der Halbleiter-Zeit arbeitete man viel mit Gasentladungsröhren als Rauschquellen, die ein sehr breitbandiges „Plasma-Noise“ erzeugen.

Nachfolgend wird betrachtet, wie diese verschiedenen Rauscharten in einer Schaltung berücksichtigt und in einer einzigen Größe zusammengefasst werden können.

2.3. Rauschtemperatur und Rauschfaktor eines Zweitorts

Sobald man verschiedene Bausteine eines Kommunikationssystems mit dem selben Systemwiderstand (normalerweise = 50 Ω , aber in der Radio- / Fernseh- / Videotechnik = 75 Ω) in Reihe schaltet, interessieren einen automatisch die Qualitätsforderungen zur korrekten Übertragung des Nutzsinal. Sie werden oft durch den SINAD-Wert (= Signal to Noise and Distortion) ausgedrückt. Nach oben wird dabei der Signalpegel durch Übersteuerungsgefahr, Verzerrungen, Begrenzung und Intermodulation limitiert, nach unten ist es hauptsächlich das Rauschen (aber auch andere Störungen, wie z.B. das Übersprechen aus anderen Kanälen), das den Signal-Rauschabstand bestimmt und so den Mindest-Signalpegel im System vorgibt. Deshalb muss jeder Baustein neben seinen S-Parametern auch durch sein Rauschverhalten spezifiziert werden.

Beim Rauschen sind folgende Angaben möglich und üblich (...leider sind sich die verschiedenen Autoren manchmal nicht einig, welcher Name bzw. Buchstabe nun gerade der richtige ist...):

a) Die „äquivalente Rauschtemperatur T_e “ drückt das Eigenrauschen des Bausteins durch eine „zusätzliche Übertemperatur“ des ansteuernden Quellwiderstandes aus. Der



Baustein selbst wird dabei als rauschfrei gedacht.

b) Die NOISE FIGURE „NF“ gibt an, um wie viel dB sich der Signal-Rauschabstand beim Durchlaufen des Bausteins oder Systems verschlechtert (...Die ansteuernde Quelle liefert dabei nicht nur das gewünschte Nutzsignal, sondern auch ein Rauschen, das von ihrem Innenwiderstand stammt).

c) Der NOISE FACTOR „F“ ist dagegen die NOISE FIGURE nach b), ABER NICHT IN dB, sondern als schlichtes Leistungs-Verhältnis ausgedrückt.

2.4. Die Rauschtemperatur

Dazu betrachtet man einen „Twoport“ (= Zweitor), beispielsweise einen Verstärker für ein 50Ω -System. An seinem Eingang liegt die Nutzsignalquelle mit dem Innenwiderstand $R = 50 \Omega$ und der Eingangswiderstand des Verstärkers sei ebenfalls 50Ω , um Leistungsanpassung zu erzielen. Das Nutzsignal habe gerade die Amplitude Null, also findet man nur Rauschspannungen in der Anordnung.

Nun geht man in zwei Schritten vor:

a) Erste Überlegung: der Verstärker sei rauschfrei, es rauscht nur der Innenwiderstand der Quelle. Er weist eine Temperatur von $T_0 = 290$ Kelvin (= weltweit genormte Raumtemperatur!) auf und liefert deshalb an den angepassten Verstärkereingang die Rauschleistung

$$P_{N_IN1} = kT_0B$$

b) Zweite Überlegung: der Quellwiderstand wird auf Null Grad Kelvin abgekühlt und erzeugt deshalb kein Rauschen. Auch das Nutzsignal sei wieder Null. Alles, was nun am Verstärkerausgang an Rauschen zu messen ist, stammt vom Verstärker. Nun tut man so, als ob die Verstärkerschaltung mit all ihren Bauteilen rauschfrei sei und das messbare Rauschen allein durch eine zusätzliche Aufheizung des Quellwiderstandes zustande kommt. Die dafür nötige scheinbare Temperatur heißt „Äquivalente Rauschtemperatur

T_e “ und die zugehörige Leistung lässt sich so berechnen:

$$P_{N_IN2} = kT_eB$$

Am Ausgang misst man dann die verstärkte Summe dieser beiden Rauschleistungen (...das ist erlaubt, denn die beiden Rauschanteile sind „nicht korreliert“ und dürfen direkt addiert werden). Also kann man zur Formel für die Leistungsverstärkung eines solchen Bausteines greifen, darf aber hier nur mit dem linearen Verhältnis der beiden Leistungen, also mit der „Linear Power Gain“

$$G_{P_LINEAR} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$$

arbeiten. Notfalls muss man erst den dB-Wert einer Leistungsverstärkung in das zugehörige Leistungsverhältnis umrechnen und das geht so:

$$G_{P_LINEAR} = 10^{\frac{G_{p_dB}}{10}} \quad (5)$$

Damit kann man für die gesamte verfügbare Rauschleistung am Bausteinausgang schreiben:

$$\begin{aligned} P_{N_OUT} &= G_{P_LINEAR} \cdot (P_{N_IN1} + P_{N_IN2}) = \\ &= G_{P_LINEAR} \cdot (kT_0B + kT_eB) = \\ &= G_{P_LINEAR} \cdot k \cdot B(T_0 + T_e) \end{aligned}$$

So erkennt man sehr schön die Sache mit der „zusätzlichen Übertemperatur des Quellwiderstandes“. Klammert man nun noch die Raumtemperatur T_0 aus, landet man bei

$$P_{N_OUT} = G_{P_LINEAR} \cdot kT_0B \cdot \left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) \quad (6)$$

Dividiert man diesen Ausdruck durch die Leistungsverstärkung G_{P_LINEAR} , erhält man die gesamte, scheinbar am Verstärkereingang wirksame Rauschleistung zu

$$P_{N_IN_TOTAL} = \frac{P_{N_OUT}}{G_{P_LINEAR}} = kT_0B \cdot \left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) \quad (7)$$

und damit wird klar:

Die „1“ in der Klammer gehört nur zum mit der



Umgebungstemperatur rauschenden Quellwiderstand. Der Bruch dahinter gibt an, wie viel Rauschen vom Verstärker stammt und addiert werden muss. Ist z.B. die äquivalente Rauschtemperatur T_e genauso groß wie die Raumtemperatur T_0 , wird sich die Eingangs-Rauschleistung verdoppeln. In der Klammer steht dann eine „2“ und dieser Klammersausdruck wird exakt der nächste Begriff sein, nämlich der Rauschfaktor „ F “.

2.5. Der Rauschfaktor F und die Noise Figure NF

Es gilt also für den Rauschfaktor:

$$F = \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \quad (8)$$

Braucht man dagegen die äquivalente Rauschtemperatur eines Bausteines und kennt nur seinen Rauschfaktor F , ist die Umrechnung dieser Formel ein Kinderspiel:

$$T_e = T_0 \cdot (F - 1) \quad (9)$$

Ein Rauschfaktor $F = 1$ ergibt damit eine äquivalente Rauschtemperatur von Null Kelvin und bezeichnet folglich einen komplett rauschfreien Baustein (denn dann kommt nur das verstärkte Rauschen des Quellwiderstandes am Ausgang an).

Sehr oft ist es praktisch, den Rauschfaktor in dB auszudrücken. Diese „Noise Figure NF in dB“ wird folgendermaßen bestimmt:

$$NF = 10 \cdot \log(F) = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \text{ in dB} \quad (10)$$

Leider herrscht hier in der Literatur beträchtliches Durcheinander, aber wir wollen uns in diesem Artikel an die im englischen Sprachraum zu findende Gewohnheit halten:

Rauschfaktor F = noise factor
(linearer Zusammenhang)

Noise Figure NF = $10 \log(F)$ in dB
(logarithmischer Zusammenhang)

Gleich noch ein Tipp für die Praxis.
Wenn man passive Bausteine vor sich hat,

gilt:

Die Noise Figure NF eines passiven Bausteins entspricht exakt seiner Dämpfung in dB!

Ein 20 dB-Dämpfungsglied weist damit eine Noise Figure von 20 dB auf und das ist leicht zu erklären. Man nimmt z.B. an, dass eine Antenne direkt an einen Empfängereingang angeschlossen sei. Außer dem Nutzsignal erhält der Empfängereingang jedoch mindestens noch das Eigenrauschen des Innenwiderstandes der Spannungsquelle, die von der Antenne gebildet wird. Schaltet man nun zwischen Antenne und Empfänger ein 20 dB-Dämpfungsglied, werden die beiden Antennensignale (= Rauschen und Nutzsignal) um 20 dB abgeschwächt sein, wenn sie den Empfängereingang erreichen. Der Empfänger selbst sieht aber dort den Innenwiderstand des Dämpfungsgliedes mit 50 Ohm, der jedoch mit Raumtemperatur, also „mit kT_0B “ rauscht. Folglich ist am Ausgang der Rauschpegel gegenüber dem heruntergeteilten Anteil plötzlich um 20 dB angestiegen - und das entspricht nach der Definition genau einem Anstieg der Noise Figure um 20 dB!

Und hier nochmals als Zusammenfassung das Wichtigste dieses Kapitels:

Die „NOISE FIGURE (NF)“ gibt an, um wieviel dB sich der Signal-Rauschabstand beim Durchlaufen des Bausteins oder Systems verschlechtert (Achtung: die ansteuernde Quelle liefert dabei nicht nur das gewünschte Nutzsignal, sondern auch ein Rauschen, das nur von ihrem Innenwiderstand stammt).

Rechnet man dagegen den dB-Wert dieser Noise Figure in ein lineares Verhältnis um, erhält man den „Noise Factor (F)“.

2.6. Reihenschaltung von Bausteinen

In der Praxis hat man es meist mit einer ganzen Kette von in Reihe geschalteten Bausteinen oder Baugruppen zu tun, wobei jeder unterschiedlich verstärkt und rauscht. Da fragt man sich, wie man Verstärkung und Rausch-



verhalten des kompletten Systems zusammenfassen kann. Das geht so:

Jedes einzelne Glied der Kette wird durch sein Eigenrauschen (meist durch die Noise Figure NF in dB) und seine Leistungsverstärkung (= Power Gain in dB) beschrieben (...die Bestimmung der „Power Gain in dB“ erfolgt hierbei über den S-Parameter S21). An den Eingang dieser Kette wird jetzt eine Spannungsquelle mit einem bestimmten Nutzsignal-Pegel S_{IN} und einem Innenwiderstand angelegt, dessen Wert mit dem Systemwiderstand übereinstimmt. Nun interessieren zwei Dinge:

a) Wie groß ist der Nutzsignal-Pegel am Ausgang (= wie groß ist die Gesamtverstärkung der Anordnung)?

b) Welchen Signal-Rauschstand misst man am Eingang, welchen am Ausgang? Und um welchen Faktor bzw. welchen dB-Wert hat sich der S/N-Abstand am Ausgang gegenüber dem Eingang verschlechtert?

Die Frage a) ist schnell beantwortet, denn dazu braucht man nur die Gain-(Verstärkungs-)Werte (in dB) aller beteiligten Baugruppen unter Beachtung des Vorzeichens addieren, um die Gesamtverstärkung zu erhalten. Und die Summe aus Eingangspegel in dBm und Gesamtverstärkung in dB ergibt den gesuchten Ausgangspegel in dBm.

Bei der Frage b) wird es beträchtlich aufwendiger, denn hier darf man

NICHT DIE LOGARITHMISCHEN GRÖSSEN BENUTZEN!

Das richtige Ergebnis erhält man nur mit den linearen Werten (...also „Noise Factor F“ anstelle von „Noise Figure NF in dB“ und Leistungsverstärkung G_{P_LINEAR} anstelle der „Power Gain in dB“). Es lautet: (Formel 11).

Hier erkennt man gleich die bekannte Tatsache, dass lediglich das Rauschen der ersten Stufe voll in den Gesamt-Rauschfaktor eingeht. Schon die zweite Stufe merkt man umso weniger, je höher die Verstärkung der ersten Stufe ist. Und die darauf folgenden Stufen sind bei genügend hohen Stufenverstärkungen vom Rauschbeitrag her praktisch bedeutungslos.

Bitte daran denken: durch diese Formel wird das gesamte Rauschen gedanklich wieder „voll im überhitzten Quellwiderstand“ konzentriert, während das komplette nachfolgende System als rauschfrei angenommen wird.

2.7. Ansteuerung mit einem bereits verrauschten Signal

In diesem Kapitel soll auf eine Frage aus der Praxis eingegangen werden, die in den Lehrbüchern entweder sehr stiefmütterlich oder gar nicht behandelt wird:

Wie verschlechtert sich der Signal-Rauschabstand am Ausgang eines Bausteines (mit der Power Gain G_1 und der Noise Figure NF_1), wenn ihm am Eingang bereits ein „leicht verrauschtes Nutzsignal“ angeboten wird? (Leicht verrauscht heißt, dass darin der „Rauschteppich“ bereits deutlich höher liegt als das theoretische Minimum „ kT_0B “)

Diesen Fall hat man nämlich immer bei den einzelnen Baugruppen INNERHALB der Systemkette vor sich - z.B. wenn man sich für die Veränderung des Signal-Rauschabstandes in einem ZF-Verstärker interessiert, der auf einen Mischer folgt. Oder wenn z.B. in einem Sat-LNB drei Vorverstärkerstufen vor dem Mischer vorhanden sind und man die Verhältnisse bei der zweiten oder dritten Stufe analysieren möchte.

Formel 11:

$$F_{TOTAL} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{P_LINEAR_1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{P_LINEAR_1} \cdot G_{P_LINEAR_2}} + \frac{F_4 - 1}{G_{P_LINEAR_1} \cdot G_{P_LINEAR_2} \cdot G_{P_LINEAR_3}} \text{ u.s.w (11)}$$

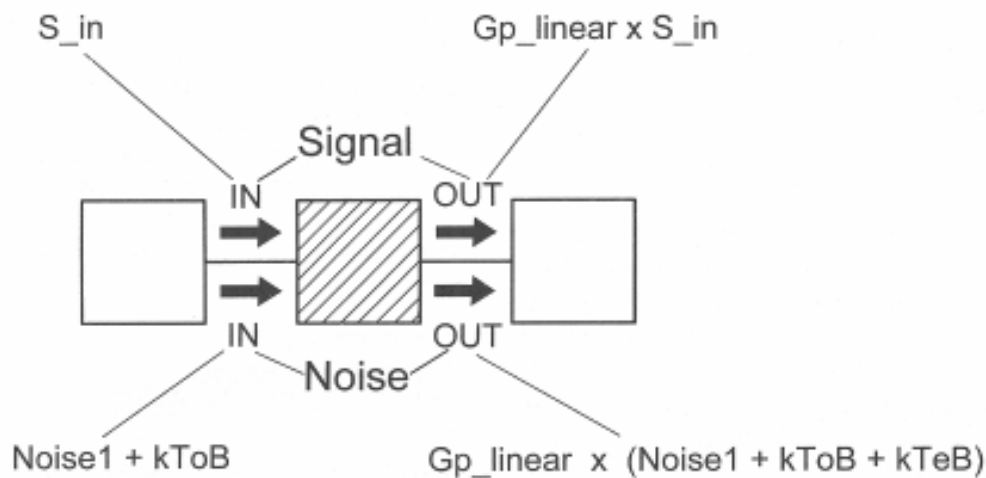


Bild 2: So kann man die Signale und Rauschteile bei einem Baustein innerhalb einer Kette analysieren und zuordnen

Aus dem vorhergehenden Kapitel weiß man, dass der Einfluss des Eigenrauschens bei einem durchlaufenen Baustein umso kleiner ist, je höher die „von weiter vorne kommenden“ Rausch- und Nutzpegel sind - aber das muss sich schließlich beweisen lassen.

Dazu betrachtet man **Bild 2** genauer. Der betroffene Baustein erhält jetzt mehrere Eingangssignale:

a) das von der vorhergehenden Stufe angelieferte Nutzsignal S_{IN} samt dem Rauschsignal $Noise_1$ und

b) die vom Quellwiderstand (= Innenwiderstand der vorausgehenden Stufe) abgegebene Rauschleistung kT_0B .

Das Ausgangssignal kann man folglich in 4 Einzelsignale aufteilen:

a) das um den Faktor G_{P_LINEAR} verstärkte Nutzsignal und

b) drei Rauschleistungen, die man zum Glück addieren darf, da sie nicht korreliert sind. Das ist das von der Vorstufe angelieferte und im betrachteten Baustein verstärkte Signal „ $(G_{P_LINEAR}) \times (Noise_1)$ “, das verstärkte Rauschen des Quellwiderstandes

„ $(G_{P_LINEAR}) \times (kT_0B)$ “ und das verstärkte, aber auf den Eingang bezogene Eigenrauschen „ $(G_{P_LINEAR}) \times (kT_eB)$ “ des Bausteins.

Für den Signal-Rauschabstand am Ausgang kann man dann schreiben:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{OUT} &= \\ &= \frac{G_{P_LINEAR} \cdot S_{IN}}{G_{P_LINEAR} \cdot (Noise_1 + kT_0B + kT_eB)} = \\ &= \frac{S_{IN}}{Noise_1 + kT_0B + kT_eB} \end{aligned}$$

Wenn man im Nenner den Ausdruck „ $Noise_1 + kT_0B$ “ ausklammert (...das ist der Anteil, der im betrachteten Baustein an seinem Eingang zugeführt wird...), ist man schon am Ziel:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_{OUT} &= \\ &= \frac{S_{IN}}{(Noise_1 + kT_0B) \cdot \left(1 + \frac{kT_eB}{Noise_1 + kT_0B}\right)} = \end{aligned}$$



$$= \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{IN}}{\left(1 + \frac{kT_e B}{\text{Noise}_1 + kT_0 B}\right)} \quad (13)$$

Nun stellt man diese Formel noch etwas um:

$$\left(1 + \frac{kT_e B}{\text{Noise}_1 + kT_0 B}\right) = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{IN}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{OUT}}$$

Aber diesen Ausdruck kennt man doch! Er stellt nichts anderes dar, als die lineare Form des schon mehrfach zitierten Satzes:

„...am Ausgang des Bausteins wird der Signal-Rauschabstand (in dB) um die Noise Figure „NF“ (in dB) vermindert...!“

Also bezeichnet man den linken Klammerausdruck als „Aktuellen Rauschfaktor $F_{AKTUELL}$ “ und kann dafür schreiben:

$$F_{AKTUELL} = 1 + \frac{kT_e B}{\text{Noise}_1 + kT_0 B} \quad (14)$$

Die Richtigkeit dieser Formel lässt sich leicht kontrollieren.

Fall a):

Das angelieferte Rauschen „Noise₁“ sei Null. Dann erhält man die bekannte Beziehung für den Rauschfaktor F :

$$F_{AKTUELL} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

Fall b):

Das angelieferte Rauschen „Noise₁“ sei viel größer als das in der Stufe erzeugte Rauschen und das Rauschen des für diese Stufe am Eingang wirksamen Quellwiderstandes. Dann geht der Wert des Bruches in der Formel (14) für $F_{AKTUELL}$ gegen Null und man erhält

$$F_{AKTUELL} = 1$$

Auch das ist logisch, denn gegen den hohen, von weiter vorn kommenden Rauschpegel fällt das kleine Eigenrauschen der Stufe nicht

ins Gewicht und wird nicht mehr berücksichtigt.

Bitter bleibt natürlich die Tatsache, dass man bei solchen Untersuchungen nie die „dB-Werte“ addieren darf, sondern (zähneknirschend) restlos in echte Leistungen (mit der Einheit „Watt“) umrechnen und mit ihnen arbeiten muss. Geht leider nicht anders!

Das war die Theorie - jetzt folgt die Praxis!

3.

Bestimmung der Rauschzahl F

Im Prinzip hat man es mit drei verschiedenen Methoden und entsprechenden Variationen zu tun:

Erste Methode:

Es gab vor etlichen Jahren Rausch-Signalquellen zu kaufen, bei denen die abgegebene Rauschleistung einstellbar und das Anzeigeinstrument für diese Leistung in „ kT_0 “ oder „dB“ geeicht war. Dieser Sender wurde an den Eingang des Prüflings angeschlossen, während an dessen Ausgang ein Leistungsmesser hing. Nun wurde einfach am Sender soweit aufgedreht, bis die Ausgangs-Rauschleistung beim Prüfling um 3 dB anstieg und sich damit VERDOPPELTE. Folglich musste die eingespeiste Rauschleistung in diesem Fall exakt gleich dem im Baustein erzeugten Rauschen sein und konnte am Senderinstrument abgelesen werden. Einfach, aber wirkungsvoll!

Das einzige Problem aus heutiger Sicht sind, wenn man so ein altes Gerät auf einem Elektronik-Flohmarkt findet, die darin als Rauschquelle dienenden speziellen Vakuumdioden. Diese Bauteile altern relativ schnell und Ersatz gibt es nicht mehr. Problemlos und „echte Sahnestücke“ sind dagegen die neueren, nur mit Halbleitern bestückten Nachfolgegeräte, die meist die Bezeichnung „Rauschsender“ (= noise generator) tragen.

**Zweite Methode** (= Gain-Methode):

Man misst mit einem (rauscharmen) Spektrum-Analysator die Rauschleistung am Ausgang des Prüflings, dessen Eingang mit dem Systemwiderstand (meist: 50 Ohm) abgeschlossen wird. Wenn dieser Prüfling genügend hohe Verstärkung aufweist, kann man in diesem Fall das Eigenrauschen des Analysators gegenüber dem vom Ausgang des Messobjektes kommenden Rauschen vernachlässigen.

Für diese Rausch-Ausgangsleistung kann man schreiben:

$$N_{OUT} = (\text{Gain}) \cdot k \cdot T_0 \cdot \text{Bandwidth} \cdot F \quad \text{in Watt}$$

Den Vorteil dieser Methode sieht man aber erst, wenn man auf die Pegeldarstellung in „dBm“ übergeht. Dann lautet diese Beziehung:

$$N_{OUT} \text{ in dBm} = (\text{Gain}) + \frac{-174 \text{ dBm}}{\text{Hz}} + 10 \cdot \log(\text{Bandwidth}) + NF.$$

Das Tolle darin ist nun, dass man zwar die Verstärkung des Prüflings in dB kennen muss, aber dann am Analysator nur die Ausgangsleistung in dBm auf dem Schirm und bei den Bedienungsknöpfen die eingestellte Bandbreite des Analysators ablesen muss. Der Rest ist nun eine simple dB-Rechnung:

$$NF = N_{OUT} - (\text{Gain}) - 174 \text{ dBm} - 10 \log(\text{Bandwidth})$$

Bitte aber daran denken: diese Methode setzt voraus, dass das Eigenrauschen des Analysators wirklich vernachlässigt werden darf. Deshalb funktioniert das nur korrekt bei Bausteinen mit hohem Eigenrauschen ODER sehr hoher Verstärkung...

Dritte Methode (= Y-Faktor-Methode):

Man bringt den Innenwiderstand der Quelle am Eingang nacheinander auf zwei unterschiedliche Temperaturen T_{hot} und T_{cold} und misst in beiden Fällen die am Ausgang auftretenden Rauschleistungen.

Das mit den zwei Temperaturen ist kein Witz, denn es wurde dazu tatsächlich schon mit flüssigem Helium, für die tiefe Temperatur, und kochendem Wasser für die hohe Tempe-

ratur gearbeitet. Auch Empfängermessungen, bei denen die Antenne erst gegen den „kalten Himmel“ und dann gegen die „warme Erde“ gerichtet wird, gehören zu dieser Gruppe (... es gab in der Vergangenheit in den UKW-Berichten bereits Artikel darüber!). Die Alternative waren vor einigen Jahrzehnten spezielle Röhrendioden bzw. Gasentladungsröhren, die abwechselnd aus- bzw. eingeschaltet wurden.

In modernen Rauschzahl-Meßgeräten bleibt man bei diesem Prinzip, hier werden jedoch spezielle Halbleiter-Rauschdioden - meist vom Avalanche-Typ - eingesetzt. Alle diese Bauteile rauschen im ausgeschalteten Zustand mit Raumtemperatur. Schaltet man sie dagegen ein, entsteht eine genau bekannte zusätzliche Rauschleistung, die einem recht heißen Widerstand entspricht. Dieser „Kalt-Warm-Unterschied“ wird durch den „ENR-Wert in dB“ (= excess noise ratio) angegeben.

Der Messvorgang ist im Grunde recht einfach. Bei T_{HOT} und T_{COLD} bekommt man folgende Beziehungen für die Ausgangs-Rauschleistungen:

$$N_{OUT_COLD} = k \cdot \text{Gain} \cdot \text{Bandwidth} \cdot (T_{COLD} + T_{equivalent})$$

$$N_{OUT_HOT} = k \cdot \text{Gain} \cdot \text{Bandwidth} \cdot (T_{HOT} + T_{equivalent})$$

Das sind zwei Gleichungen für zwei Unbekannte, nämlich für die „Äquivalente Rauschtemperatur $T_{equivalent}$ “ des Prüflings und für das „Gain-Bandwidth-Product“ (was hier weniger interessiert). Die Mathematik und der Mikroprozessor in einem modernen „Noise Figure Meter“ haben jetzt keine Probleme, daraus erst die Äquivalente Rauschtemperatur und anschließend die gesuchte Rauschzahl

$$F = \left(1 + \frac{T_{equivalent}}{T_0} \right)$$

zu bestimmen. Ein weiterer Rechenschritt ergibt dann die „Noise Figure in dB“ zu:

$$NF = 10 \cdot \log(F)$$



4. Rauschmessungen mit dem eigenen älteren Spektrum-Analysator

4.1. Messprinzip

Bei älteren Spektrum-Analysatoren kann leider die eben besprochene Gain-Methode sowohl wegen des großen Eigenrauschens, wie auch wegen der begrenzten Empfindlichkeit und des kleineren Messumfanges nicht angewandt werden. Deshalb geht man hier etwas anders vor:

a) Vor den Spektrum-Analysator wird ein extra beschaffter oder selbst gebauter rauschärmer und breitbandiger Vorverstärker geschaltet. Eine Noise Figure von maximal 3 bis 4 dB sowie eine Verstärkung von mindestens 60 dB sind bei diesem Baustein allerdings Pflicht! Ebenso müssen Eingangs- und Ausgangswiderstand möglichst genau dem Systemwiderstand entsprechen. S11 und S22 sollten daher nicht größer als -10 bis -15 dB sein, um Fehler durch Reflektionen bzw. Fehlanpassungen auszuschließen. Mit diesem Baustein hebt man den am Analysator-Eingang ankommenden Rauschpegel soweit an, dass das Analysator-Eigenrauschen garantiert keine Rolle mehr spielt.

b) Nun wird der Eingang des Vorverstärkers mit einem 50 Ohm-Widerstand abgeschlossen und das erzeugte Ausgangs-Rauschsignal in die Mitte des Analysatorschirmes geholt. Anschließend wird die Videobandbreite beim Analysator soweit vermindert, dass nicht mehr der breite Rauschteppich, sondern nur noch die feine, scharfe Linie des Mittelwertes auf dem Bildschirm zu sehen ist.

DIESER LINIE ORDNET MAN NUN EXAKT DEN LEISTUNGSWERT „ kT_0B “ DES QUELLWIDERSTANDS-RAUSCHENS ZU!

So beseitigt man nicht nur das Eigenrauschen des zusätzlichen Vorverstärkers und des Spektrum-Analysators, sondern simu-

liert sogar (wie gefordert!) einen rauschfreien Abschlusswiderstand!

c) Der Rest ist sehr einfach und man kann das an einem Beispiel verdeutlichen. Schließt man anstelle des 50 Ohm-Eingangswiderstandes z.B. einen LNA (Low Noise Amplifier) mit 10 dB-Verstärkung an und schraubt den 50 Ohm-Widerstand auf den Eingang des Prüflings, sollte bei einem vollständig rauschfreien Baustein die Bildschirmanzeige ebenfalls exakt um 10 dB ansteigen. Steigt sie jedoch um z.B. 11,5 dB, hat sich der Ausgangs-Signal-Rauschabstand um

$$11,5 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 1,5 \text{ dB}$$

verschlechtert - und das ist nach unserer Definition eine Noise Figure von 1,5 dB!

Das Faszinierende bei der Sache ist dabei, dass der Frequenzgang des zusätzlichen Vorverstärkers sowie des Analysators überhaupt keine Rolle spielen, da alle Schwankungen der Verstärkung durch den eben besprochenen Kalibriervorgang ausgeglichen werden. Es muss lediglich stets soviel Mindestverstärkung vorhanden sein, dass man deutlich über dem Eigenrauschen des Analysators bleibt.

Allerdings sollen die Stolpersteine zum Erfolg nicht verschwiegen werden:

Nur wenn die Verstärkung des Prüflings (in dB) SEHR EXAKT bekannt ist, erhält man sinnvolle und brauchbare Ergebnisse, wobei man sich auf eine korrekte und fehlerarme Bereichsumschaltung (...sowie einen hervorragenden Logarithmierer) beim Spektrum-Analysator verlassen muss.

An den erforderlichen selbstgebauten Vorverstärker werden äußerst hohe Forderungen gestellt (...absolut schwingfrei UND breitbandig bei über 60 dB Verstärkung, dazu noch möglichst gute Anpassung am Eingang und Ausgang...); dies wird einem sicherlich noch Kopfzerbrechen bereiten und setzt schon eine gehörige Portion Erfahrung beim Entwickeln von Mikrowellenschaltungen voraus. Aber keine Angst - es ist möglich!

(Wird fortgesetzt)