

Technical Reports

by DJ9BV

Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement

Kainer Bertelsmeier, DJ9BV

One of the most interesting measurement problems for the distinguished VHF-/SHF-Radioamateur is the measurement of the noise figure of his equipment. This measure defines his receiving capability, which is of utmost importance for weak signal work. Commercial equipment for this purpose is prohibitively expensive (in excess of 18.000 \$) and not everybody has a job in a RF-laboratory in the next street. So an accurate but economical solution for this problem would be of high value.

Eines der wichtigsten Meßprobleme, die ein ernsthafter UKW-Amateur zu bewältigen hat, ist die Messung der Rauschzahl seines Empfangssystems. Die Rauschzahl ist ein direktes Maß für seine Empfängerempfindlichkeit. Diese ist für schwache Schmalbandsignale, die für die Kommunikation in den Betriebsarten Tropo, Aurora, MS und insbesondere EME typisch sind, von größter Bedeutung. Leider sind kommerzielle Meßgeräte, mit denen man diese Messung durchführen kann, sehr teuer (> DM 30000) und schließlich ist nicht jeder UKW-Amateur in einem Labor für HF-Technik beschäftigt. Eine preiswerte aber trotzdem genau arbeitende Lösung für dieses Meßproblem wäre für viele sehr attraktiv, weil sie dann selbst ihre Empfangssysteme optimieren könnten, ohne auf fiktive Zahlen in Katalogen oder Prospekten angewiesen zu sein.

1. Meaning of noise figure

Noise factor of a linear twopole is defined as:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad [1]$$

in words, the input signal to noise ratio divided by the output signal to noise ratio is defined as the noise factor F. F directly reflects the degradation of the signal to noise ratio of an incoming signal which is caused by the added noise power of the twopole. By introduction of this noise power and the available gain of the linear twopole equation [1] can be rewritten:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{G_a S_i}{N_a + G_a N_i} \implies F = \frac{N_a}{N_i G_a} + 1 \quad [2]$$

N_a denotes the noise power added by the twopole and G_a denotes its available gain. N_i denotes the input noise power. N_a should be seen as a mixture of different types of noise, i.e. thermal noise, shot noise or flicker noise. Each type has its own governing equations and frequency distribution. Flicker noise even today is subject of research because of somewhat unknown mechanisms. Thermal noise has been explored by Nyquist in the 1920's. Its a white noise (at least up to 100 GHz) and has very simple law:

$$N_{thermal} = kTB \quad [3]$$

Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by DJ9BV

Therefore thermal noise is used as a reference and the noise factor of a linear twopole defined above will be referenced to thermal noise at a temperature of 290 K. This is a decision or definition but not a law!. In fact this decision has been adopted by the IRE (now called IEEE) in the 50's. By setting $N_i = k T_0 B$ equation [2] can be rewritten:

$$F = \frac{N_a}{G_a} \frac{1}{kT_0B} + 1$$

In this equation the noise power of a twopole is referenced to a thermal noise power $N_i = kT_0B$. Therefore the nature of N_a is not relevant any longer, because its magnitude is compared to a thermal power source of same magnitude. The term N_a/G_a resembles the added noise power of the twopole referenced to its input and will be expressed as:

$$N_e = kT_e B$$

T_e is stated as equivalent noise temperature of the twopole. That is, the noise power of the twopole will be referenced to thermal noise power of same magnitude. Because the terms kB can be factored out, T_e is sufficient as a measure.

By inserting this into equation [2], it can be rewritten:

$$F = \frac{T_e}{T_0} + 1 \quad [4]$$

This is the noise factor F expressed in terms of the equivalent noise temperature T_e and the reference temperature T_0 . This equation shows, that the noise factor F of a linear twopole, which has been defined as the degradation of signal to noise ratios in [1], can be expressed as the added noise power of this twopole referenced to its input, which thermal equivalent is given by $N_e = k T_e B$, and the thermal noise power of its input termination at $T_0 = 290$ K with a magnitude of $N_0 = k T_0 B$. No Bandwith terms are relevant any longer. The equation shows that F is treated as measure per unit bandwith.

Noise figure NF is just the dB value of noise factor:

$$NF = 10 \cdot \text{LOG} (F)$$

In the following discussion we will discriminate between the absolute value and its dB value by adopting the two different symbols F and NF . F is said to be the noise factor and NF is said to be the noise figure.

1. Die Definition des Begriffs Rauschzahl

Die Rauschzahl eines linearen Vierpols ist definiert als:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad [1]$$

Die Rauschzahl wird also gesehen als der Quotient des Signal-/Rauschverhältnisses am Eingang eines Vierpols und dem Signal-/Rauschverhältnis am Ausgang des Vierpols. Da jeder praktische Vierpol selber Rauschleistung erzeugt und zum Eingangssignal hinzufügt, muß diese Rauschzahl immer größer gleich 1 sein, da sich das Signal-/Rauschverhältnis folglich nur verschlechtern aber nicht verbessern kann. Damit stellt F ein sehr praktisches Maß dar, da für den UKW-Amateur natürlich das Signal-/Rauschverhältnis am Empfängerenausgang darüber entscheidet, ob eine Funkverbindung zustande kommt oder nicht. Führt man jetzt die vom Vierpol hinzugefügte Rauschleistung N_a und seine verfügbare Verstärkung G_a ein, kann man [1] umschreiben:

$$F = \frac{N_a}{N_i G_a} + 1 \quad [2]$$

N_i bezeichnet die verfügbare Eingangs-Rauschleistung, die in den Vierpol z.B. von einer Antenne

Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by DJ9BV

eingespeist wird. Die im Vierpol erzeugte zusätzliche Rauschleistung kann aus verschiedenen Mechanismen stammen. Es gibt z.B. thermisches Rauschen, Schrot-Rauschen und Flicker(1/f)-Rauschen. Thermisches Rauschen entsteht durch die thermische Bewegung von Ladungsträgern (Die Temperatur eines Körpers ist proportional zur mittleren Geschwindigkeit seiner Moleküle). Schrotrauschen entsteht durch die Quanten-Natur des Stromflusses. Flicker-Rauschen beruht auf Oberflächen-Verunreinigungen und ist bisher theoretisch nicht befriedigend geklärt. Flicker-Rauschen hat ein 1/f-Verlauf (f=Frequenz) der spektralen Leistungsdichte und nimmt folglich für tiefe Frequenzen zu. Deswegen rauschen z.B. GaAs-Fets bei 50 MHz mehr als bei 4 GHz! Bei Oszillatoren bewirkt hohes 1/f-Rauschen (Flicker-Rauschen) des Oszillator-Transistors, daß dieser Oszillator durch Aufmischen dieser Rauschleistung auf den Träger hohes Phasenrauschen hat. Darum soll man z.B. GaAs-FETs für Oszillatoren und Vervielfacher nicht einsetzen, weil sie im Phasenrauschen um ca. 20 dB schlechter sind als z.B. Sperrschicht-FETs, bipolare Transistoren und Varaktoren (Vervielfacher).

Thermisches Rauschen wurde in den 20-er Jahren von Nyquist theoretisch richtig beschrieben und wird durch folgende einfache Gleichung definiert:

$$N_{thermal} = kTB \quad [3]$$

Diese Gleichung gilt bis ca. 100 GHz und sagt aus, daß thermisches Rauschen ein "weißes" Rauschen ist, d.h. keine Abhängigkeit der spektralen Leistungsdichte von der Frequenz vorliegt. In anderen Worten: Ein Empfänger mit 1 KHz Bandbreite "sieht" auf 100 GHz Eingangsfrequenz genau die gleiche Rauschleistung wie ein Empfänger mit der gleichen Bandbreite auf einer Eingangsfrequenz von 100 kHz, wenn man seinen Eingang mit einer thermischen Rauschquelle, z.B. einem auf Zimmertemperatur befindlichen 50 Ohm Widerstand abschließt!

Wegen dieses schönen einfachen Gesetzes wird nun thermisches Rauschen als Referenz zur Bestimmung von Rauschzahlen genommen. In den 50-er Jahren wurde von einem Komitee der IRE (heute IEEE) eine Bezugstemperatur von 290 K = 17 °C festgesetzt und die Eingangs-Rauschleistung N_i in Gleichung [1] bzw. [2] als thermische Rauschleistung angesetzt. D.h. , N_i wird gleich $k T_0 B$ gesetzt und aus Gleichung [2] folgt:

$$F = \frac{N_a}{G_a} \frac{1}{kT_0B} + 1$$

Die Rauschzahl eines Vierpols, die ja durch seine intern erzeugte Rauschleistung bestimmt wird, wird folglich auf die thermische Rauschleistung seines Eingangsabschlusses bezogen. Dadurch wird die genaue Natur dieser Rauschleistung unwichtig, da sie mit einer thermischen Rauschleistung von gleicher Größe verglichen wird. Dann kann man auch den Term N_a/G_a , der die Rauschleistung des Vierpols bezogen auf seinen Eingang darstellt, ersetzen durch die äquivalente thermische Rauschleistung $N_e = k T_e B$. Setzt man das jetzt in Gleichung [3] ein, so erhält man:

$$F = \frac{T_e}{T_0} + 1 \quad [4]$$

Die Rauschzahl eines Vierpols ist nun völlig auf bekannte physikalische Größen zurückgeführt. Es treten nur noch die äquivalente Rauschtemperatur T_e auf, die über $N=kTB$ die auf den Eingang bezogene Rauschleistung des Vierpols unabhängig von dem Entstehungsmechanismus beschreibt, und die Bezugstemperatur $T_0 = 290$ K auf. Die Bandbreite des Vierpols spielt keine Rolle mehr, da die Referenzgröße ja innerhalb der Bandbreite konstant ist. In Worten nochmal: Die Rauschzahl eines Vierpols ist der Quotient seiner als thermisches Äquivalent ausgedrückten Eigenrauschleistung - auf den Eingang bezogen - in Größe von $N_e = k T_e B$ und der thermischen Rauschleistung seines Eingangs-Abschlusses bei einer Bezugstemperatur von 290 K(17 °C) plus 1. Interpretiert man die Bezugsleistung $N_0 = k T_0 B$ als Signal - damit ist das Signal-/Rauschverhältnis am Eingang genau 1 - ist am Ausgang das Signal-/Rauschverhältnis genau $1/F$, wie es die Definition in [1] auch vorschreibt! Ein weiterer Vorteil der Wahl

Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by DJ9BY

von 290 K als Bezugstemperatur ist die Tatsache, daß bei terrestrischen Verbindungen die Antennen meistens eine Rauschleistung von der warmen Erde (ca. 290 K) auffangen, die einer äquivalenten thermischen Rauschleistung von $k 290 B$ entspricht. Damit kann das empfangene Signal-/Rauschverhältnis direkt über die Rauschzahl F beurteilt werden. Das gilt aber nicht für extraterrestrische Verbindungen, bei denen die Antenne in den Himmel zeigt, da dann die Antenne bei höheren Frequenzen nur das Rauschen des "kalten" Weltraums sieht.

Der Rauschfaktor NF ergibt sich, wenn man die Rauschzahl F in dB ausgedrückt:

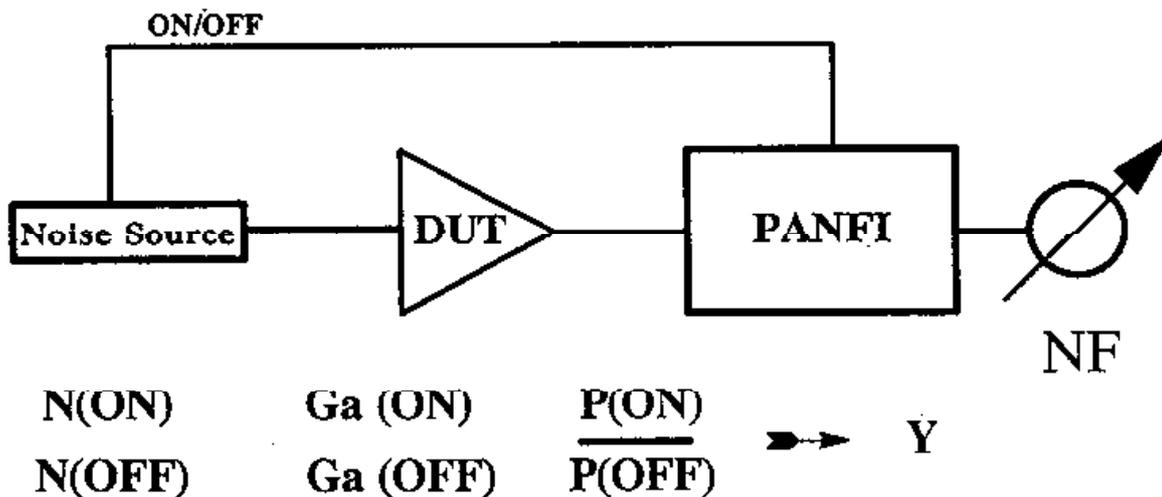
$$NF = 10 \cdot \text{LOG} (F)$$

Im folgenden wird zwischen der Rauschzahl F und ihrem dB-Wert NF durch Wahl dieser Bezeichner unterschieden und begrifflich wird F als Rauschzahl und NF als Rauschfaktor bezeichnet.

2. Review of Y-Factor method for measuring noise figure

For measuring the noise factor of a linear twopole, this twopole or DUT (Device Under Test) will be excited by two thermal noise signals of different magnitude. This can be accomplished either by two

Figure 1/Bild 1: Automatic Y-factor Method



resistors at different temperature, which are switched in by a coaxial relais - this is called 'Hot/Cold-Method' or by an avalanche diode noise source, which can be switched between two states: ON and OFF. In OFF-state (or COLD-state) the available thermal noise power is:

$$N_{off} = kT_{cold}B + KT_e B$$

and in ON-state (or HOT-state) the available thermal noise power is:

$$N_{on} = kT_{hot}B + KT_e B$$

The DUT adds his internal noise power, which has to be measured, i.e. $N_e = k T_e B$. At the output of the DUT the amplified sum of noise powers is available. The ratio of these noise powers in ON- and OFF-state of the noise source or noise sources in case of the HOT/COLD method is defined as Y-factor. The equations, which describe the relations, follow.

Y-factor can be written as:

$$Y = \frac{N_{on}}{N_{off}} = \frac{T_{hot} + T_e}{T_{cold} + T_0} \quad [5]$$

With a given ratio T_{hot}/T_{cold} of the noise source or sources, the Y-factor observed will be the greater the lower is the value for the noise factor F of the DUT, i.e. the lower the contribution of the DUT's internal noise power to the signal. That is the basic idea of the Y-factor method for measuring the noise factor of a twopole. Figure 1 above describes the automatic version of this method. An instrument, which is capable to measure this Y-factor and control the switchable noise source automatically, is called PANFI (Precision Automatic Noise Figure Indicator) or just noise figure meter. In this instrument the cycle - noise source OFF, measure power in state OFF, switch noise source ON, measure power in state ON, calculate Y-factor and noise figure NF - is performed periodically with a typical rate of 400 Hz. By this technique the instrument can follow any change in noise figure during alignment of the DUT. Before going into further details, one has to understand the step from measurement of Y-factor to displaying the noise figure NF or noise factor F.

To determine F from Y, it's sufficient to combine equations [4] and [5]. [4] is rewritten as $T_e = (F-1)T_0$ and inserted into [5]:

$$F = \frac{\left(\frac{T_{hot}}{T_0} - 1\right) - Y\left(\frac{T_{cold}}{T_0} - 1\right)}{Y - 1}$$

This is a rather complicated equation and is not used by the analog type of PANFI's but rather by the digital type, which can utilize a microprocessor for real-time computation of the equation above. Instead by letting $T_{cold} = T_0 = 290$ K and $ENR = (T_{hot}/T_{cold}) - 1$ one will get:

$$F = \frac{ENR}{Y - 1} \quad [6]$$

ENR denotes the Excess Noise Ratio of the noise source in comparison with an resistor at reference temperature of 290 K. Y is the Y-factor observed, i.e. the ratio of the noise powers, delivered by the DUT to the instrument with noise source in state ON and in state OFF.

2. Überblick über die Y-Faktor Meßmethode

Um die Rauschzahl F eines Vierpols zu messen, benutzt man zwei thermische Rauschsignale, die mit verschiedener Größe in den Vierpol oder das DUT (Device Under Test = Gerät im Test) eingespeist werden. Das DUT fügt nun seine eigene, intern erzeugte Rauschleistung hinzu. Am Ausgang kann man nun zwei Rauschleistungen beobachten, wobei der prozentuale Anteil der internen Rauschleistung des DUT's verschieden hoch ist. Das Verhältnis dieser zwei Rauschleistungen wird als Y-Faktor bezeichnet. Mit der Definition der auf den Eingang bezogenen internen Rauschleistung des DUT's $N_e = k T_e B$ gilt:

$$N_{off} = kT_{cold}B + kT_eB \qquad N_{on} = kT_{hot}B + kT_eB$$

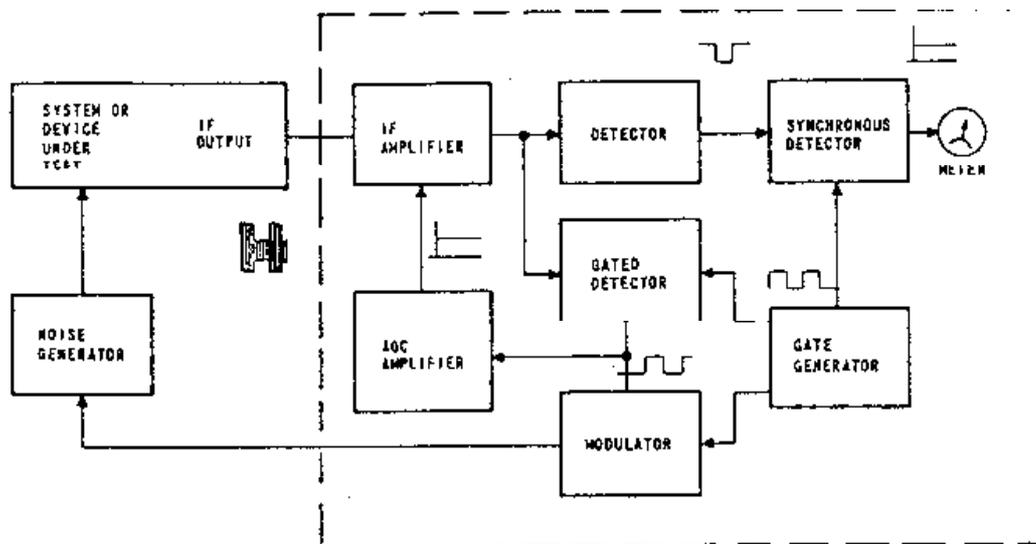
Der Y-Faktor ist dann:

$$Y = \frac{N_{on}}{N_{off}} = \frac{T_{hot} + T_e}{T_{cold} + T_0} \quad [5]$$

Die unterschiedlichen thermischen Rauschsignale werden z.B. durch zwei Widerstände realisiert, die verschiedene Temperaturen haben - T_{cold} und T_{hot} - und über ein Koaxial-Relais auf den Eingang des DUT geschaltet werden. Eine moderne Möglichkeit ist die Verwendung einer schaltbaren Avalanche-Diode, die im ausgeschalteten Zustand (OFF) eine Rauschleistung mit der Temperatur der internen Last (50 Ohm) erzeugt und im eingeschalteten Zustand (ON) eine vom Strom durch Diode abhängige Rauschleistung erzeugt, die mit T_{hot} identifiziert wird.

Bild 1 beschreibt die automatische Version der Y-Faktor Methode. Ein Meßgerät mit dem Namen PANFI (Precision Automatic Noise Figure Indikator) mißt den Y-Faktor und kontrolliert das periodische Schalten der Rauschquelle. In diesem Instrument wird laufend der Zyklus - Rauschquelle OFF, Ausgangsleistung des DUT messen und speichern, Rauschquelle ON, Ausgangsleistung des DUT messen und speichern, Y-Faktor und Rauschzahl F bestimmen und anzeigen - durchführen. Die

Figure 2/Bild 2: Block Diagram of PANFI/Blockschaltbild



Wiederholrate ist typischerweise ca. 400 Hz. Dadurch kann man die Rauschzahl eines Empfängers messen, während man daran abgleicht. Das Instrument folgt unmittelbar allen Änderungen der Rauschzahl, da 400 Messungen pro Sekunde durchgeführt werden. Man braucht nur noch zu verstehen, wie die Rauschzahl F aus dem Y-faktor bestimmt wird. Dazu kombiniert man die Gleichungen [4] und [5]. [4] wird umgeschrieben zu $T_e = (F-1)T_0$ und in [5] eingesetzt:

$$F = \frac{\left(\frac{T_{hot}}{T_0} - 1\right) - Y\left(\frac{T_{cold}}{T_0} - 1\right)}{Y - 1}$$

Diese Gleichung ist ziemlich kompliziert und wird für Analog-Meßgeräte nicht benutzt. Man vereinfacht stattdessen mit $T_{cold} = T_0 = 290 \text{ K}$ und $ENR = (T_{hot}/T_{cold}) - 1$ zu:

$$F = \frac{ENR}{Y - 1} \quad [6]$$

ENR bezeichnet die Überschubleistung der Rauschquelle im Vergleich zu einem Widerstand auf der Referenztemperatur von 290 K und ist eine Gerätekonstante der Quelle, die im Werk kalibriert wird. Mit anderen Worten, die kalibrierte Rauschquelle ist das Eichnormal für die Messung der Rauschzahl. Y ist der beobachtete Y-Faktor, d.h. das Verhältnis der vom DUT gelieferten Rauschleistungen im ON und OFF Zustand. Interessant an Gleichung [6] ist, daß die Verstärkung des DUT nicht mehr enthalten ist und daß die gemessene Rauschzahl unabhängig von der betrachteten Bandbreite des Systems ist.

3. Commercial Analog PANFI's

Practical analog type PANFI's are constructed according to the block diagram in figure 2. Important details are the IF-amplifier with a typical bandwidth of 5 MHz at some standard frequency of say 30 MHz. This amplifier has to be very linear and controllable in gain over a range of at least 80 dB. Any compression will show up as an error in measured Y-factor, which translates to the same error in F according to equation [6]. Also changes in bandwidth between ON and OFF are not allowed, because the IF-power

Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by D19BY

delivered to the detector is proportional to kTB . For high accuracy an IF-amplifier with a compression of less than 0.1 dB over a 60 dB AGC-range has to be constructed. For the detector a square law detector is the normal choice in a commercial instrument. Output voltage is a linear function of input power. But this law must be valid at least over the range of Y-factors observed. This range is roughly 15.3 dB with a standard ENR of 15.2 dB and a noise figure of minimal 0 dB - minimum noise figure has maximum Y-Factor-. That's quite a large dynamic range for a 0.1 dB linearity requirement. Third requirement is that the IF output level in OFF-state must be controlled by AGC and held to an very accurate reference level, to simplify the indication of noise factor. Another reason for AGC-control is the need to operate the square law detector at the same range in its quadratic portion. All these requirements are difficult to meet and require somewhat expensive solutions.

3. Kommerzielle Analog Rauschzahl-Meßgeräte

Kommerzielle Rauschzahlmeßgeräte, die auf analoge Weise die Rauschzahl gemäß Gleichung [6] bestimmen, sind wie im Blockschaltbild (Bild 2) aufgebaut. Die Hauptfunktionselemente sind das ZF-Teil, der lineare Detektor, das Anzeigeteil, die Logik und der AGC-Teil. Das ZF-Teil arbeitet meist auf der Standard-Frequenz von 30 MHz und hat eine Bandbreite von typisch 5 MHz, damit die Rauschleistung von der Bandbreite des Meßobjektes bestimmt wird. Es muß hochlinear sein (weniger als 0,1 dB Kompression im gesamten Eingangsleistung-Bereich) und über mindestens 80 dB durch AGC regelbar. Der quadratische Detektor hat eine Ausgangsgleichspannung, die direkt proportional zur Leistung ist (Quadratischer Detektor) und einen Dynamikbereich von mindestens 25 dB, um die größten vorkommenden Y-Faktoren von ca. 15 dB bei einer ENR von typisch 15,2 dB und der minimalen möglichen Rauschzahl von 0dB ohne Fehler ($> 0,1$ dB) verarbeiten zu können. Das Anzeigeteil bildet die Differenz der beiden Rauschleistungen und erlaubt die Anzeige von $1/F$. Es besteht im wesentlichen aus einem Synchron-Detektor, der phasengleich mit der Rauschquelle von der Logik angesteuert wird. Die AGC-Schaltung muß den Wert für die OFF-Ausgangsspannung am Detektor durch Regeln der ZF-Verstärkung über einen Eingangsbereich von mindestens 60 dB mit einer Abweichung von maximal 0,1 dB konstant halten, damit der Synchron-Detektor richtig die Rauschzahl bzw. das inverse anzeigt. Alle diese Forderungen bedingen einen hohen elektronischen Aufwand, den sich die Herstellerfirmen teuer bezahlen lassen.

4. Novel Approach to Automatic Measurement of noise figure

It has been the goal in this development, to construct a PANFI with a performance comparable to the best commercial analog instruments available. This could have been achieved by three ways:

1. Make a copy of a commercial instrument or buy one
2. Look to amateur literature and find a design for home construction
3. Think yourself

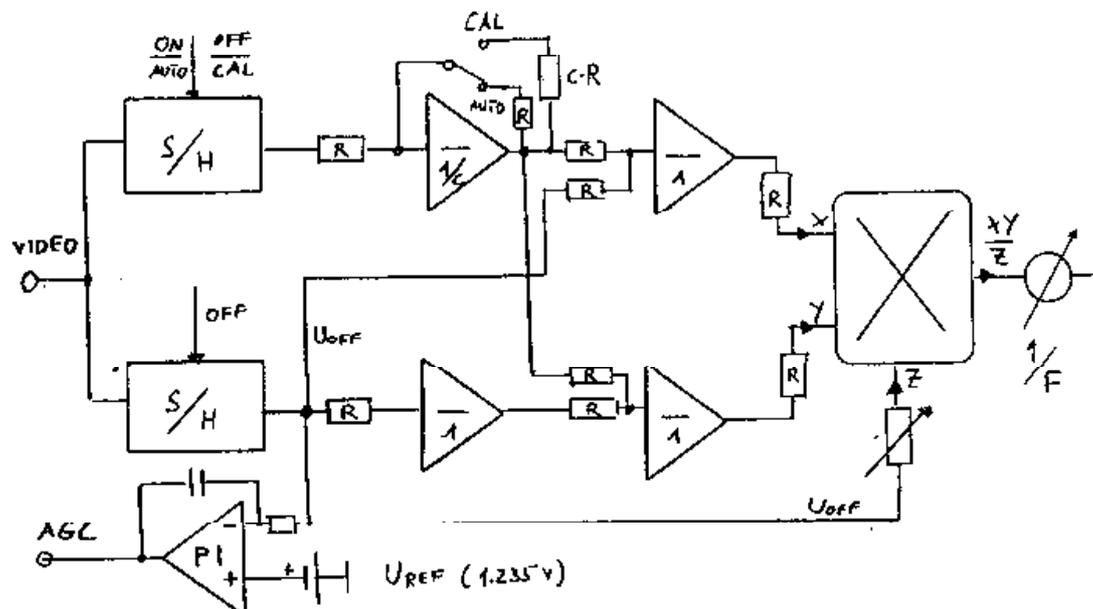
It turned out as a real pity that alternative 3. was the only way to go: hard work is a bit contradictory in the context of a hobby. Alternative 1. was ruled out because only very ancient designs are available in the advent of highly sophisticated digital equipment for measuring noise figure. Alternative 2. ended with two proposals, one in HAM RADIO (/1/) from Edward T. Gisske, K9IMM, and the other from Martin Dohlus in UKW-Berichte (/2/). The first one has to be ruled out, because its only usable with vacuum tube noise sources because of its twice-power method used. That limits the frequency range of measurements to a range of 10 MHz to 500 MHz. The second one is an interesting approach, which uses a solid state noise source and a rather elaborated system for the Y-factor method. Drawbacks are the rather complicated logarithmic display circuit, limitation of IF-bandwidth (only 35 kHz) and the poor noise source. Therefore it has been ruled out also.

4.1 Basic Design Idea

One of the drawbacks of commercial PANFI-design is the requirement of a square law IF-detector. This is a formidable task to develop. The first design decision had been the dropping of the square law detector in favour of a linear voltage detector, which has an output proportional to the square root of input power. It has been shown that such a detector can be constructed with a very good linearity over an input range of -5 dBm to at least 25 dBm (3/). The second idea is to display the inverse of noise factor F and calibrate the scale in dB. That allows NF = 0 dB at full scale (FS) and NF = 3 dB at 50 percent of FS. Infinity lies at 0. This idea has been borrowed from the AILTECH PANFI (4/). The advantages of this decision are twofold:

1. Expansion of the interesting range of 0 - 3 dB NF in the right half of the display
2. No logarithmic amplifiers are necessary. That spares money and gives better accuracy.

Figure 3/Bild 3: Block Diagram of video&logic/Blockschaltbild der Videologik



The remaining question was, how to compute 1/F from the the output of the video detector. The somewhat tricky answer can be seen in figure 3, which displays the block diagram of the video&logic circuit. The output of the linear video detector is clocked into two S/H-circuits, which store the voltage values during the measurement cycle. Operational amplifiers generate the sum and difference of the ON- and OFF-voltages respectively. These sum and difference voltages are input to an analog divider circuit. The output of this divider is described by the following equation:

$$I_{out} = \frac{XY}{Z} = \frac{(U_{on} - U_{off})}{R} \cdot \frac{(U_{on} + U_{off})}{R} \cdot \frac{R_{cat}}{U_{off}}$$

Binomial expansion allows reduction to:

$$I_{out} = \frac{(U_{on}^2 - U_{off}^2)}{U_{off}^2} \cdot \frac{U_{off} R_{cat}}{R^2} \tag{8}$$

Now the first term ist equivalent to Y - 1, because of:

$$Y = \frac{U_{on}^2}{U_{off}^2} \tag{9}$$

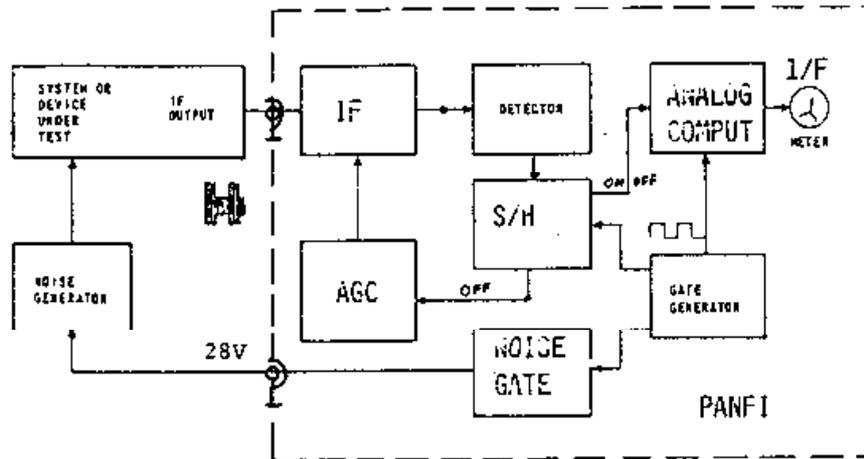
Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by D.I9BY

and the second term can be defined as the ENR, if U_{off} is held constant by some means. The governing equation of this PANFI is:

$$I_{out} = \frac{1}{F} = \frac{Y - 1}{ENR} \quad [11]$$

Now we have, what we want, i.e. an output current, which is proportional to $1/F$. The only requirement is, that the level of U_{off} will be held constant during the whole measurement. That's very easily achieved by an PI-servo control system,

Figure 4/Bild 4: Block Diagram



which samples the output of the S/H for U_{off} and adjusts the IF-gain of the AGC-IF-amplifier for U_{off} being equal to U_{ref} , which is defined by a precision band gap voltage source.

Another question to solve is the facility for calibration of ENR. This is provided by

virtue of selectable gain OP-Amp A1. Together with switching the S/H S1 to the T_{off} clock, which cares for U_{on} now havin the U_{off} value, A1 amplifies with factor c during the calibrate mode. Therefore U_{on} now becomes

$$U_{on} = c \cdot U_{off}$$

Inserted in Equation [9] :

$$Y = c^2$$

For $I_{out} = 1$ the value for c is chosen that $ENR = ENR_{min}$. That leads to:

$$c = \sqrt{10^{\frac{ENR_{min}}{10}} + 1} \quad [12]$$

For $ENR_{min} = 3$ dB c has a value of 1.73068 and for ENR_{min} c has a value of 4.57740. These ratios can be produced by precision resistors. The advantage of choosing integer values for ENR_{min} is the possibility to use the same scale as for $1/F$ for ENR calibration also. Just the offset has to be added. Anyway the whole calibration stuff has been reduced to simple DC-gains of OP-Amps's.

The overall design can be seen from block diagram in figure 4. The PANFI consists of an IF-Amplifier on 29 MHz, which has AGC, a linear video detector (video output is proportional to square root of input power), and a video&logic circuit. That realisation of this design is the topic of the following article.

4.1 Design Idee

Einer der Hauptnachteile im Design der kommerziellen PANFI's ist die Notwendigkeit für einen 'Square Law' Detektor. Dieser ist mit Amateurmitteln sehr schwer über einen vernünftigen Dynamikbereich zu realisieren. Die erste Design-Entscheidung war daher, auf diese Art Detektor zu verzichten und stattdessen einen spannunglinearen Detektor, wie er erfolgreich im Wattmeter nach (/3/) eingesetzt wurde, zu verwenden. Die zweite Entscheidung wurde von AILTECH entliehen (/4/) und besteht darin statt der Rauschzahl F, das inverse, nämlich $1/F$ anzuzeigen. Das hat einerseits den Vorteil, daß die Skala für den interessanten Bereich von 0 - 3 dB auf die rechte Hälfte der Skala expandiert ist - die Ablesegenauigkeit wird sehr schön - und andererseits die teuren und ungenauen Verstärker zum Logarithmieren entfallen.

Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by DJ9BY

Die verbleibende Frage war, wie man nun $1/F$ aus dem Output des Video-Detektors bestimmt. Die etwas trickige Antwort ergibt sich aus dem Studium der Abb. 3. Der Detektor-Output wird in zwei Sample/Hold-Schaltungen übernommen, so daß U_{on} und U_{off} getrennt vorliegen. Aus diesen Spannungen werden über Operations-Verstärker die Summen- und Differenzspannungen erzeugt ($U_{on}-U_{off}$ bzw. $U_{on}+U_{off}$). Diese wird zusammen mit U_{off} auf die drei Eingänge des Analog-Dividierers geführt. Damit ergibt sich ein Ausgangsstrom laut Gleichung [7]. Durch Auflösung der binomischen Teilformel ergibt sich Gleichung [8]. Der erste Term ist unmittelbar als $Y - 1$ zu identifizieren, während der zweite Teil als ENR identifiziert werden kann, wenn dafür gesorgt wird, daß U_{off} während der Messung konstant gehalten wird. Das wird am einfachsten über einen PI-Regler erreicht, der die Verstärkung der ZF so regelt, daß U_{off} (Istwert) gleich U_{ref} (Sollwert) ist. U_{ref} wird von einer hochstabilen 'Band-Gap' Referenzspannungsquelle geliefert. Damit gilt dann die 'PANFI'-Gleichung in [11].

Das letzte Problem, was zu lösen war, ist, die Möglichkeit für eine ENR-Eichung des Geräts vorzusehen. Das wird durch eine schaltbare Verstärkung in OP-Amp A1 und durch Umschalten der S1 Clock auf Toff erreicht. Damit erscheint nun am Ausgang von A1 die Spannung

$$U_{on} = c \cdot U_{off}$$

Damit wird wegen [9] der Y-Faktor zu

$$Y = c^2$$

Für $Y=1$, d.h. 100 % Ausschlag, wird nun c so gewählt, daß $ENR=ENR_{min}$ ist. Damit gilt:

$$ENR_{min} = c^2 - 1$$

Es folgt für c :

$$c = \sqrt{10^{\frac{ENR_{min}}{10}} + 1} \quad [12]$$

Wird ENR_{min} zu 3 dB für den LO-Bereich gewählt, gilt $c=1.73068$ und für $ENR_{min} = 13$ dB im HI-Bereich folgt $c=4.57740$. Für ENR_{min} wählt man ganze Zahlen, weil man die Skala für $1/F$ dann auch für die ENR-Anzeige im Eich-Modus nehmen kann. Man braucht nur den Wert für ENR_{min} zuzuzählen. Die ganze Eichproblematik des PANFI wird also auf reine DC-Verstärkung von OP-Amps's zurückgeführt und läßt sich mit 1% Präzisionswiderständen in hinreichender Genauigkeit schaltungstechnisch realisieren.

Das Gesamt-Design ist aus Bild 4 erkennbar. Die Realisation wird im Folgeartikel beschrieben.

6. References/Literatur

- /1/ Edward T. Giske, 'Automatic Noise Figure Meter for Amplifiers and Converters', HAM RADIO 2(1981), pp. 12-21
- /2/ Martin Dohlus, 'Automatisches Rauschzahlmeßgerät für den Eigenbau', UKW Berichte 2(1982), pp. 67-76 and UKW Berichte 3(1982), pp. 131-148
- /3/ Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, 'Präzisions-Wattmeter mit automatischer VSWR-Anzeige für 144 - 2320 MHz', DUBUS 3(1987), pp. 199-210
- /4/ AILTECH, 'Instruction Manual for AILTECH 75 Precision Automatic Noise Figure Indicator'. Revision D, 1975
- /5/ Jim Kennedy, K6MIO, 'The real meaning of noise figure', HAM RADIO 3(1969), pp. 26-32
- /6/ R. Adler et al., 'Description of the Noise Performance of Amplifiers and Receiving Systems', Proc. IEEE, vol. 51, 3(1963), pp. 436-442