

UNTERSUCHUNG DES RAUSCHENS VON HALBLEITERN

Von

I. P. VALKÓ

Lehrstuhl für Elektronenröhren, Technische Universität, Budapest

(Eingegangen am 12. Oktober 1960)

1. Zielsetzung

Unter Rauschen versteht man unerwünschte Störsignale, die die Folge zufälliger Vorgänge sind und durch statistische Gesetze gekennzeichnet werden können.

Auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik wird den Rauscherscheinungen eine immer größere Aufmerksamkeit geschenkt, was sich daraus erklärt, daß beim heutigen Stand der Technik die Möglichkeit besteht, sehr schwache Signale beliebig zu verstärken. Der Verstärkung und damit der Wahrnehmung ferner Signale wird aber durch das Rauschen eine Grenze gesetzt. Will man also das Rauschen verringern, so muß man seine Natur erst gründlich studieren. In den letzten 10 Jahren haben sich die Halbleiter in der Nachrichtentechnik in zunehmendem Umfang durchgesetzt, es ist aber nur zu verständlich, wenn sich die Forschungsarbeit gerade dem Gebiet des Rauschens von Halbleitern mit größter Intensität zuwendet. Zu diesen Arbeiten trägt auch Ungarn seinen Teil bei. Im elektronischen Laboratorium des Forschungsinstituts für die nachrichtentechnische Industrie beschäftigt sich eine Forschergruppe in Zusammenarbeit mit dem Lehrstuhl für Elektronenröhren der Technischen Universität mit Untersuchungen über das Rauschen von Transistoren. Diese Gruppe kann sich bei ihren Arbeiten auf Erfahrungen stützen, die sie in den vergangenen Jahren bei der Untersuchung des Rauschens von Radoröhren sammelte. Die Ergebnisse dieser Arbeiten wurden in mehreren Artikeln veröffentlicht [1, 2, 3, 4, 5]. In der vorliegenden Veröffentlichung soll eine zusammenfassende Darstellung des jetzigen Standes der Untersuchungen über das Rauschen von Halbleitern gegeben werden.

Bei elektrischen Messungen erscheint das Rauschen allgemein als Schwankung $x(t)$ des Strom- bzw. Spannungswertes um einen gewissen Mittelwert, der durch die Gleichungen des Stromkreises bestimmt ist. Der zeitliche Verlauf der Schwankung $x(t)$ läßt sich durch keine geschlossene Funktion kennzeichnen. Die Gesetze der Statistik geben nur Regeln für die Wahrscheinlichkeit $p(x)$ des Vorkommens der Augenblickswerte von $x(t)$. In den meisten Fällen gilt das Gaußsche Gesetz, demzufolge

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}. \quad (1)$$

Hier ist $\sigma^2 = \overline{x^2}$, der quadratische Mittelwert der Schwankung. σ^2 gibt den zahlenmäßigen Wert an, der sich zur quantitativen Kennzeichnung der Schwankung am besten eignet, dessen Bestimmung also stets auch die Bestimmung der Schwankung bedeutet. Seine Berechnung geschieht am bequemsten nach der Fourierschen Methode, wobei die Zeitfunktion $x(t)$ durch die Frequenzfunktion $x(f)$ ausgedrückt wird, so daß

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(f) e^{j2\pi f t} df. \quad (2)$$

In einem schmalen Frequenzband Δf verhalten sich die Fourierkomponenten genau so wie harmonische Signale. Die auf den quadratischen Mittelwert bezogene Fouriertransformierte schreibt sich zu:

$$\sigma^2 = \overline{x^2} = \int_0^{\infty} w(f) df, \quad (3)$$

worin $w(f)$ die spektrale Intensität, also den quadratischen Mittelwert der Fourierkomponente $x(f)$ bei einer Bandbreite von 1 Hz bedeutet.

In einem elektrischen Kreis ist $w(f)df$ der quadratische Mittelwert der Strom- oder Spannungsschwankung innerhalb eines schmalen Bandes bzw. die an einem Widerstand von 1 Ohm auftretende Rauschleistung.

Der Wert von $w(f)$ kann entweder auf Grund theoretischer Erwägungen oder durch Messung mit besonderen Einrichtungen bestimmt werden. Diese Untersuchungen ergeben in vielen Fällen das erstaunlich einfache Ergebnis, daß die quadratischen Mittelwerte der Rauschkomponenten bei allen Frequenzen den gleichen, konstanten Wert haben. In Wirklichkeit kann das natürlich nur innerhalb endlicher Frequenzgrenzen zutreffen, denn sonst müßte ja laut Gleichung (3) der Wert σ^2 unendlich groß sein. Rauschen, bei dem $w(f)$ innerhalb weiter Grenzen konstant ist, wird das »weiße« Rauschen genannt.

2. Einige bekannte Rauscharten

Da das Rauschen von Transistoren eine sehr komplexe Erscheinung ist, sollen zum besseren Verständnis kurz einige einfache Zusammenhänge aus der Theorie des Rauschens aufgefrischt werden.

Sämtliche Arten des Rauschens können letzten Endes auf die Fundamentalsätze der Thermodynamik zurückgeführt werden, dennoch pflegt man in der Praxis zwei Gruppen dieser Erscheinungen zu unterscheiden.

Die erste Gruppe, die bei jeder reellen Stromkreisimpedanz auftritt, wurde von Nyquist und Johnson erkannt. Sie stellten fest, daß die Rauschquelle stets der ohmsche Teil der Impedanz ist. Die theoretisch entnehmbare größte Rauschleistung im Frequenzband Δf beträgt bei Leistungsanpassung

$$P = kT \Delta f. \quad (4)$$

Ersetzt man den ohmschen Widerstand R als Rauschgenerator durch das Theveninsche oder Nortonsche Äquivalenzschaltbild, dann erhält man für die spektrale Intensität der Leerlauf-Rauschspannung bzw. des Kurzschluß-Rauschstromes die Beziehungen

$$u^2 = 4kTR \Delta f \quad \text{bzw.} \quad i^2 = \frac{4kT}{R} \Delta f. \quad (5)$$

Diese Zusammenhänge gelten von ganz niedrigen Frequenzen bis in den Bereich der infraroten Wellen. T ist hier die absolute Temperatur in K° , k die Boltzmannsche Konstante ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Joule/ K°).

Eine andere Art des Rauschens findet sich in elektronischen Geräten. Es beruht auf der Tatsache, daß die elektrischen Ladungsträger, die Elektronen, unteilbare Teilchen von bestimmter Größe sind, deren Energie jedoch verschieden groß sein kann. Für die Energieverteilung gelten natürlich die Gesetze der Wahrscheinlichkeitsrechnung.

Bei Elektronenröhren wird die Größe der Schwankungen durch die Betriebsart bestimmt.

Am bekanntesten ist das Schrotrauschen der im Sättigungsgebiet arbeitenden Elektronenröhre. Bei der theoretischen Bestimmung des Fourierspektrums geht man davon aus, daß der Durchlauf jeder einzelnen Elektronenladung ein unabhängiges Ereignis ist und einen sehr kurzen Stromimpuls bedeutet. Im Fourierspektrum eines sehr kurzen Impulses hat jede Frequenz die gleiche Stärke. Das Spektrum der Summe dieser Impulse bildet also ein weißes Rauschen. Das Quadrat der Stromschwankungen im Frequenzband Δf schreibt sich zu

$$i^2 = 2 qI \Delta f. \quad (6)$$

Ähnliche Betrachtungen gelten auch für eine im Anlaufstromgebiet arbeitende Röhre. Die Schwankung des Gleichstroms I wird auch hier durch die Gleichung

$$i^2 = 2 qI \Delta f \quad (7)$$

ausgedrückt. Da jedoch der Innenwiderstand einer Diode im Anlaufstromgebiet

$$r_i = kT_K/qI \quad (8)$$

beträgt, kann ein Zusammenhang mit dem Nyquistischen Rauschen festgestellt werden, denn es ist

$$\frac{4kT_K/2}{r_i} \Delta f = 2qI \Delta f. \quad (9)$$

Das Rauschen des Diodenstromes ist also genau so groß wie das eines Widerstandes, dessen Wert dem Innenwiderstand der Diode gleich und dessen Temperatur halb so groß ist wie die absolute Temperatur der Kathode.

Es ist allgemein bekannt, daß die regulierende Wirkung der Raumladung einen großen Teil der Stromschwankungen ausgleicht. Darauf soll jedoch jetzt nicht weiter eingegangen werden, doch ist es interessant, daß die Stromverteilung, wenn der Strom zu mehreren positiven Elektroden fließt, ein Rauschen verursacht. Fließt einer Elektrode nur ein kleiner Teil des Gesamtstromes zu, dann ist die kleine Stromschwankung genau so groß wie die eines entsprechenden Sättigungs- oder Anlaufstromes, d. h. es gilt

$$i_2^2 = 2qI_2 \Delta f, \quad (10')$$

(wenn $I = I_1 + I_2$, $I_1 \gg I_2$). Dieselbe Schwankung tritt auch im Strom I_1 auf:

$$i_1^2 = 2qI_2 \Delta f. \quad (11)$$

3. Näherungsformel für das Rauschen des Transistors

Es ist klar, daß jedes nützliche Signal, das durch Empfangseinrichtungen wahrgenommen wird, stets Rauschen enthält. Das Verhältnis des nützlichen Signals zum schädlichen Rauschen eignet sich jedoch nicht zur Klassifizierung der verschiedenen Verstärker. Es bleibt sich nämlich nicht gleich, ob das Rauschen im Verstärker selbst oder unabhängig von diesem im Generator des nützlichen Signals (etwa im Mikrophon) entsteht.

Auf Grund solcher Überlegungen wurde der Begriff des Rauschfaktors eingeführt [6]. Er wird durch das Verhältnis der gesamten Rauschleistung am Ausgang des Verstärkers zu dem Teil der Rauschleistung ausgedrückt, der auch am Ausgang eines vollkommen rauschfreien Verstärkers auftreten würde, d. h.

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{\text{Signal/Rauschen am Eingang}}{\text{Signal/Rauschen am Ausgang}} = \\
 &= \frac{\text{gesamte Rausch-Ausgangsleistung}}{\text{Rauschleistung am Eingang} \times \text{Gesamtverstärkung}}. \quad (12)
 \end{aligned}$$

Bei praktischen Berechnungen geht man davon aus, daß der Verstärker am Eingang durch einen Generator mit dem Innenwiderstand R_g gesteuert wird, dessen Nyquist-Rauschen die Eingangs-Rauschleistung darstellt. Im Idealfall ist also der niedrigste Wert von F gleich 1.

Die Vorzüge dieses Begriffes zeigen sich bei Röhrenverstärkern erst bei sehr großen Frequenzen, bei denen die Verhältnisse sehr kompliziert werden. Das Rauschen von Transistoren wird man mit Vorteil stets anhand des Rauschfaktors behandeln.

Gleichung (12) kann auch in der Form

$$F = 1 + F'$$

geschrieben werden, wo

$$F' = \frac{\text{vom Verstärker stammende Ausgangs-Rauschleistung}}{\text{vom Generator stammende Ausgangs-Rauschleistung}}. \quad (13)$$

Mit Hilfe der Gleichung (13) kann der Rauschfaktor auch dann bestimmt werden, wenn das Rauschen auf verschiedene, voneinander unabhängige Ursachen zurückgeführt werden kann. In diesem Falle summieren sich nämlich am Ausgang die im Verstärker entstehenden Rauschkomponenten, und man bekommt:

$$F'_{insg.} = 1 + \sum_n F'_i = F_1 + F_2 + \dots + F_n - (n - 1). \quad (14)$$

Auf Grund dieser Gleichung läßt sich der Rauschfaktor des Transistors bestimmen. Zuvor soll jedoch der Beitrag der einzelnen Rauschquellen untersucht werden.

Zuerst nehme man an, daß die einzige Rauschquelle im Inneren des Verstärkers der ohmsche Widerstand R_b am Eingang bildet. Die Quelle des Rauschens, das von Außen an den Eingang gelangt, ist der ohmsche Widerstand R_g des Signalgenerators. Ist die Leistungsverstärkung A , dann ist die Ausgangs-Rauschleistung

$$P = 4kT \frac{R_b}{R_g + R_b} Af. \quad (15)$$

und der vom Generator stammende Teil

$$P_{gen} = 4kT \frac{R_g R_b}{(R_g + R_b)^2} \Delta f. \quad (16)$$

Für den Rauschfaktor gilt mithin

$$P/P_{gen} = 1 + R_b/R_g. \quad (17)$$

Nun soll angenommen werden, am Eingang des Verstärkers befinde sich eine in Durchlaßrichtung vorgespannte Diode. Bekanntlich entsprechen in diesem Bereich die Zusammenhänge zwischen Strom und Spannung der im Anlaufstromgebiet arbeitenden Vakuumdiode. Zur Bestimmung des Stromes der Rauschquelle am Verstärkereingang kann also Gleichung (9) benützt werden, und man hat

$$P = 4kT(R_g + R_{e2}) \frac{R_c}{(R_g + R_c)^2} \Delta f, \quad (18)$$

worin R_c den Innenwiderstand der Diode, R_g den ohmschen Widerstand des Generators bedeutet. In diesem Fall ist der Rauschfaktor

$$F = 1 + \frac{R_c}{2R_g}. \quad (19)$$

Als nächster Schritt soll jetzt ein Verstärker betrachtet werden, in dessen Ausgangskreis ein Rauschstrom i_2^2 entsteht und der keine sonstigen Rauschquellen enthält. Die Stromverstärkung sei a , der ohmsche Widerstand des Generators wieder R_g . Zur Berechnung des Rauschfaktors muß der Rauschstrom auf die Eingangsseite reduziert werden, wonach man auf einfache Art zu Beziehung

$$F = 1 + \frac{i_2^2 R_g}{a^2 4kT \Delta f} \quad (20)$$

gelangt. Beachtenswert ist die Tatsache, daß der Rauschfaktor hier — im Gegensatz zu den bisherigen Fällen — mit sinkendem Generatorwiderstand kleiner wird.

Die Ausgangselektrode ist beim Transistor fast immer der Kollektor. Im Kollektorstromkreis entsteht das Rauschen aus zwei verschiedenen Gründen:

1. Der Emitterstrom verteilt sich auf die Basis und den Kollektor. Da der Basisstrom klein ist, schreibt sich das Quadrat der auftretenden Stromschwankung annähernd zu

$$i^2 = 2qI_b \Delta f \approx 2q \frac{I_c}{\beta} \Delta f, \quad (21)$$

worin β der Stromverstärkungsfaktor zwischen Basis und Kollektor ist.

2. I_{co} ist der nicht steuerbare Sättigungsstrom des Kollektors. Für das Rauschen dieses Stromes gilt also

$$i^2 = 2qI_{co} \Delta f. \quad (22)$$

Setzt man (21) und (22) in die Gleichung (20) ein und beachtet man, daß

$$2qI_c \approx 2qI_c = 2kT/R_c \quad (23)$$

dann erhält man für den Rauschfaktor

$$F \approx 1 + \frac{R_g}{2R_c a^2} \left(\frac{1}{\beta} + \frac{I_{co}}{I_c} \right). \quad (24)$$

Die Gleichung hat Gültigkeit, wenn der Eingang als Kurzschluß betrachtet werden kann. Andernfalls muß man in Betracht ziehen, daß nur der

$\frac{R_g}{R_g + R_c + R_b}$ -te Teil des Rauschstromes an den Eingang des Transistors gelangt, wobei sich der Rauschfaktor folgendermaßen ändert:

$$F \approx 1 + \frac{(R_g + R_c + R_b)^2}{2R_g R_c a^2} \left(\frac{1}{\beta} + \frac{I_{co}}{I_c} \right). \quad (25)$$

Damit wurden die bedeutendsten Rauschquellen des Transistors bei mittleren Frequenzen beschrieben. Mit (17), (19) und (25) erhält man aus Gleichung (14) für den Rauschfaktor des Transistors die hinreichend übersichtliche Näherungsformel

$$F \approx 1 + \frac{R_b}{R_g} + \frac{R_c}{2R_g} + \frac{(Z_g + R_c + R_b)^2}{2R_c R_g a^2} \left(\frac{1}{\beta} + \frac{I_{co}}{I_c} \right). \quad (26)$$

In diesem Ausdruck wurde außerdem berücksichtigt, daß der Generator auch eine komplexe Impedanz $Z_g = R_g + jX_g$ haben kann. Ähnliche Beziehungen sind aus dem Schrifttum bekannt; die geringfügigen Abweichungen sind darauf zurückzuführen, daß die Autoren die zulässigen Vernachlässigungen nach verschiedenen Gesichtspunkten vornehmen [7, 8].

Der Transistor kann in drei verschiedenen Grundschaltungen benützt werden. Die größte Verstärkung erzielt man, wenn der Emitter an Masse liegt,

während die beiden andern Schaltungsarten als starke negative Strom- bzw. Spannungsrückkopplung betrachtet werden können. Die Gleichung (26) bezieht sich prinzipiell auf alle drei Schaltungsarten.

Aus dem bisher Gesagten geht klar hervor, daß der Rauschfaktor bei einem optimalen R_g -Wert ein Minimum hat. Außerdem kann ein optimaler Wert für R_e bzw. für den Gleichstrom des Arbeitspunktes ermittelt werden. Bei den heute gebräuchlichen Transistoren bekommt man den kleinsten Rauschfaktor bei einem Generatorwiderstand von 500—1000 Ohm und einem Kollektorstrom von 0,1—0,2 mA. Dieser Rauschfaktor ist um so kleiner, je kleiner der Basiswiderstand R_b und der Sättigungsstrom I_{c_0} , und überdies je größer der Stromverstärkungsfaktor β ist. Der kleinste Rauschfaktor eines guten Transistors ist nicht größer als 1,3. Dieser Wert kann sowohl bei ausländischen als auch bei heimischen Exemplaren eingestellt werden.

4. Funkeleffekt (Flickerrauschen) bei Transistoren

Die Gültigkeit der Gleichung (26) beschränkt sich auf die höheren Tonfrequenzen. Bei noch höheren Frequenzen muß die Frequenzabhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors auf dem Wege komplizierter Berechnungen in Betracht gezogen werden. Oberhalb einer gewissen Grenze ergibt sich ein Ansteigen des Rauschfaktors mit dem Quadrat der Frequenz.

Im Bereich der tiefen Tonfrequenzen werden die bisher beschriebenen Schwankungen sowohl bei Elektronenröhren als auch bei Transistoren durch den sogenannten Funkeleffekt oder Flickerrauschen verdrängt. Diese Rauschart ist dadurch gekennzeichnet, daß sie kein weißes Spektrum hat, daß also ihre Intensität von der Frequenz abhängt. Erfahrungsgemäß ist die spektrale Intensität, d. h. also das Quadrat der Strom- bzw. Spannungsamplitude der Frequenz umgekehrt proportional. Der Funkeleffekt ist eine äußerst unangenehme Erscheinung. Während Verstärker in den mittleren Frequenzbereichen das unvermeidlich an ihren Eingang gelangende Rauschen kaum vergrößern — ihre Übertragungseigenschaften also beinahe ideal sind —, macht das Auftreten des Funkeleffektes die nötige Erhöhung der Empfindlichkeit von Tonfrequenz- und besonders von Gleichstromverstärkern schlechthin unmöglich.

Für den Funkeleffekt gibt es eine formelle mathematische Erklärung, die allgemein gültig ist und auf dem Grundgedanken fußt, daß die Ladung q des Elektrons in dem bekannten Ausdruck $i^2 = 2qI\Delta f$ als Zeitintegral des einzelnen Stromimpulses fungiert. Ist das Quadrat des Rauschstromes i^2 beim gleichen Gleichstrom I größer als dieser, dann muß angenommen werden, daß die einzelnen Stromimpulse größer sind (Durchlauf von Elektronengruppen). Die Frequenzabhängigkeit hingegen läßt sich dadurch erklären, daß die

Impulsdauer τ groß ist. Die Fourierspektren von Impulsen oder Impulsreihen haben ja bekanntlich die Eigenschaft, daß die Amplitude der Komponenten konstant ist, wenn $f \ll \frac{1}{\tau}$ ist, und daß sie mindestens proportional mit $\frac{1}{f}$ abnimmt, wenn $f > \frac{1}{\tau}$ wird. Das Fourierspektrum längerer Stromimpulse zeigt also in Richtung höherer Frequenzen eine abnehmende Intensität. Bei Elektronenröhren muß man also im Emissionsmechanismus langsamere oder kürzere Schwankungen vermuten, während die Anzahl der entstehenden und verschwindenden Ladungsträger bei Halbleiterdioden und Transistoren offenbar ähnlichen Schwankungen unterworfen ist.

Diese theoretischen Betrachtungen stoßen jedoch auf folgende Schwierigkeit: nach dem Gesagten muß sich die spektrale Intensität, also das Quadrat der Komponentenamplituden verhältnismäßig mit $\frac{1}{f^2}$ ändern. Bei Messungen konnte jedoch immer eine Änderung festgestellt werden, die ungefähr verhältnismäßig mit $\frac{1}{f}$ war. Zur Erklärung dieser Erscheinung muß man Impulse verschiedener Dauer voraussetzen. In diesem Falle gibt es bei allen Frequenzen Komponenten, die frequenzunabhängig sind, und solche, die sich mit dem Quadrat der Frequenz ändern. Diese Komponenten summieren sich, und es ist denkbar, daß die Wahrscheinlichkeit für die Verteilung der verschiedenen Impulszeiten so beschaffen ist, daß sich im Summenspektrum eben die meßbare Frequenzabhängigkeit ergibt. Hierzu müssen jedoch sehr langsame Schwankungen vorausgesetzt werden. Der Funkeffekt konnte schon innerhalb von Frequenzgrenzen, die zueinander im Verhältnis von $\frac{1}{10^6}$ stehen, und auch bei $4 \cdot 10^{-4}$ Hertz nachgewiesen werden, was bedeutet, daß neben ganz kurzen Impulsen auch solche vorhanden sind, die länger als 10 Stunden dauern. Freilich fügt sich dies schlecht in die einfache Theorie der Halbleiter, weshalb eine Erweiterung dieser Theorie erforderlich ist.

Diese Erweiterung ist vorläufig noch nicht zur quantitativ richtigen Formulierung gelangt. So viel weiß man jedoch schon, daß den Vorgängen an der Oberfläche des Kristalls entscheidende Bedeutung beigemessen werden muß. An den Oberflächen entsteht stets eine dünne Oxydschicht, deren Innenseite die in Bewegung befindlichen Ladungsträger kurze Zeit festzuhalten vermag, während an ihrer Außenseite verhältnismäßig lange Zeit hindurch Sauerstoffionen aus der umgebenden Atmosphäre anhaften können [9]. Beide Erscheinungen sind geeignet, Stromschwankungen zu verursachen. Tatsache ist, daß das starke Rauschen der ersten Transistoren durch ungenügende Verkapselung, durch Wasserdampfreste in der Kapsel und durch ungeeigneten Lack verursacht wurde.

5. Prüfmethode

Der erste Schritt, der von ungarischen Forschern auf meßtechnischem Gebiete unternommen wurde, bestand im Umbau einer Meßapparatur mit der bis dahin Elektronenröhren untersucht wurden, zur Messung von Transistoren. Bei dieser Arbeit waren die Herren A. KEMÉNY und A. PÁLFY dem Verfasser behilflich. Der Hauptteil dieser Einrichtung ist ein Röhrenverstärker mit sehr großer konstanter Verstärkung, dessen Stabilität durch starke negative Rückkopplung gesichert ist. Der Wert des verstärkten Rauschens wird von einem Drehspulinstrument mit Thermoelement angezeigt. Die Einrichtung besitzt verschiedene Frequenzfilter, mit deren Hilfe der Funkeffekt und das frequenzunabhängige Schrotrauschen voneinander mehr oder weniger getrennt beobachtet werden kann.

Die bei Röhrenverstärkern üblichen großen Impedanzen reagieren jedoch prinzipiell empfindlich auf äußere Einwirkungen, hauptsächlich auf elektrische Streufelder. Zu den Störungen des Netzes kommen überdies noch hochfrequente Störungen, die am Standort des Laboratoriums besonders stark sind. Auch die Mikrophonie der Röhren kann störend wirken. Diese Gesichtspunkte waren entscheidend für den Entschluß, eine neue, vollkommen transistorisierte Meßeinrichtung zu bauen, die frei von Mikrophonie und Netzbrummen und außerdem weniger empfindlich gegen äußere Störungen ist. Neben diesen Vorzügen fällt der Nachteil des im Vergleich zum röhrenbestückten Gerät etwas stärkeren Eigenrauschens der Einrichtung kaum ins Gewicht, da der zu untersuchende Transistor in Emitterbasisschaltung bedeutende Verstärkung hat. Das zu messende Rauschen ist also in jedem Fall bedeutend stärker als das Eigenrauschen.

Die Stromkreise dieser Einrichtung wurden von A. KEMÉNY entworfen und von A. PÁLFY zusammengestellt.

Die erste geschlossene Einheit (Einheit »A«) enthält den Stromkreis des zu messenden Transistors. An diese Einheit wird der »Eichgenerator« zur Messung der Stufenverstärkung angeschlossen. Die Stufe wird durch Ni-Cd-Akkumulatoren gespeist.

Die darauf folgende Einheit »B« enthält den Vorverstärker, der gleichfalls von Akkumulatoren (6 und 12 V) gespeist wird. Für diese Einheit wurden sehr rauscharme Transistoren verwendet. Die Gesamtverstärkung beträgt 50 dB, jedoch ist auch ein zweiter Ausgang für 30 dB vorhanden. Der Frequenzgang ist zwischen 0,5 Hz—150 KHz innerhalb 3 dB gerade.

Der Ausgang des Vorverstärkers kann — dem Zweck der Messung entsprechend — entweder an den mit Terzfilter versehenen Analysator (Type 3310) von Brüel & Kjaer oder an den eigenen Verstärker gelegt werden, der die »C« Einheit bildet.

Die Gesamtverstärkung des Verstärkers (der Einheit »C«) beträgt 80 dB, was zusammen mit der 50 dB Vorverstärkung die erforderliche maximale Verstärkung von 130 dB liefert. Die Verstärkung kann an zwei Attenuatoren in Stufen von 10 dB bis 0 dB gedämpft werden. Die Gesamtdämpfung jedes Attenuators beträgt 40 dB. Die Einheit »C« wird von einer stabilisierten Netzeinheit mit 12 V Speisespannung versehen.

Das Gerät kann mittels der eingebauten Filter auf folgende Frequenzbereiche geschaltet werden.

a) »linear« zwischen 0,5 Hz und 100 kHz.

b) »Flicker«-Band zwischen 0,5—40 Hz mit einem Cauer-Tiefpaßfilter, dessen Grenzfrequenz 40 Hz beträgt.

c) »Schrot«-Band zwischen 25 kHz—150 kHz mit einem Wagner-Hochpaßfilter, dessen Grenzfrequenz 25 kHz beträgt.

d) Übertragungsbereich für Breitband-Rauschmessungen zwischen 7 Hz—12,2 kHz. Der geometrische Mittelwert beträgt 300 Hz.

In diesem Band befindet sich ein Wagner-Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 12 kHz und ein R—C-Hochpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 7 Hz.

e) An die Klemmen »ext. Filter« können beliebige Hoch- bzw. Tiefpaßfilter mit einem Wellenwiderstand von 600 Ohm angeschlossen werden.

Der Arbeitsstrom des Kollektors wird durch ein 100-Ohm-Spezialpotentiometer eingestellt, das aus einem in 7 Windungen angeordneten Widerstandsdraht besteht, auf dem sich ein Gleitkontakt aus Platiniridium bewegt.

Die letzte Stufe des stabilen Verstärkers ist eine Anodenbasisstufe, auf die ein Thermokreuzinstrument mit quadratischer Kennlinie folgt. Der Verstärker ist also eigentlich ein Mikrovoltmeter. Ist der Arbeitswiderstand des Transistors bekannt, dann kann das Instrument auch auf Leistungsmessungen geeicht werden. Außer der Bestimmung der Ausgangs-Rauschleistung muß man aber auch die Rauschleistung kennen, die von einem Generator mit 500 Ohm Innenwiderstand an den Eingang des Transistors gelangt. Überdies muß die Leistungsverstärkung des Transistors im eingestellten Arbeitspunkt bestimmt werden. Zu diesem Zweck legt man eine gewisse Leistung aus einem Tonfrequenzgenerator mit einem Innenwiderstand von 500 Ohm an den Eingang des Transistors und benutzt den Verstärker und Indikator zur Messung der Ausgangsleistung, wobei jedoch die Verstärkung sehr stark verringert wird (z. B. auf den 10^{-4} ten Teil der ursprünglichen Verstärkung).

Die Gesamtverstärkung der Meßeinrichtung vom Eingang eines mittleren Transistors bis zum Indikatorinstrument beträgt mehr als 170 dB. Man kann sich leicht vorstellen, daß die Abschirmung gegen äußere Störungen unter diesen Umständen ein großes Problem darstellt. Die 50 und 150 Hz-Störungen werden durch sehr steile Filter ausgesiebt.

Die genaue Untersuchung des Rauschspektrums im Tonfrequenzbereich geschieht mit dem Tonfrequenzspektrometer von Bruel & Kjaer. Dieses Gerät teilt den Tonfrequenzbereich in Bänder, deren Breite ein Drittel einer Oktave beträgt. Diese Terzfilter werden in schneller Folge automatisch umgeschaltet, wobei das Gerät den Effektivwert der Ausgangsspannung registriert. Neben der Frequenzverteilung muß auch die Amplitudenverteilung untersucht werden, was am einfachsten durch Aufzeichnen der verstärkten Stromschwankungen mit einem Schleifenoszillographen geschieht. Aus dem Oszillogramm kann die Wahrscheinlichkeit des Vorkommens der einzelnen Stromwerte festgestellt werden. Diese Werte trägt man dann zweckmäßig in ein Koordinatensystem auf, dessen Ordinate einen Wahrscheinlichkeitsmaßstab hat, wobei man für eine Gauß—Laplace'sche Verteilung eine Gerade bekommt.

Eine andere Meßeinrichtung gestattet die Untersuchung der Amplitudenverteilung auch bei höheren Frequenzen. Diese Einrichtung beruht auf folgendem Prinzip [12]: Die Stromschwankungen werden an einen Kathodenstrahloszillographen ohne Zeitablenkung gelegt und erscheinen dann als vertikale Ablenkungen des Lichtpunktes auf dem Schirm der Kathodenstrahlröhre. Das Licht gelangt dann durch einen schmalen horizontalen Schlitz auf eine Photozelle (bzw. Multiplerröhre). Der Schlitz kann in senkrechter Richtung verstellt werden, und jede Position entspricht einem bestimmten Augenblickswert des Stromes. In irgendeiner Lage des Schlitzes gelangt um so mehr Licht auf die Photozelle, je öfter der Strom dem Wert der Schlitzposition entspricht. Der Photozellenstrom ist also der Wahrscheinlichkeit des Vorkommens des betreffenden Stromwertes proportional. Durch langsame mechanische Bewegung des Schlitzes läßt sich die Wahrscheinlichkeitskurve ausmessen. In der Praxis benutzt man jedoch besser einen stehenden Schlitz und ändert den Ort der Mittelstellung des Lichtpunktes.

6. Schnellsortiergeräte

Eines der wichtigsten Kennzeichen von laboratoriumsmäßigen Forschungseinrichtungen besteht darin, daß sie es ermöglichen, die Versuchsbedingungen beliebig zu ändern. Ein solches Gerät wird dadurch natürlich sehr kompliziert und die Messung sehr langwierig. Es eignet sich deshalb nicht für Serienmessungen.

Die Anforderung, die an ein Serienmeßgerät gestellt wird, besteht darin, bei einer einzigen Einstellung und einer bestimmten Frequenz den Rauschfaktor des Transistors zu bestimmen. Oft genügt es sogar zu wissen, daß der Rauschfaktor unter einer bestimmten Grenze bleibt.

Eine solche Rauschprüfung gehört in erster Linie natürlich in die Gütekontrolle des Betriebes, doch kann ein solches Gerät auch für Forschungs-

zwecke benutzt werden, wenn die Ergebnisse technologischer Versuche größeren Ausmaßes statistisch ausgewertet werden sollen.

Den ungarischen Vorschriften gemäß wird der Rauschfaktor bei einer Frequenz von etwa 1000 Hz in einem Band von der Breite einer Oktave gemessen, wobei der Widerstand des Generators 500 Ohm, die Kollektorspannung 1,5 V und der Kollektorstrom 0,5 mA oder 0,2 mA beträgt.

Mit dem ersten in Ungarn entwickelten Meßgerät wurde der Rauschfaktor in zwei Phasen gemessen. In der ersten Phase gelangt die Rauschspannung des Transistors über ein Frequenzfilter und über einen Verstärker an den Indikator. In der zweiten Phase wird die Verstärkung um ein bestimmtes Maß, z. B. um 80 dB verringert und an den Eingang des Transistors von einem Tonfrequenzgenerator ein 1000-Hz-Signal gelegt, das gerade um 80 dB größer ist als die Nyquist-Rauschspannung eines 500-Ohm-Widerstandes. Wäre der Rauschfaktor des Transistors $F = 1$ (d. h. 0 dB), dann bekäme man am Indikator denselben Ausschlag wie bei der ersten Phase. In Wirklichkeit muß jedoch die Leistung des Generators vergrößert werden. Das Maß der Vergrößerung ist gerade der Rauschfaktor. Das Gerät ist so bemessen, daß sich der Rauschfaktor in dB direkt an der Instrumentenskala des Tonfrequenzgenerators »Orion 113/C« ablesen läßt.

Ein von G. HIDAS entworfenes Sortiergerät [10] vereinfacht die Messung noch weiter. Bei diesem Gerät wird die Tatsache ausgenutzt, daß die Spannungsverstärkung der verschiedenen Transistoren bei gleichen Stromkreiswerten ungefähr gleich groß angenommen werden kann, wenn die Basis an Masse liegt. Dadurch kann jener Teil des Ausgangsrauschens, der vom 500 Ohm Generatorwiderstand stammt, ein für allemal mit genügender Genauigkeit festgelegt werden. Man hat dann die Möglichkeit, die Ausgangsrauschleistung direkt als ein Vielfaches dieses Wertes zu messen und den Indikator direkt in dB zu eichen. In einfacheren Fällen versieht man die Skala mit den Marken »gut« oder »schlecht«.

Bei Eichungen muß das Gerät den effektiven Wert messen. Dies geschieht durch einen von A. AMBRÓZY entwickelten Stromkreis, der die quadratische Kennlinie durch Geraden mit verschiedener Neigung annähert [11].

7. Meßtechnische Probleme

Auf Grund des Fourierschen Satzes können die schmalbandigen Komponenten mit denselben Methoden untersucht und gemessen werden wie die periodischen Signale. Die mechanische Anwendung dieses Prinzips ist jedoch gefährlich.

a) Bei jedem periodischem Signal besteht ein — von der Wellenform abhängiger — bestimmter Zusammenhang zwischen Effektiv- und Spitzen-

wert. Beim Rauschen kann jedoch ein Spitzenwert eigentlich nicht definiert werden. Ausgeschlossen ist kein noch so großer augenblicklicher Amplitudenwert, nur ist die Wahrscheinlichkeit seines Vorkommens gering. Das bedeutet erstens, daß Spitzenwertmesser prinzipiell nicht benutzt werden können. Kennt man die Funktion der Amplitudenverteilung (z. B. die Gaußsche Verteilung) und die Zeitkonstante des benutzten Meßgerätes, dann kann man mit begrenzter Genauigkeit vom angezeigten auf den Effektivwert schließen. Es empfiehlt sich jedoch, ein Instrument zu benutzen, das den Effektivwert mißt.

Es muß außerdem beachtet werden, daß beim Übersteuern des Verstärkers eine Amplitudenbegrenzung eintritt, so daß der durch den Verstärker gemessene Rauschwert kleiner ist als der wirkliche Wert. Dieser Fehler wird vermieden, indem man dem Verstärker einen großen Aussteuerungsbereich sichert. Bei der hier gebauten Einrichtung ist der lineare Aussteuerungsbereich bei jedem Meßbereich um mindestens 12 dB größer als der Pegel des größten meßbaren Effektivwertes. Der Fehler bleibt dadurch immer kleiner als 1 %.

b) Ein weiteres Problem stellt die endliche Bandbreite dar. Die Bestimmung der Bandbreite Δf und der mittleren Frequenz versteht sich nämlich nicht von selbst. Wenn im allgemeinen Fall die spektrale Intensität beliebig von der Frequenz abhängt, und der Frequenzgang des Bandfilterverstärkers durch die allgemeine Funktion der Spannungsverstärkung $G = G(f)$ gegeben ist, dann wird der meßbare Wert:

$$\int u^2(f) G^2(f) dt. \quad (27)$$

Hat das Filter eine Rechteckkurve, dann ist

$$\begin{aligned} G(f) &= G_0 && \text{wenn } f_1 < f < f_2 \\ G(f) &= 0 && \text{wenn } f_1 > f \text{ oder } f_2 < f \text{ ist.} \end{aligned} \quad (28)$$

Die quadratische Rauschspannung im Band $f_2 - f_1$ läßt sich dann zu

$$\int_{f_1}^{f_2} u^2(f) G_0 df \quad (29)$$

leicht bestimmen.

Der auf 1 Hertz bezogene Durchschnittswert dieser Spannung ist

$$\frac{G_0}{f_1 - f_2} \int_{f_1}^{f_2} u^2 df. \quad (30)$$

Es fragt sich nun, bei welcher Frequenz f die wirkliche spektrale Intensität genau so groß ist wie die durchschnittliche spektrale Intensität, wie

sie aus (30) errechnet werden kann. Man sieht sofort, daß auf diese Frage nur die Lösung der Funktion $\int u^2(f)df$ eine Antwort geben kann.

Ist der Wert der relativen Bandbreite $\frac{\Delta f}{f}$ klein, dann besteht zwischen den Werten der auf verschiedene Arten berechneten Mittelfrequenz kein besonderer Unterschied. Dies bezieht sich z. B. auch auf die Terzfilter der Einrichtung von Bruel & Kjaer.

Es ist jedoch unbedingt nötig, den Frequenzgang des Rauschens wenigstens annähernd zu kennen, wenn die Bandbreite mehrere Oktaven umfaßt. Im ganzen Tonfrequenzbereich hat man z. B. bei den niedrigen Frequenzen Flickerauschen, bei den höheren Frequenzen hingegen weißes Rauschen. Der mittlere Frequenzwert wird von beiden Rauscharten anders beeinflußt.

Die Lage kompliziert sich weiter, wenn man auch die Frequenzabhängigkeit des Verstärkers berücksichtigen muß. Dieses Problem taucht praktisch dann auf, wenn aus der Filterkennlinie die Grenzfrequenzen f_2 und f_1 bestimmt werden sollen. Man nehme an, der Frequenzgang des Filters und Verstärkers zwischen den Werten f_a und f_b sei linear. Der Wert $f_1 < f_2$ kann aus der Gleichung

$$\int_0^{f_a} u^2(f) G^2(f) df = G_0^2 \int_{f_1}^{f_a} u^2(f) df, \quad (31)$$

der Wert $f_2 > f_b$ hingegen aus der Gleichung

$$\int_{f_b}^{\infty} u^2(f) G^2(f) df = G_0^2 \int_{f_b}^{f_2} u^2(f) df \quad (32)$$

bestimmt werden.

Daraus folgt der paradoxe Satz, daß die Bandbreite des Bandfilters beim Rauschmessen nicht konstant, sondern eine Funktion der Eigenschaften des jeweils zu messenden Rauschens ist.

In der Praxis genügt es jedoch, mit dem Frequenzgang des zu erwartenden Rauschens zu rechnen, wenn das Filter steil genug schneidet. Im Frequenzband von 7 Hz bis 13 kHz wurde die untere Grenzfrequenz mit Hilfe des Zusammenhanges $u^2(f) = c f^{-1}$, die obere Grenzfrequenz anhand der Beziehung $u^2(f) = \text{konst.}$ bestimmt.

8. Ergebnisse und Folgerungen

Die mit der verbesserten Meßeinrichtung durchgeführten Untersuchungen vermittelten uns tiefere Einblicke in die Natur des Rauschens. Die Untersuchung der Amplitudenverteilung ergab, daß das Gaußsche Gesetz nicht

nur für das weiße Rauschen, sondern auch für seine frequenzabhängigen Komponenten gültig ist. Die mit dem Schleifenoszillographen gewonnenen Kurven wurden punktweise ausgemessen, womit auch die Streuung bestimmt werden konnte. Dieser Wert wurde mit der Schwankung des Effektivwertes verglichen, der im selben Frequenzbereich mit dem quadratischen Gleichrichterinstrument gemessen wurde. Diese beiden auf ganz verschiedene Weise gewonnenen Werte stimmten innerhalb 10% miteinander überein, was ein frappanter Beweis für die Brauchbarkeit des beschriebenen mathematischen Modells zur Behandlung des Rauschens ist.

Im großen und ganzen konnten im Rauschspektrum bei allen Transistoren und in jeden Arbeitspunkt der Funkeffekt und das weiße Rauschen festgestellt werden. Im Bereich des weißen Rauschens bewegte sich der Rauschfaktor um den vom Arbeitspunkt abhängigen Wert der Gleichung (26). Bei jedem Spektrum konnte die Kreuzungsfrequenz als gut definierbarer Kennwert erkannt werden. Es ist dies jene Frequenz, bei der der Beitrag des Funkeffektes und des weißen Rauschens zum Rauschfaktor gleich groß ist. Wie bereits erwähnt, liegt diese Kreuzungsfrequenz bei guten Transistoren und bei einem Arbeitspunktstrom von 0,2 mA in der Nähe von 500 Hz. Bei höheren Stromwerten und auch bei schlechteren Transistoren verschiebt sie sich in Richtung der höheren Frequenzen.

Im Flickerbereich findet man einen ziemlich genauen Zusammenhang zwischen spektraler Intensität und Frequenz, der einen Potenzausdruck bildet. Der Exponent war jedoch nicht immer -1 , vielmehr konnten Werte von -1 bis $-1,3$ festgestellt werden, was auch schon im Schrifttum erwähnt ist. Neu hinzu kommt jedoch die Beobachtung, derzufolge der absolute Wert des Exponenten um so höher lag, je höher die Kreuzungsfrequenz war.

Vergleicht man dies mit dem oben Gesagten, dann bedeutet es so viel, daß die Frequenzabhängigkeit des Flickerrauschens umso größer ist, je stärker der Transistor rauscht. Es wäre verfrüht, aus dieser Beobachtung zu weittragende Konsequenzen zu ziehen, doch lohnt es sich, sich daran zu erinnern, daß laut Abschnitt 4 die Frequenzabhängigkeit des Flickerrauschens durch die Verteilung der kurz- und langzeitigen Stromstöße bestimmt wird. Es ist denkbar, daß diese Stromstöße nicht die gleiche physikalische Ursache haben, weshalb auch die Verteilung der Impulszeiten verschiedenen Gesetzen gehorcht. Es können dann bei großen Strömen und in gewissem Sinne fehlerhaften Transistoren Ursachen hervortreten, die hauptsächlich langsame Schwankungen verursachen. Dadurch steigt der absolute Wert des Exponenten über 1, ohne natürlich den Wert 2 zu erreichen. Es darf auch noch erwähnt werden, daß Untersuchungen an Elektronenröhren über die Ursache des Flickerrauschens gleichfalls verschiedene physikalische Gründe aufgedeckt haben, doch ist bloß der zeitliche Verlauf dieser verschiedenen Erscheinungen

ähnlich. Beim Transistor wird diese Komplexität noch dadurch wahrscheinlicher, weil schon bewiesen werden konnte, daß das weiße Rauschen gleichfalls auf mehrere physikalische Ursachen zurückgeführt werden kann.

Zusammenfassung

Die Übersicht der elektronischen Rauscherscheinungen zeigt Analogien, mit deren Hilfe das Transistorrauschen bei mittleren Frequenzen auf einfache Weise ausgedrückt werden kann. Bei niedrigen Frequenzen besteht diese Möglichkeit nicht. Die Arbeiten in Ungarn befassen sich in erster Linie mit der Erforschung des Transistorrauschens bei niedrigen Frequenzen. Zu diesem Zweck wurde eine besondere volltransistorisierte Meßvorrichtung entwickelt, die eine Untersuchung der spektralen Verteilung und der Amplituden gestattet. Die Weiterentwicklung führte zur Herstellung eines direkt anzeigenden schnellmessenden Rauschmessers. Die Ergebnisse der Untersuchungen zeigen, daß das Flickerrauschen verschiedene Ursachen hat, von denen bei stark rauschenden Transistoren diejenigen stärker sind, die mit langsameren Schwankungen einhergehen.

Literatur

1. VALKÓ, I. P. KEMÉNY, Á., PÁLFY, A.: Pentodák zaja kis frekvencián. Magy. Hir. **9**, 47 (1958)
2. VALKÓ, I. P. FISCHER, F.: New Mechanism for the Generation of Flicker Noise. J. of Appl. Phys. **29**, p. 1742 (1958)
3. VALKÓ, I. P. KEMÉNY, A., PÁLFY, A.: Das Rauschen von Pentoden bei niedrigen Frequenzen. Per. Polytechn. **3**, El. Eng. pp. 103—118 (1959)
4. VALKÓ, I. P. FISCHER, F.: Kathodenporosität und Flickerrauschen. Per. Polytechn. **4**, El. Eng. pp. 191—198 (1960)
5. VALKÓ, I. P.: Elektroncsövek kisfrekvenciás zaja. MTA. Müsz. Oszt. Közl. **26**, pp. 173—181 (1960)
6. FRIIS, H. T.: Noise Figures of Radio Receivers. Proc. I. R. E. **32**, pp. 419—422 (1944)
7. NIELSEN, E. G.: Behaviour of Noise Figure in Junction Transistors. Proc. I. R. E. **45**, pp. 1957—1963 (1957)
8. SCHUBERT, J.: Transistorrauschen in Niederfrequenzgebiet. A. E. Ü. **11**, pp. 331—340 (1957)
9. KINGSTON, R. H.: Germanium Surface Phenomena. J. of App. Phys **27**, pp. 101—114 (1956)
10. HIDAS, GY., VALKÓ, I. P.: Ung. Patentanmeldung I. EE—80
11. AMBRÓZY, A.: Statistical Quality Control. Per. Polytechn. **4**, El. Eng. pp. 97—116 (1960)
12. BRECH, J. T.: Automatic Recording of Amplitude Density Curves Bruel-Kjaer. Techn. Review **6**, 4. pp. 3—19 (1959)

I. P. VALKÓ; Budapest XI. Stocsek-utca 2. Ungarn.