Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe

Band: 25 (1947)

Heft: 4

Artikel: Grundgeräusche von Verstärkern

Autor: Roos, W.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-875750

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 12.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

(43) kann geschrieben werden als:

$$A(t) = A_1 \left[e^{-\alpha_1 t} + A_2 e^{-\alpha_2 t} \sin(\beta t - a) \right] \tag{44}$$

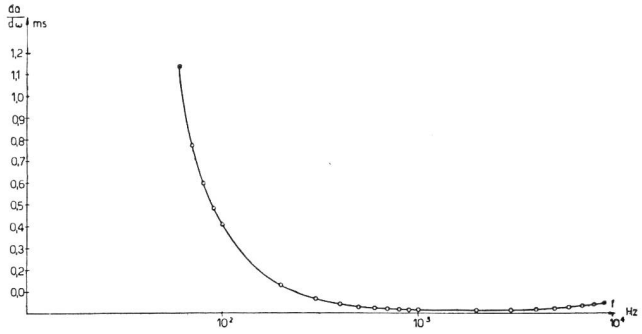

Fig. 11. Kondensatormikrophon: Gruppenlaufzeit

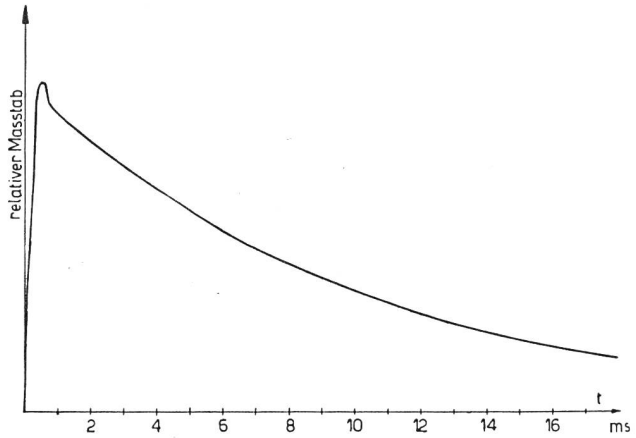

Fig. 12.
Übertragungsfunktion des entzerrten Kondensatormikrophons

Fig. 12 zeigt das Ergebnis der numerischen Auswertung der Uebertragungsfunktion des entzerrten Kondensatormikrophons. Man sieht deutlich, dass die Eigenschwingung der Membran infolge der grossen Dämpfung innerhalb einer Millisekunde abklingt. Dies hat zur Folge, dass das System näherungsweise wie eine gewöhnliche CR-Kopplung, bestehend aus Mikrophonkapazität und Ableitwiderstand, wirkt und daher den gleichen Kriterien unterworfen werden kann, welche zur Beurteilung widerstandsgekoppelter Verstärker dienen. (Fortsetzung folgt.)

Grundgeräusche von Verstärkern

Von *W. Roos*, Zürich

534.322.3:621.396.645.1

Wenn wir von Geräuschen sprechen, so müssen wir uns erst klar machen, was darunter zu verstehen ist. Ein musikalischer Klang besteht aus dem Grundton und zahlreichen, harmonisch liegenden Obertönen. Ein Geräusch dagegen setzt sich aus vielen unharmonischen Einzeltönen zusammen, wie zum Beispiel, wenn wir ein gedehntes «Sch» aussprechen, oder wenn wir einen Staubsauger usw. hören. Geräusche können auch in Verstärkern entstehen, so dass wir bei jedem elektro-akustischen Uebertragungssystem danach trachten müssen, dass der Geräuschanteil im Verhältnis zu Sprache und Musik möglichst klein bleibt.

Im Verstärkerbau unterscheiden wir ganz allgemein zwischen Kraftverstärkern, die die für die Lautsprecher erforderliche Leistung erzeugen und Vorverstärkern, deren Aufgabe es ist, das meist sehr schwache Eingangssignal so zu verstärken, dass damit ein Kraftverstärker ausgesteuert werden kann. Bei einem Kraftverstärker ist es vor allem wichtig, dass ein genügender Pegelunterschied zwischen der maximal abgebbaren Spannung und der Geräuschspannung des Verstärkers vorhanden ist. In einem mit Menschen gefüllten Saale wird ein geringes Rauschen vom Lautsprecher her kaum mehr stören. In diesem Falle ist hauptsächlich darauf zu achten, dass das *Netzbrummen* in einem zulässigen Rahmen gehalten werden kann, da ein konstanter Ton von 100 Hz den Hörer immerhin empfindlich stören kann. Die Gleichrichtung muss also von einer genügenden Filterung gefolgt sein.

Weit höhere Anforderungen stellt man nun in der Regel an die sogenannten Vorverstärker, denn es ist klar, dass, wenn bereits am Eingang des Vorverstärkers Geräusche entstehen, diese mit dem Signal verstärkt werden, so dass dann eine grundgeräuschfreie Uebertragung überhaupt unmöglich wird. Es ist somit vor allem wichtig, den Geräuschen der Vorverstärker genügend beizukommen und in diesen ist es namentlich der Verstärkereingang und die erste Verstärkerstufe, die schliesslich das Endgeräusch bestimmen. Das Geräusch, das wir nach der ersten Verstärkerstufe als unregelmässige Spannungsschwankungen erhalten, wird in jeder nachfolgenden Verstärkerstufe weiter verstärkt und bestimmt so endlich das Geräusch der gesamten Verstärkerkette. Was sind nun für Geräuschquellen zu erwarten?

Vor allem dürfen wir nie vergessen, dass wir bei den Röhren wohl einen ruhigen Anodenstrom messen, dass dieser aber in Wirklichkeit aus einer unablässigen Folge von einzelnen Elektronen besteht, die von der geheizten Kathode zu der unter Spannung stehenden Anode fliegen. Schon in dieser Tatsache sind verschiedene Geräuschquellen eingeschlossen. Die Heizung der Kathode kann direkt oder indirekt sein, wichtig für die Elektronenemission ist die auf der emittierenden Schicht erzeugte Temperatur. Eine kalte Elektrode vermag keine Elektronen abzustos-

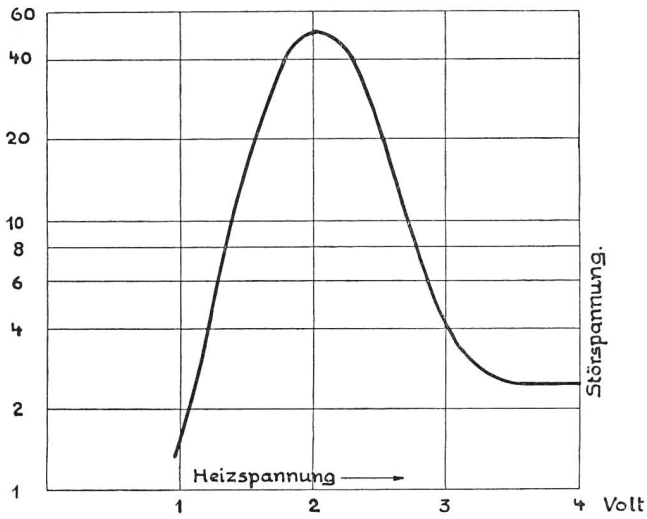

Fig. 1. Abhängigkeit des Schroteffektes von der Heizspannung

sen, wenn nicht ein sehr hohes Vakuum vorhanden ist und mit grossen Spannungen gearbeitet wird. In einem Miniaturgerät, wie wir es in der handelsüblichen Verstärkerröhre vor uns haben, sind wir auf die Heizung der Kathode angewiesen. Dementsprechend erhalten wir auch einen Strom, der von Null bis zur Ueberbelastung der Kathode ansteigt, wenn wir die Temperatur der Kathode oder die Anodenspannung ansteigen lassen. Es ist Sache des Röhrenkonstrukteurs, sich mit diesen Einzelheiten zu befassen. Es genügt in diesem Zusammenhange zu wissen, dass durch das Aufprallen der einzelnen Elektronen auf der Anode ein Geräusch entsteht, das bei unregelmässiger Elektronenemission grösser ist und sich im Lautsprecher durch ein Prasseln bemerkbar macht. Diese Erscheinung ist unter dem Namen *Schroteffekt* bekannt. Die Kurve in Figur 1 veranschaulicht die Abhängigkeit der Störspannung vom Schroteffekt in einer Röhre mit 4 Volt Heizspannung.

Man stellt fest, dass mit der Verringerung der Heizspannung das Prasseln stark zunimmt und dass es bei ungefähr der halben ursprünglichen Heizspannung ein Maximum erreicht. Es ist somit wichtig, dass die Heizspannung sich nicht innerhalb zu grosser Grenzen verändern kann. Im normalen Betrieb bildet sich um die Kathode herum eine sogenannte Raumladung, die ausgleichend auf die unregelmässig aus der Emissionsschicht abgestossenen Elektronen einwirkt. Durch eine Reduktion der Heizspannung verschwindet nun diese ausgleichende Wirkung, da weniger Elektronen abgestossen werden. Diese werden bald alle von der Anode angezogen und erzeugen dann ein Maximum von Geräuschen. Wird die Heizspannung noch kleiner, so geht die Emission noch weiter zurück und erzeugt dann das Prasselgeräusch. Die durch den Schroteffekt erzeugte Störspannung ist frequenzunabhängig und zieht somit das ganze Frequenzband in Mitleidenschaft.

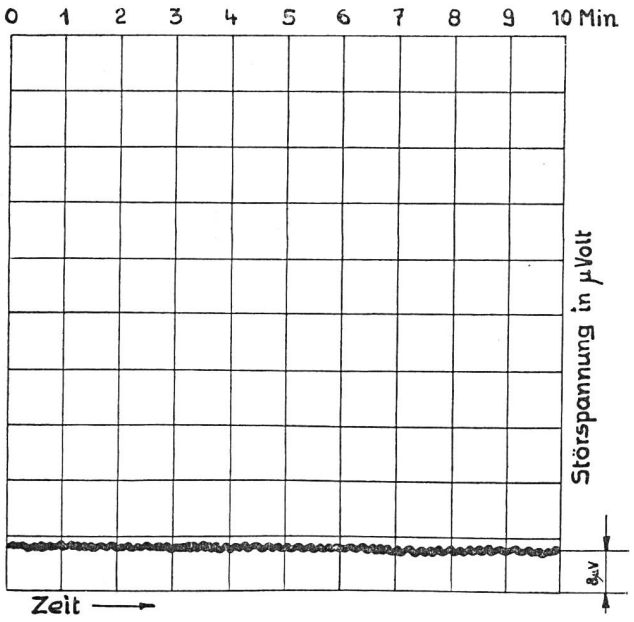

Fig. 2. Störspannungen durch Schroteffekt

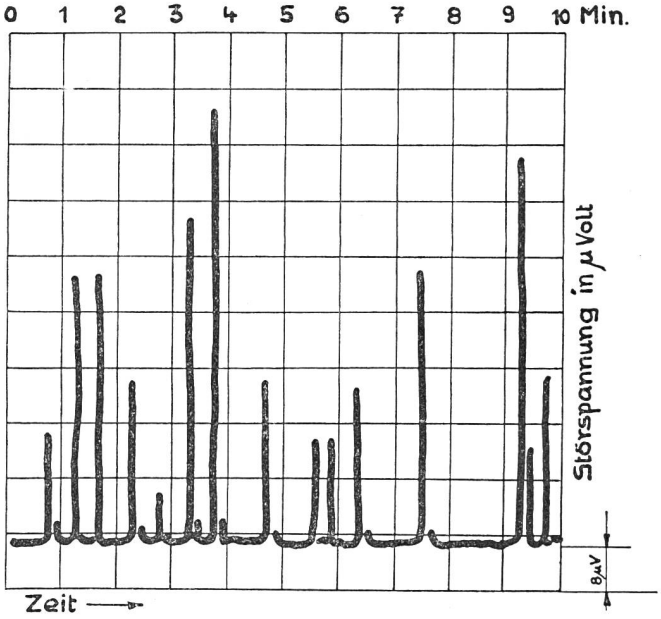

Fig. 3. Störspannungen durch Isolationsfehler

Eine weitere Störquelle ist der sogenannte *Funkeleffekt*. Dieser entsteht durch Schwankungen in der Emissionsfähigkeit der Kathode und wirkt sich nur in den tiefen Frequenzen unter 100 Hz aus. Bei den heutigen Röhren ist der Anteil dieser Störung sehr gering, er kann sich aber mit dem Alter der Röhre steigern.

Eine dritte Störungsursache kann durch Isolationsfehler und Restgase entstehen. Während der Schroteffekt ein gleichmässiges Geräusch erzeugt (Fig. 2), verursachen *Isolationsfehler* im Quetschfuss plötzliche Spannungsspitzen, die sich im Lautsprecher sehr unangenehm bemerkbar machen. Isolationsfehler können Spannungsspitzen erzeugen, die bis

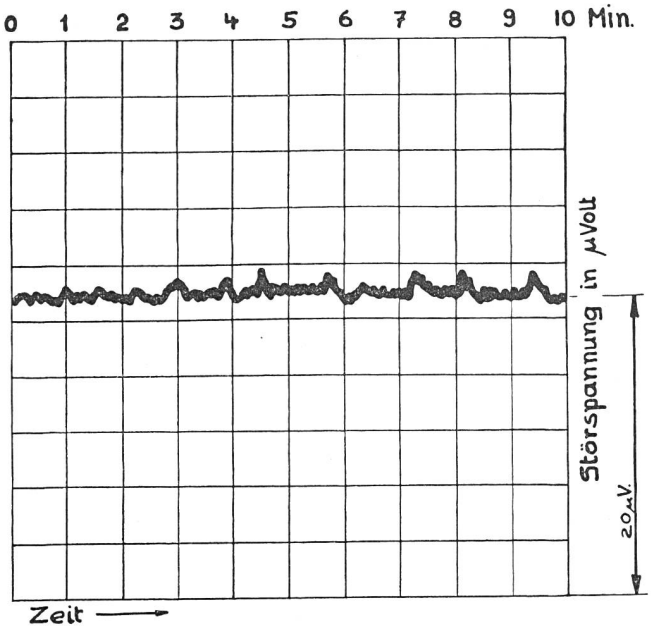

Fig. 4. Störspannungen durch Restgase

zehn Mal grösser sind als das Geräusch des Schroteffektes und sich unregelmässig über das ganze Frequenzband verteilen (Fig. 3). Die Störung durch *Restgase* ist ebenfalls grösser als diejenige des Schroteffektes und zugleich etwas unregelmässiger (Fig. 4), verteilt sich aber über das ganze Frequenzband. Dies erklärt sich dadurch, dass die im Restgas vorhandenen positiven Ionen die negative Raumladung um die Kathode teilweise aufheben.

Ganz ähnliche Effekte entstehen in gewöhnlichen Widerständen. Die Physik lehrt uns, dass jedes Gas aus Molekülen besteht, die sich, je nach der Temperatur, in ständiger Bewegung befinden. Man nennt diese die Brown'sche Molekularbewegung. Eine ähnliche Erscheinung haben wir auch in stromdurchflossenen Leitern, wenn wir die Elektronenbewegung näher betrachten. Diese Erscheinung äussert sich durch verschwindend kleine Spannungs- und Stromschwankungen, die in diesen elektrischen Kreisen auftreten. Aus diesem Grunde können wir auch jedem Widerstand eine bestimmte Störspannung zuschreiben, die mit der Grösse und der Temperatur des Widerstandes und mit der Breite des Frequenzbandes zunimmt.

Diese sogenannten thermischen Spannungsschwankungen sind bis ungefähr 3×10^7 Hz frequenzunabhängig, das heisst, sie haben für alle in Betracht fallenden Frequenzen bei normalen Verstärkern praktisch die gleichen Amplituden. Durch *Nyquist* angestellte Berechnungen und Messungen haben ergeben, dass die Störspannung

$$U_r^2 = 4k \cdot T \cdot R \cdot df$$

beträgt. In dieser Formel bedeutet k die in der Physik oft genannte Boltzmann'sche Konstante von der Grösse $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Joule/Grad. T entspricht der absoluten Temperatur in Kelvingraden (Grad Celsius + 273°). Somit wird bei Zimmertemperatur

$$U_r^2 = 4 \cdot 1{,}37 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot R \cdot df$$
$$= 1{,}64 \cdot 10^{-20} \cdot R \cdot df.$$

Dividieren wir beide Seiten durch R, so erhalten wir die Rauschleistung:

$$\frac{U_r^2}{R} = 1{,}64 \cdot 10^{-20} \text{ Watt/Hertz.}$$

Wenn wir nun im Anodenkreis einer Röhre einen Wirkwiderstand von 50 000 Ohm annehmen, so erhalten wir bei einem Frequenzband von 30...10 000 Hertz eine Rauschspannung von

$$U_r = \sqrt{1{,}64 \cdot 10^{-20} \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 10^4}$$
$$= \sqrt{8{,}2 \cdot 10^{-12}}$$
$$= 2{,}86 \cdot 10^{-6} \text{ Volt}$$
$$= 2{,}86\ \mu\text{Volt.}$$

Bei Widerständen aus Pulvermasse treten noch andere Störspannungen auf. Die einzelnen Pulverkörner, die mit einer Masse aus nicht-leitendem Material vermischt sind, haben unter sich einen gewissen Kontaktdruck, der sich ändert und so namentlich im Gebiete niederer Frequenzen (unter 1 kHz) starke Störspannungen erzeugen kann. Es ist also wichtig, gute Fabrikate zu verwenden, damit diese Erscheinung auf ein Mindestmass reduziert wird.

Jedes «Rauschen» am Ausgang eines Verstärkers oder innerhalb seiner Teilschaltungen lässt sich auf das Rauschen eines Widerstandes zurückführen. Das heisst, man berechnet den «äquivalenten Rauschwiderstand», der das gleiche Geräusch durch die Brown'sche Elektronenbewegung erzeugen würde. Ein heute allgemein angewendetes Verfahren besteht darin, dass man das am Ausgang eines Verstärkers erhaltene Rauschen in Neper oder Dezibel umrechnet und es mit dem Rauschen des Verstärker-Eingangswiderstandes vergleicht. Von den Mikrophonverstärkern in Studioanlagen wird heute verlangt, dass das Rauschen am Ausgang des Verstärkers, umgerechnet auf den Eingangswiderstand, nicht mehr als 0,35 Neper über dem theoretischen Rauschen dieses Eingangswiderstandes liegt.

Nehmen wir nun als Beispiel einen Verstärker mit folgenden Daten an:

Eingangsimpedanz	= 25 Ohm
Ausgangsimpedanz	= 200 Ohm
Verstärkungsgrad	= 9,2 Neper
Spannungsverhältnis	= 1 : 10 000
Geräuschpegel, gemessen an einem Abschlusswiderstand von 200 Ohm, wobei der Eingang mit einem Widerstand von 25 Ohm geschlossen ist:	—5,8 Neper
Uebertragenes Frequenzband	= 30...10 000 Hz.

Wie hoch ist nun der gemessene Geräuschpegel über dem theoretischen Rauschen?

Als Rauschleistung ermitteln wir

$$N_r = 1{,}64 \cdot 10^{-20} \text{ Watt/Hertz.}$$

Wir können diese auch in Dezibel oder Neper unter 1 Milliwatt ausdrücken:

$$N_r = 10 \log \frac{1 \text{ mWatt}}{1{,}64 \cdot 10^{-20} \cdot 10^4} \text{ db} = 10 \log \frac{10^{-3} \cdot 10^{16}}{1{,}64} \text{ db},$$

das sind rund —128 Dezibel unter 1 Milliwatt, oder rund —14,72 Neper, ebenfalls bezogen auf 1 Milliwatt.

Nun können wir die Rauschspannung, die wir theoretisch erhalten müssen, am Eingangswiderstand von 25 Ohm berechnen:

$$N_r = \frac{U_r^2}{R}$$

$$\text{Rauschspannung } U_r = \sqrt{N_r \cdot R \cdot df}$$
$$= \sqrt{1{,}64 \cdot 10^{-20} \cdot 25 \cdot 10^4}$$
$$= 6{,}4 \cdot 10^{-8} \text{ Volt, oder}$$
$$= 0{,}064 \text{ Mikrovolt.}$$

Mit dieser berechneten Spannung müssen wir nun die gemessene Spannung vergleichen, die wir in unserem Beispiel zu —5,8 Neper gefunden haben. 5,8 Neper entsprechen einem Spannungsverhältnis von 330, so dass die gemessene Spannung 330 mal kleiner ist als die Spannung an 600 Ohm, bei einer Leistung von 1 Milliwatt oder 0,775 Volt. Die Störspannung, an 200 Ohm gemessen, ist somit

$$\frac{0{,}775}{330} = 2{,}35 \text{ mV.}$$

Diese Spannung müssen wir durch den Verstärkungsgrad des Verstärkers dividieren und erhalten so die Rauschspannung am Eingang des Verstärkers an 200 Ohm gemessen: $\frac{2{,}35}{10\,000} = 0{,}235\ \mu\text{V}$.

Diese Spannung rechnen wir um auf 25 Ohm, die wir als Eingangsimpedanz des Verstärkers angenommen haben:

$$\frac{U_{200}^2}{R_{200}} = \frac{U_{25}^2}{R_{25}};$$

$$\text{folglich ist } U_{25} = \sqrt{\frac{U_{200}^2 \cdot R_{25}}{R_{200}}}$$
$$= 0{,}235 \cdot 10^{-6} \sqrt{\frac{25}{200}} = 0{,}0831\ \mu\text{V}.$$

Damit können wir nun das Verhältnis dieser Spannung zu der theoretisch berechneten ausrechnen und in Neper angeben.

$$U_r = \ln \frac{0{,}0831 \cdot 10^{-6}}{0{,}064 \cdot 10^{-6}} = \ln 1{,}2985 = 0{,}25 \text{ Neper.}$$

Wenn viele Verstärker immer wieder gemessen werden müssen, so kann das Umrechnen noch bedeutend vereinfacht werden. Am einfachsten wird es, wenn wir die *gemessenen Neperwerte* mit den *theoretisch berechneten Werten* direkt vergleichen können.

Das theoretische Grundgeräusch von —128 Dezibel oder —14,72 Neper haben wir erhalten, indem wir die Leistung $1{,}64 \cdot 10^{-20}$ Watt/Hertz mit dem normalen Messmilliwatt verglichen haben, also an einer Impedanz von 600 Ohm. Da wir aber dieses Geräusch mit demjenigen an 25 Ohm, das heisst mit dem am Eingangswiderstand vorhandenen Geräusch, vergleichen, müssen wir folgende Korrektur anbringen:

$$\frac{1}{2} \ln \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{600}{25} = \frac{1}{2} \ln 24 = \textit{1,59 Neper.}$$

Somit haben wir als theoretischen Wert des Geräusches an 25 Ohm:

14,72 Neper + 1,59 Neper = 16,31 Neper

Auf diesen Wert von 16,31 Neper kommen wir auch, wenn wir die Spannungen miteinander vergleichen. Wir haben ausgerechnet, dass die Spannung an 25 Ohm = $0{,}064 \cdot 10^{-6}$ Volt ausmacht. Diese Spannung vergleichen wir mit der Normalspannung an unserem Mess-Sender von 0,775 Volt, ausgedrückt in Neper:

$$\ln \frac{0{,}775}{0{,}064 \cdot 10^{-6}} = \ln 1{,}212 \cdot 10^7 = 16{,}31 \text{ Neper.}$$

Wir erhalten also wieder 16,31 Neper als Basis für unsere weiteren Messungen an den gleichen Verstärkern. Dieser Wert entspricht somit dem theoretischen Rauschpegel unter 1 Milliwatt an einem Widerstand von 25 Ohm.

Das gemessene Geräuschpegel war in unserem Beispiel —5,8 Neper (an 200 Ohm gemessen), die wir nun auf 25 Ohm umrechnen, da wir die Spannungen an gleichen Widerständen vergleichen müssen. Wir erhalten wieder einen festbleibenden Korrekturfaktor von

$$\frac{1}{2} \ln \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{200}{25} = \frac{1}{2} \ln 8 = 1{,}04 \text{ Neper.}$$

Die Daten der Messungen sind:

Geräuschpegel, gemessen	—5,8 Neper	
Korrekturfaktor	—1,04 »	
Geräuschpegel u. Korrektur	—6,84 Neper	
		6,84 Neper
Verstärkung, gemessen		9,21 »
Effektiver Geräuschpegel an 25 Ohm		16,05 Neper
Theoretischer Wert (14,72 + 1,59)		16,31 Neper
Unterschied in Neper		0,26 Neper

In der Praxis genügt es, wenn man den theoretischen Geräuschpegel an 25 Ohm zu 14,72 + 1,59 = 16,31 Neper annimmt und zum gemessenen Pegel 1,04 Neper dazuzählt und dann die Differenz sucht. In unserem besonderen Falle kann man auch sagen

Verstärkungsfaktor	9,2 Neper
Gemessene Geräuschpegel	5,8 Neper
Korrekturfaktor	1,04 Neper
	16,04 Neper

Wenn wir die Grenze von 0,35 Neper über dem theoretischen Rauschen nicht übersteigen wollen, so darf dieser Wert nicht unter 16,31—0,35 = 15,96 Neper liegen.

Auf diese Weise ist es leicht, ohne langes Umrechnen Messresultate rasch aufzunehmen und sie mit früheren Messungen zu vergleichen.

Was am ganzen Verstärker gemessen werden kann, lässt sich natürlich auch an seinen Bauteilen messen. So kann man die Rauschspannung einer Röhre durch den äquivalenten Gitterwiderstand ermitteln, der die gleiche Rauschspannung wie die Röhre erzeugt. Die Rauschspannung im richtig abgeschlossenen Anodenkreis ist dann gleich derjenigen des äquivalenten Gitterwiderstandes, multipliziert mit der betriebsmässigen Verstärkung der Röhre. Bartels[1]) gibt folgende Werte an:

Für tiefe Frequenzen (50...100 Hz) beträgt der äquivalente Gitterwiderstand 10...50 kOhm, für höhere Frequenzen 2...20 MOhm. Bei einem zu übertragenden Frequenzband von 30 bis 10 000 Hz kann man bei guten Röhren mit einem äquivalenten Gitterwiderstand von ungefähr 5 kOhm rechnen.

In netzgespiesenen Verstärkern können Störungen auch durch den Netztransformer, die Gleichrichterröhrenfelder, die Heizleitungen usw. erzeugt werden. Es ist deshalb auch bei indirekt geheizten Röhren in empfindlichen Verstärkern vorteilhaft, den Nullpunkt am elektrischen Mittelpunkt des Heizfadens durch ein Potentiometer anzuschliessen. Die Heizleitungen müssen verdrallt verlegt werden und die Erdschirmverbindungen werden nur an einem Punkte geerdet. Auch durch Gegenkopplung können die Störgeräusche kleiner gehalten werden, was allerdings den Verstärkungsgrad verringert.

Beim sogenannten Netzbrummen ist namentlich darauf zu achten, dass die Kraftlinien des Netztransformators keine Wicklungen von Uebertragern, Spulen usw. beeinflussen können. Der Abstand der Uebertrager von den Netztransformatoren muss möglichst gross sein; ferner sollen die Wicklungsebenen von benachbarten Spulen senkrecht aufeinander stehen. Es ist ferner möglich, dass magnetische Streufelder des Transformators im Innern der Röhren eine direkte Steuerung der Elektronen verursachen, weshalb auch hier genügende Abstände zu beachten sind. Wenn nötig, müssen die einzelnen Bauelemente abgeschirmt werden. Das sogenannte Anodenbrummen, das heisst die Beeinflussung des Anodenstromes durch den Wechselstrom von direkt oder indirekt geheizten Heizfaden, kann durch das Herabsetzen des nötigen Widerstandes zwischen Anode und Gehäuse reduziert werden. Auch darf der Kathodenwiderstand zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung nicht zu gross sein, da zwischen Kathode und Heizfaden immer eine gewisse Kapazität vorhanden ist. Selbstverständlich muss die Aussiebung der Wechselstromanteile aus den gleichgerichteten Anodenspannungen genügend weit getrieben werden.

Ein unter Umständen am Verstärkerausgang noch vorhandener Brumm-Anteil kann reduziert werden, indem man dem Ausgangstransformator einen entsprechenden Anteil in geeigneter Phasenlage vom Netzanteil zuführt.

Dies sind einige Punkte, deren Berücksichtigung die Qualität bestehender Verstärker verbessern und die beim Neuaufbau von Verstärkern berücksichtigt werden müssen, wenn man gute Resultate erzielen will.

[1]) Bartels, H. Grundlagen der Verstärkertechnik. Leipzig 1942.

Das Papier als Dielektrikum in Fernsprechkabeln

Diskussionsbeitrag 621.315.614.6

Unter Bezugnahme auf die Arbeit des Herrn *Dr. H. Keller* «Das Papier als Dielektrikum in Fernsprechkabeln»[1]), möchte ich einige Bemerkungen zu einer Aeusserung machen, die im letzten Absatz von Seite 51 bzw. am Anfang der Seite 52 steht.

Herr Dr. Keller schreibt unter anderem: «Da wir aber im folgenden nicht den Gleichstrom-Isolationswiderstand, sondern die Wechselstromverluste (tg δ) für höhere Frequenzen untersuchen wollen, geben uns auch die interessanten Abhandlungen von A. A. New über ‚Mit Ester behandelte Faserstoffe als Isoliermaterial' keine weiteren Anhaltspunkte».

Herr Dr. Keller nimmt hierbei Bezug auf drei meiner Arbeiten, die in den Jahren 1934, 1935 und 1936 in der Zeitschrift «Elektrisches Nachrichtenwesen»[2]) (der deutschen Ausgabe von «Electrical Communication») erschienen sind, die hauptsächlich die Chemie der Veresterung zellulosehaltiger Stoffe und ihren Gleichstrom-Isolationswiderstand unter verschiedenartigen Betriebsverhältnissen behandelten.

Herr Dr. Keller hat jedoch meine Veröffentlichung in Electrical Communication, Band 19, No. 2, vom Oktober 1940, über: «Neuere Entwicklungen in veresterten faserigen Isoliermaterialien», übersehen oder nicht zur Verfügung gehabt.

Diese Veröffentlichung enthält einen ausführlichen Bericht über die Wechselstrom-Verluste acetylierter Baumwollen. In den Figuren 8, 9, 10, 11 und 12 der zitierten Arbeit sind Kurven angegeben, die den Zusammenhang zwischen dem Wechselstromfaktor (sin δ) und der relativen Feuchtigkeit folgender Materialien für einen Frequenzbereich von 50 Hz bis 1 MHz angeben: Unbehandelte reine Baumwolle, 30% acetylierte Baumwolle, 60% acetylierte Baumwolle (Cotopa), und Acetatseiden-

[1]) Techn. Mitt." PTT 1946, Nr. 2, S. 49—55.

[2]) Elektr. Nachrichtenwesen **13** (1934/35), S. 226 und S. 372; **14** (1935/36), S. 214.