

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins  
**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke  
**Band:** 33 (1942)  
**Heft:** 11  
  
**Artikel:** Verstärker-Probleme  
**Autor:** Baldinger, E.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-1061646>

### **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:** 13.01.2026

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

## Diskussion

Der **Vorsitzende** verdankt Herrn Furrer seinen interessanten Vortrag und bemerkt dazu folgendes:

Es fällt heute schwer, uns in die Zeit zurück zu denken, da man den raumakustischen Problemen noch rat- und hilflos gegenüberstand. Herr Furrer hat diese Probleme von Anfang an verfolgt und eine Reihe von Studioräumen vermessen und bei deren Konstruktion und Einrichtung mitgewirkt.

Auch die raumakustische Forschung zeigt wieder mit aller Deutlichkeit, wie sehr alle technischen und physikalischen Probleme miteinander zusammenhängen. In erster Linie musste auch hier die Messtechnik entwickelt werden, bevor man konstruktive Aufgaben mit Erfolg lösen konnte. Dabei bot eine grosse Schwierigkeit die Tatsache, dass für die Beurteilung des Schalleindrucks das menschliche Ohr massgebend ist, welches aber nicht die Eigenschaften eines objektiven Messinstrumentes besitzt. Heute kann man nahezu alle akustischen Erscheinungen durch Messung verfolgen und man beherrscht die Raumakustik weitgehend.

Herr Dr. W. Gerber, PTT, Bern, erkundigt sich über das Zusammenwirken der Nachhallzeiten von zwei akustisch in Serie geschalteten Räumen, wie dies beim Sende- und Empfangsraum der Fall ist.

Herr W. Furrer, Referent: Das Problem der Addition zweier Nachhallzeiten lässt sich streng rechnen. Wenn zwei Räume — Senderraum und Empfangsraum — gleiche Nachhallzeiten besitzen, so wird die kombinierte Nachhallzeit beider Räume um 22 % länger. Dabei verläuft der Abfall der Schallenergie nicht mehr nach einer einfachen Exponentialfunktion. Der Empfangsraum ist gewöhnlich ein relativ stark gedämpftes Wohnzimmer mit einer Nachhallzeit, die zwischen 0,4 und 0,8 s betragen mag; ein Musikstudio wird also meist eine bedeutend längere Nachhallzeit haben, so dass keine merkliche Beeinflussung vorhanden ist. Anders kann es sich verhalten, wenn z. B. ein Redner in einem kleinen, stark gedämpften Vortragsstudio spricht und ein grösserer und halliger Raum als Empfangsraum dient; dann ist die Nachhallzeit des grösseren Raumes massgebend. Diese beiden Fälle vermitteln dem Hörer zwei grundsätzlich verschiedene Hörerlebnisse: Beim Wohnzimmer gewinnt er den Eindruck, aus dem Konzertsaal zu hören, sein Ohr wird also gewissermassen im Studio elektrisch nachgebildet. Im zweiten Falle jedoch, wo die Akustik des Empfangsraumes massgebend ist, hat man das Gefühl, der Sprecher selbst werde durch den Lautsprecher ersetzt. Im ersten Fall wird also der Hörer zum Klangkörper gebracht, während im zweiten Fall der Klangkörper zum Hörer transportiert wird.

Herr Prof. Laub, Zürich, erkundigt sich nach dem Stand der räumlichen Ausstrahlung eines Rundfunkprogramms zur Erzielung des räumlichen Hörens.

Herr W. Furrer, Referent: Stereophonische Uebertragungen sind in grösserem Rahmen bisher nur in Amerika durchgeführt worden und auch dort nur versuchsweise. Meines Wissens wird diese Möglichkeit noch nirgends betriebsmässig ausgenutzt. Vielleicht kommen wir in der Schweiz auch einmal dazu, besonders hochwertige Konzerte plastisch zu übertragen. Eine Möglichkeit dafür würde beispielsweise bei den Gemeinschaftssendungen bestehen, wo jedem der drei Landessender ein besonderes Mikrophon zugeordnet werden könnte. Ein Hörer wäre dann imstande, mit Hilfe von zwei oder drei Empfängern eine solche Sendung stereophonisch zu hören.

Der **Vorsitzende**: Es erhebt sich die Frage, welcher Art die Zukunftsaufgaben des Rundspruchs sind. Nachdem die Studios gebaut sind, wird man darnach trachten, die Qualität der Uebertragung noch zu verbessern; man wird die Konzertsäle revidieren, man wird beispielsweise auch untersuchen, wie ein Orchester gruppiert werden muss, um eine optimale Akustik zu erzielen.

Herr W. Furrer, Referent: Heute hat die Technik der Rundfunkübertragung auf der Seite der Tonfrequenz einen Vorsprung der Entwicklung gegenüber der Hochfrequenzseite. Wir haben heute durchweg niederfrequenzmässig einen geradlinigen Frequenzgang von 30...8000 Hz, das ist nur noch eine Oktave weniger als der ganze Bereich des menschlichen Ohres umfasst. Dabei sind inbegriffen: Die Akustik des Senderraumes, das Mikrophon, die Verstärker, die Uebertragungsleitungen zum Sender. Der Sender selbst überträgt zwar diesen Frequenzgang vollständig, es gelangen aber trotzdem nur wenige Hörer in den Genuss dieses weiten Tonumfanges. Dies liegt vor allem an der zu grossen Zahl von Sendern im Mittelwellengebiet, wo die Wellenlängen viel zu nahe beieinander liegen und deshalb eine begrenzte Bandbreite der Empfänger erfordern, ferner auch an den Radiostörungen. Das führt auch dazu, dass es oft als unnötig betrachtet wird, die Empfänger mit Lautsprechern auszurüsten, die den oberen Frequenzbereich einwandfrei wiedergeben. Im Gebiet von über etwa 2000 Hz ist dabei die Richtwirkung der Lautsprecher besonders wichtig. Ohne entsprechende Massnahmen wird die Schallabstrahlung stark gebündelt, so dass sich die Tonwiedergabe ändern kann, je nach dem Winkel, unter welchem man sich gegenüber der Lautsprecherachse befindet. — Verbesserungen der vollständigen Uebertragung müssen also zuerst auf der Hochfrequenzseite gesucht werden. Die Frequenzmodulation, die in Amerika schon weitgehend eingeführt ist, öffnet vielleicht einen Weg in dieser Richtung. Im Gebiet der Ultrakurzwellen ist für so viele Sender Platz, dass eine Begrenzung der Bandbreiten vermieden werden kann, auch ist ein frequenzmoduliertes Signal weniger störanfällig als ein amplitudenmoduliertes.

Darauf gibt der **Vorsitzende** Herrn Dr. Baldinger das Wort zu seinem Vortrag.

## Verstärker-Probleme

Vortrag, gehalten an der 5. Hochfrequenztagung des SEV am 8. November 1941 in Zürich.

Von E. Baldinger, Zürich.

621.396.645

*Einleitend wird der Störpegel, welcher infolge der thermischen Bewegung der Elektronen in einem Verstärker entsteht, untersucht; er hat hauptsächlich zwei Ursachen, nämlich das Widerstandsrauschen des Eingangskreises und das Schrotrauschen der 1. Verstärkerröhre. Dabei ist die Raumladungsschwächung und der Einfluss des Schirmgitterstromes auf den Schroteffekt zu berücksichtigen. Anschliessend wird die Verstärkung breiter Frequenzbänder untersucht, und zwar werden der Widerstandverstärker (R-C-Kopplung) und der Trägerfrequenzverstärker mit stark gedämpften Kreisen diskutiert und verglichen. An Hand von zwei in der Afif (Abteilung für industrielle Forschung des Institutes für technische Physik an der Eidg. Technischen Hochschule) hergestellten Breitbandverstärkern wird gezeigt, welche Bandbreite und welche Verstärkung mit den heute erhältlichen Röhren etwa zu erreichen ist.*

Aus der Vielzahl von Fragen, die sich in der Verstärkertechnik stellen, möchte ich einige Grenz-

*Le conférencier examine tout d'abord le niveau de perturbation provoqué par le déplacement thermique des électrons dans un amplificateur, et qui provient notamment des bruits engendrés dans le circuit d'entrée et dans le premier tube d'amplification. Il y a lieu de tenir compte de l'affaiblissement de la charge dans l'espace et de l'influence exercée par le courant de grille sur l'effet de grenaille. Le conférencier passe ensuite à l'examen de l'amplification de larges bandes de fréquences et compare l'amplificateur à résistance (couplage R-C) et l'amplificateur à fréquence porteuse avec des circuits fortement amortis. Se basant sur deux amplificateurs à large bande construits par l'AfiF (Section de recherches industrielles de l'Institut de physique technique de l'Ecole Polytechnique Fédérale), il montre quelle largeur de bande et quelle amplification peuvent s'obtenir avec les tubes les plus récents.*

probleme herausgreifen. Wir wollen uns zunächst überlegen, welche untere Grenze die Eingangslei-

stung überschreiten muss, damit eine Verstärkung überhaupt noch sinnvoll ist. Eine solche Grenze ist durch die Wärmebewegung der Elektronen gegeben. Selbstverständlich muss sich die zu verstärkende Nutzspannung genügend aus dem Störpegel herausheben, der infolge der thermischen Bewegung der Elektronen entsteht. In der Regel genügt es, das Rauschen der Eingangsstufe eines Verstärkers zu betrachten. Somit fallen in erster Linie zwei Rauschquellen in Betracht, nämlich der ohmsche Widerstand des Eingangskreises und der Schrotstrom der ersten Röhre.

Bereits im Jahre 1928 haben Johnson und Nyquist<sup>1)</sup> sowohl experimentell wie theoretisch gezeigt, dass jeder ohmsche Widerstand die Quelle einer Rauschspannung darstellt. Zwischen dieser Störspannung und der Grösse und der Temperatur des Widerstandes besteht folgende einfache Beziehung:

$$U^2 = 4 k T R \cdot \Delta f \quad (1)$$

$U$  Effektivwert der Rauschspannung  
 $k$  Boltzmann-Konstante  
 $T$  absolute Temperatur  
 $R$  Widerstand  
 $\Delta f$  Bandbreite in Hz

Es sei noch bemerkt, dass allen Beziehungen ausschliesslich das technische Maßsystem (Volt, Ampere, Sekunde) zu Grunde gelegt worden ist.

Für Zimmertemperatur ( $T = 292^\circ \text{K}$ ) hat  $4 k T$  den Wert  $1,6 \cdot 10^{-20} \text{Ws}$ . Der Eingangskreis ist normalerweise frequenzabhängig und komplex. In diesem Falle muss für  $R$  der Realteil  $\Re_R$  des Scheinwiderstandes  $\mathfrak{Z}$  eingesetzt und  $U^2$  für das zu verstärkende Frequenzband integriert werden.

$$U^2 = 4 k T \int_{f_1}^{f_2} \Re_R \cdot df \quad (2)$$

Untersuchen wir z. B. eine Parallelschaltung von Widerstand und Kapazität (Fig. 1). Die grösste

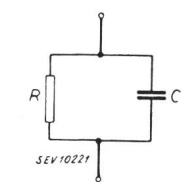


Fig. 1.  
Parallelschaltung  
von Kapazität und  
Widerstand.

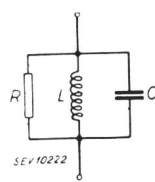


Fig. 2.  
Schwingungskreis  
mit Dämpfung.

Rauschspannung tritt auf, wenn wir das ganze Frequenzband von Null bis unendlich betrachten. Sie wird endlich und hat den Wert

$$U^2 = \frac{k T}{C} \quad (3)$$

Es ist bemerkenswert, dass in diesem Fall die Rauschspannung von  $R$  unabhängig wird. Dasselbe Resultat ergibt sich für einen Schwingungskreis

(Fig. 2), wenn wir voraussetzen, dass  $\frac{1}{RC} \ll \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ist.

<sup>1)</sup> Phys. Rev., Bd. 32 (1928), S. 97 und S. 110.

Die Rauschspannung ist dann von  $R$  und  $L$  unabhängig. Nehmen wir z. B. eine Eingangskapazität von  $40 \text{ pF}$  an, so entsteht somit eine maximale Rauschspannung von  $10 \mu\text{V}$ .

Eine weitere Rauschquelle stellt, wie erwähnt, der Schrotstrom<sup>2)</sup> der ersten Röhre dar. Ähnlich dem Rauschen eines Widerstandes ist der Schrotstrom einer Triode der Quadratwurzel aus der Bandbreite proportional, was besonders bei Breitbandverstärkern zu beachten ist.

$$I_{sch}^2 = 2 e I_a \cdot \Delta f \quad (4)$$

$I_{sch}$  Effektivwert des Schrotstromes  
 $e$  Elementarladung  
 $I_a$  Anodenstrom  
 $\Delta f$  Bandbreite in Hz

Diese Formel gilt für alle Frequenzen, deren Periodendauer genügend klein gegenüber der Laufzeit der Elektronen bleibt. Für höhere Frequenzen nimmt der Schrotstrom mit wachsender Frequenz ab. Ausserdem wird die gegenseitige Beeinflussung der Elektronen vernachlässigt, so dass diese Beziehung nur bei Abwesenheit von Raumladungen Gültigkeit beanspruchen kann. Dies ist nur im Sättigungsgebiet und im Anlaufstromgebiet der Fall.

Untersuchen wir hingegen eine Triode, bei welcher der Anodenstrom durch die Raumladung begrenzt wird, so ist ein wesentlich geringerer Schrotstrom zu beobachten, wie Johnson<sup>3)</sup> bereits im Jahre 1925 experimentell festgestellt hat. Um diese Fragen zu klären, wurden eine Reihe von Arbeiten ausgeführt, von denen in letzter Zeit hauptsächlich diejenigen von Schottky und Spence<sup>4)</sup> zu erwähnen sind. Der Effektivwert des Schrotstromes wird infolge der Raumladung, welche gewissermassen ausgleichend auf die Zufallsschwankungen wirkt, um den Faktor  $F < 1$  geschwächt, so dass Gleichung (4) übergeht in:

$$I_{sch}^2 = F^2 \cdot 2 e I_a \cdot \Delta f \quad (5)$$

Die Berechnung von  $F$  ist nicht leicht und wurde bis heute nur für ebene Anordnungen exakt durchgeführt.

Bei Mehrgitterröhren tritt nun als weitere Rauschquelle noch das Stromverteilungsrauschen hinzu. Dieses entsteht infolge der Aufteilung des von der Kathode kommenden Emissionsstromes auf mehrere positive Elektroden. Es ist somit die Tatsache festzuhalten, dass Mehrgitterröhren einen grösseren Rauschpegel besitzen als äquivalente Trioden. Speziell die als Mischröhren verwendeten Hexoden sind in dieser Beziehung besonders ungünstig. Am einfachsten lässt sich der Rauschpegel einer Röhre durch die Angabe eines zwischen Kathode und Steuergitter angeschlossenen Widerstandes  $R_a$  von Zimmertemperatur darstellen. Dieser äquivalente Rauschwiderstand  $R_a$  ist so definiert:

<sup>2)</sup> Auf diese Erscheinung wurde von Schottky bereits 1918 hingewiesen (Ann. Phys., Bd. 57 (1918), S. 541).

<sup>3)</sup> Phys. Rev., Bd. 26 (1925), S. 71.

<sup>4)</sup> Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, Bd. 16 (1937), S. 1 und S. 19; vergl. auch Thompson, North, Harris RCA Rev., Bd. 4 (1939/40), S. 269 und S. 441, und Bd. 5 (1940/41), S. 106, 244, 371 und 505.

niert, dass er am Gitter eine dem Eigenrauschen der Röhre entsprechende Störspannung erzeugt. Aus den Gleichungen (1) und (5) bestimmt sich somit  $R_{\bar{a}}$  zu:

$$R_{\bar{a}} = \frac{e}{2kT} \cdot \frac{F^2 I_a}{S^2} = 20 F^2 \cdot \frac{I_a}{S^2} \quad (6)$$

Da sich bei den inkohärenten Rauschvorgängen die Quadrate der einzelnen Rauschspannungen addieren, ist diese Darstellung besonders übersichtlich. Das Gesamttrauschen der betrachteten Stufe ist dann durch die Summe von  $R_{\bar{a}}$  und reeller Komponente der Eingangsimpedanz gegeben. Daraus folgt, dass das Röhrenrauschen neben dem Widerstandsrauschen vernachlässigt werden kann, sobald  $R_{\bar{a}}$  kleiner als etwa die Hälfte des Realteils des Eingangsscheinwiderstandes wird.

Folgende Näherungsformel erlaubt den äquivalenten Rauschwiderstand einer modernen Pentode unter Berücksichtigung des Stromverteilungsrauschens und der Raumladungsschwächung abzuschätzen.

$$R_{\bar{a}} \cong \frac{4 + 20 \cdot \frac{I_{g2}}{S}}{S \cdot \left[ 1 + \frac{I_{g2}}{I_a} \right]} < 20 \cdot \frac{I_a}{S^2} \quad (7)$$

$I_a$  Anodenstrom  
 $I_{g2}$  Schirmgitterstrom  
 $S$  Steilheit

Auf jeden Fall muss  $R_{\bar{a}}$  kleiner oder höchstens gleich  $20 \cdot \frac{I_a}{S^2}$  sein, denn dieser Wert entspricht

dem nicht raumladungsgeschwächten Schrotrauschen des Anodenstromes. Damit der Anteil des Stromverteilungsrauschens gering ist, soll also das Verhältnis Schirmgitterstrom zu Anodenstrom möglichst klein sein. Dies kann auf verschiedene Weise erreicht werden. Grössenordnungsmässig beträgt der Rauschwiderstand normaler Hochfrequenzpentoden einige tausend Ohm. Besonders niedrig ist er für Röhren, die in Fernseh- und Breitbandverstärkern Verwendung finden. So ist  $R_{\bar{a}}$  bei der EFF 50 oder dem Amerikanertyp 1852 (6AC7) kleiner als 1000  $\Omega$ . Wie bereits erwähnt, liegen die Verhältnisse bei Hexoden ungünstiger, beträgt doch der äquivalente Rauschwiderstand für den Hexodenteil der ECH 21 oder der ECH 4 ca. 55 000  $\Omega$ , also rund einen Zehnerfaktor mehr als bei normalen HF-Pentoden.

Nachdem wir uns mit dem Rauschpegel von Verstärkern befasst haben, wollen wir uns dem Problem der Verstärkung breiter Frequenzbänder zuwenden. Von einem Breitbandverstärker muss verlangt werden, dass er innerhalb eines grossen Frequenzbandes eine unverzerrte Uebertragung gestattet, d. h., dass sowohl der Absolutwert der Verstärkung, als auch die Laufzeit frequenzunabhängig sind. Charakteristische Beispiele von Breitbandverstärkern sind vor allem Fernsehverstärker und Messverstärker. Der elektroakustische Niederfrequenzverstärker ist in gewissem Sinne bereits ein

Breitbandverstärker, nur dass wegen der Unempfindlichkeit des menschlichen Ohres gegenüber Phasenschwankungen der Phasengang von untergeordneter Bedeutung ist, während dieser beim Messverstärker und beim Fernsehverstärker eine entscheidende Rolle spielt.

Im folgenden sollen zwei Typen von Breitbandverstärkern unterschieden und näher diskutiert werden:

1. der Widerstandverstärker (R-C-Kopplung),
2. der Trägerfrequenzverstärker mit stark gedämpften Kreisen.

Man wird sehen, dass hinsichtlich der maximal zu erreichenden Verstärkung sich beide Typen ähnlich verhalten.

### 1. Der Widerstandverstärker

Die Grundsaltung jedes Widerstandverstärkers zeigt Fig. 3. Es sei vorausgeschickt, dass die Forderung einer frequenzunabhängigen Laufzeit einen linearen Phasengang der Verstärkung bedingt, d. h.  $\varphi = \text{Konstante} \cdot \omega$ . Die unvermeidlichen Kapazitäten der Röhren sowie der Schaltelemente bewirken bei hohen Frequenzen eine Abnahme der

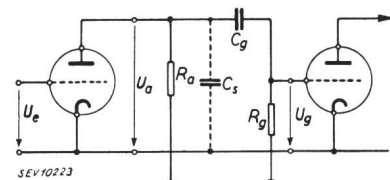


Fig. 3.

Prinzipschaltbild des Widerstandverstärkers.

Verstärkung infolge der Abnahme des wirksamen Aussenwiderstandes. Aber auch bei tiefen Frequenzen nimmt der Verstärkungsgrad ab, und zwar dann, wenn der Wechselstromwiderstand des Kopplungskondensators vergleichbar mit der Grösse des Gitterableitwiderstandes wird. Mit der Verminderung der Verstärkung an den Grenzen des Uebertragungsbereiches weicht gleichzeitig der Phasengang vom gewünschten linearen Verlauf ab.

Die Grenzfrequenzen einer derartigen Stufe wollen wir so definieren, dass die Verstärkung auf das  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7$ fache der Maximalverstärkung abgesunken ist. Der Innenwiderstand der Röhre sowie der Gitterwiderstand  $R_g$  seien gross gegenüber dem Anodenwiderstand  $R_a$ . Die obere Grenzfrequenz  $f_o$  und die untere Grenzfrequenz  $f_u$  sind dann gegeben durch:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_a \cdot C_s} \quad \text{und} \quad f_u = \frac{1}{2\pi R_g \cdot C_g} \quad (8)$$

Bei vorgeschriebener Bandbreite und Röhre ist somit die erreichbare Verstärkung bereits bestimmt. Die erzielbare maximale Verstärkung ist stets proportional dem Quotienten  $\frac{S}{C_s}$  wo unter  $C_s$  die gesamte dem Ausgang der Röhre parallel liegende Kapazität zu verstehen ist. Diese besteht im all-

gemeinen aus der Ausgangskapazität  $C_a$  und der Eingangskapazität  $C_e$  der Röhre sowie der Leitungskapazität und schliesslich aus der Rückwirkungskapazität  $C_{ii} = C_{ag} \cdot (1+v)$ . ( $C_{ag}$  Gitter-Anodenkapazität,  $v$  Verstärkungsgrad.) Um dieses Glied klein zu halten, ist die Verwendung von Pentoden zweckmässig. Abschliessend können wir sagen: Je grösser der Quotient  $\frac{S}{C_a + C_e}$  einer Röhre ist, um so geeigneter ist dieselbe zur Verstärkung breiter Frequenzbänder. Diese Ueberlegung gilt ebenfalls für den Trägerfrequenzverstärker.

Zur Verminderung des Verstärkungsabfalles an den Grenzen des Uebertragungsbereiches werden

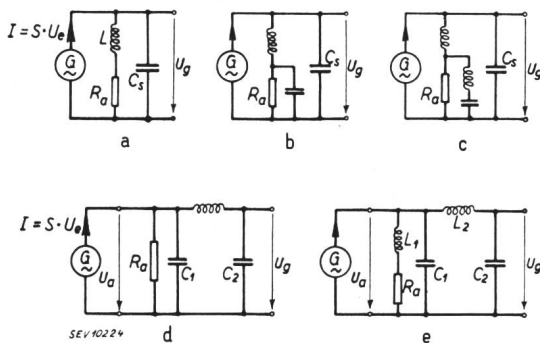


Fig. 4.

Schaltungen zur Verbesserung des Frequenzganges eines Widerstandsverstärkers bei hohen Frequenzen. In den Schaltungen d und e sind die unvermeidbaren Schalt- und Röhrenkapazitäten aufgeteilt, so dass  $C_1 + C_2 = C_s$  ist.

Entzerrungsschaltungen<sup>5)</sup> benutzt. Beispiele solcher Schaltungen für den oberen Frequenzbereich sind in Fig. 4a bis 4e dargestellt. Der Kopplungskondensator  $C_g$  ist in diesen Ersatzbildern weggelassen, da er für die hohen Frequenzen eine vernachlässigbar kleine Impedanz besitzt. Wie bereits erwähnt, wollen wir ausserdem den Innenwiderstand

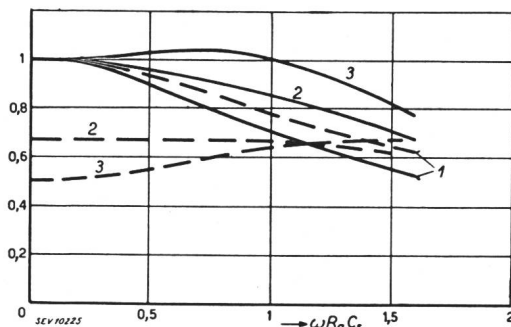


Fig. 5a.

Amplitudengang und Phasenlaufzeit des Netzwerkes Fig. 4a.

Abszisse: Frequenzmaß ( $\omega R_a C_s$ )

Ordinate:  $\left\{ \begin{array}{l} \text{--- Amplitudengang } \left( \frac{U_g}{I R_a} \right) \\ \text{--- Phasenlaufzeit } \left( \frac{\varphi}{\omega R_a C_s} \right) \end{array} \right.$

Kurven 1:  $L = 0$

Kurven 2:  $\frac{L}{R_a^2 C_s} = 0,3$

Kurven 3:  $\frac{L}{R_a^2 C_s} = 0,5$

<sup>5)</sup> Vergl. z. B. H. Pieplow, Breitband-Verstärker. Arch. tech. Mess. Z. 632 — 1, Nov. 1939, Z. 632 — 2, Dez. 1939, Z. 632 — 3, Jan. 1940.

$R_i$  der Röhre sowie den Gitterableitwiderstand  $R_g$  als gross gegenüber dem Anodenwiderstand  $R_a$  betrachten. Diese Voraussetzungen sind bei Breitbandverstärkern im allgemeinen zutreffend.

Um zu zeigen, welche Verbesserung des Frequenzganges mit diesen Entzerrungsschaltungen erreicht werden kann, sind in Fig. 5a und 5b Amplitudengang und Phasenlaufzeit der Netzwerke Fig. 4a und 4e in reduzierten Koordinaten dargestellt.

Am Beispiel Fig. 5a ist ferner zu ersehen, dass die beiden Forderungen nach weitgehend konstanter Phasenlaufzeit (Kurve 2) und frequenzunabhängigem Amplitudengang (Kurve 3) nicht identisch sind. Ausser den hier gezeigten Beispielen gibt es noch andere Möglichkeiten, den Frequenzgang zu verbessern (Gegenkopplung oder Zuschaltung einer Röhre, die als negative Kapazität wirkt).

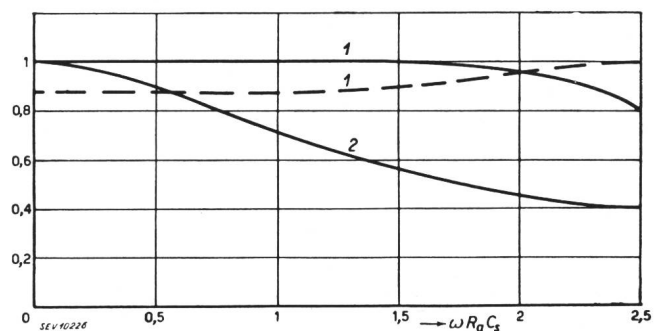


Fig. 5b.

Amplitudengang und Phasenlaufzeit des Netzwerkes Fig. 4e.

Abszisse: Frequenzmaß ( $\omega R_a C_s$ )

Ordinate:  $\left\{ \begin{array}{l} \text{--- Amplitudengang } \left( \frac{U_g}{I R_a} \right) \\ \text{--- Phasenlaufzeit } \left( \frac{\varphi}{\omega R_a C_s} \right) \end{array} \right.$

Kurven 1:  $\frac{L_1}{R_a^2 C_s} = \frac{1}{7}$ ,  $\frac{L_2 C_2}{R_a^2 C_s^2} = \frac{17}{49}$ ,  $\frac{C_2}{C_1} = 1,48$ , wo  $C_1 + C_2 = C_s$ .

Kurve 2:  $L_1 = L_2 = 0$ .

Der Verstärkungsabfall bei tiefen Frequenzen lässt sich ebenfalls durch Entzerrungsschaltung günstiger gestalten. Doch ist im unteren Frequenzbereich vor allem der Stabilität des Verstärkers Beachtung zu schenken, insbesondere wenn Frequenzen von 50 Hz oder tiefere noch übertragen werden sollen. Es besteht die Gefahr, dass Netz-

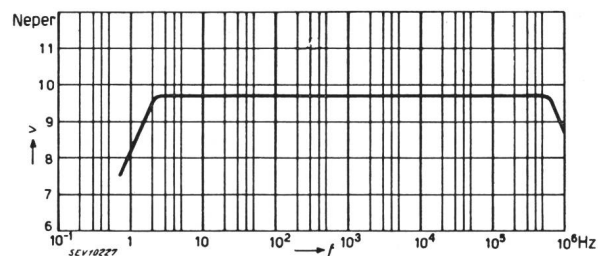


Fig. 6.

Verlauf der Spannungsverstärkung eines dreistufigen Messverstärkers.  
 $f$  Frequenz.  $v$  Spannungsverstärkung.

spannungsschwankungen verstärkt werden oder dass sogar Kippschwingungen infolge Rückkopplung über das Netzanschlussgerät eintreten.



Zwei Beispiele von Messverstärkern, welche in der AfiF hergestellt wurden, zeigen, was mit Widerstandverstärkern etwa zu erreichen ist (Fig. 6 und Fig. 7). Beide Verstärker sind zum direkten

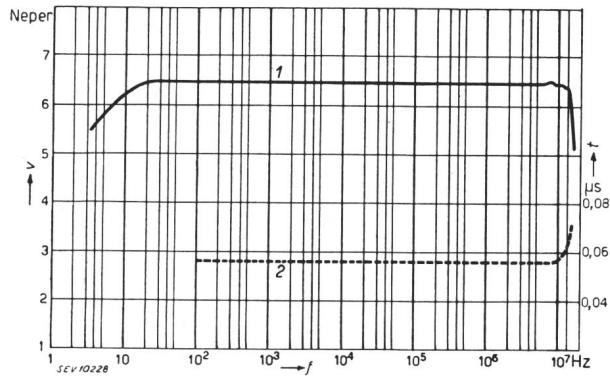


Fig. 7.

Verlauf der Spannungsverstärkung eines vierstufigen Messverstärkers.

f Frequenz. v Spannungsverstärkung (Kurve 1). t Phasenlaufzeit (Kurve 2).

Anschluss an die Ablenkplatten eines Philips Kathodenstrahloszilloskops bestimmt.

## 2. Der Trägerfrequenzverstärker

Als Anodenimpedanz sei ein stark gedämpfter Resonanzkreis angenommen (Fig. 2). Die Bandbreite sei wiederum durch diejenigen Frequenzen gegeben, bei welchen die Verstärkung auf das 0,7-fache des Maximalwertes gesunken ist. Bei vorgegebener Bandbreite  $\Delta f$  ist somit der Resonanzwiderstand  $R$  bestimmt. Ganz ähnlich wie beim Widerstandverstärker ergibt sich folgende Beziehung:

$$\Delta f \cong \frac{1}{2 \pi R C} \quad (9)$$

Die Kapazität muss also wiederum möglichst klein gewählt werden. Die natürlichen Schaltkapazitäten stellen ein Minimum dar. Häufig ist man jedoch gezwungen, noch Zusatzkapazitäten anzuschliessen, um bei Kapazitätsänderungen ein Verstärken des Kreises zu vermeiden. Diese Kapazitätsänderungen entstehen z.B. beim Auswechseln von Röhren infolge Kapazitätsstreuungen (ca.  $\pm 0,6$  pF). Ausserdem ist die Eingangskapazität (resp. der Anteil der Raumladungskapazität) einer Röhre noch vom Arbeitspunkt abhängig. Diese Kapazitätsänderungen sind in der Grössenordnung von ca. 2 pF.

Damit beim Trägerfrequenzverstärker Phasenverzerrungen vermieden werden, genügt es, dass die Gruppenlaufzeit  $\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}$  frequenzunabhängig ist.

Beim Trägerfrequenzverstärker müssen beide Seitenbänder übermittelt werden, und somit ist die maximal erzielbare Verstärkung nur halb so gross wie beim Widerstandverstärker, wenn man nicht

die Schwierigkeiten, welche durch Unterdrückung eines Seitenbandes entstehen, in Kauf nehmen will. Wir können die erzielbare Verstärkung durch Verwendung von Bandfiltern an Stelle der Resonanzkreise noch etwas erhöhen. Für ein beidseitig gedämpftes und abgestimmtes Bandfilter nach Fig. 8 ergibt sich eine ca.  $\sqrt{2}$  mal grössere Verstärkung gegenüber dem einfachen Resonanzkreis, wenn in beiden Fällen die gleiche Bandbreite übertragen werden soll<sup>6)</sup>.

Kommt man mit der Trägerfrequenz ins Gebiet der kurzen Wellen, so müssen Impedanzen in den Röhren berücksichtigt werden, die bei niederen Frequenzen durchaus vernachlässigbar sind. Man denke nur an die Elektrodenzuleitungen innerhalb

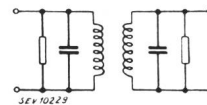


Fig. 8.  
Schema eines induktiv gekoppelten Bandfilters.

und ausserhalb der Röhre und an die endliche Laufzeit der Elektronen. Die Induktionskoeffizienten und die Kapazitäten in der Röhre, sowie die Trägheit der Elektronen bewirken, dass die charakteristischen Röhrenkennwerte frequenzabhängig und komplex werden.

Schliesslich sei noch darauf hingewiesen, dass die endliche Laufzeit der Elektronen in erster Näherung nur den Eingangsleitwert und die Steilheit beeinflussen, und dass es an einer normalen Röhre messtechnisch nicht möglich ist, die Wirkungen der Elektronenlaufzeiten von denen der Zuleitungsinduktivitäten zu trennen.

## Diskussion

Der Vorsitzende: Ich danke Herrn Dr. Baldinger für seinen reichhaltigen Vortrag. Man sieht immer wieder, dass sich auch hier stets neue Fragen einstellen; die Verstärkerprobleme bleiben ewig jung. Die Frage nach der Grenze der Verstärkungsmöglichkeit und der Breite der Frequenzbänder ist aufgegriffen worden. Die Technik ist heute mit der Physik der kontinuierlichen Vorgänge an der Grenze angelangt, jenseits welcher sie sich bereits mit dem diskontinuierlichen Geschehen der Atomphysik zu beschäftigen hat. Das ist nicht nur theoretisch so, sondern auch in der Praxis. In der Verstärkertechnik gibt es wohl noch zahlreiche Störungen, die zu bekämpfen sind, aber heute schon ist die Grenze der Leistungsfähigkeit durch das Rauschen gegeben. Man beobachtet dies übrigens besonders gut beim Fernsehen, wo sich das Rauschen im Bilde wie ein kleiner Schneefall auswirkt (Griess). Bei immer kürzern Wellen nehmen die äusseren Störungen ab und es bleibt das Eigenrauschen. Auch in der Verstärkertechnik erweist sich die ausserordentliche Bedeutung der theoretischen Erkenntnis.

Der Breitbandverstärker mit grossem Frequenzbereich, dessen Eigenschaften Herr Dr. Baldinger uns geschildert hat, ist ein Meisterstück des Referenten.

Nach kurzer Diskussion, an der Herr Prof. Laub eine Anfrage über Verstärkungsmöglichkeiten stellte, ging der Vorsitzende zu seinem eigenen Vortrag über.

<sup>6)</sup> Vergl. z. B. Hegner: Funktech. Monatsh. 1939, S. 226, und 1941, S. 17.