

<b>Zeitschrift:</b>	Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
<b>Herausgeber:</b>	Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
<b>Band:</b>	51 (1960)
<b>Heft:</b>	20
<b>Artikel:</b>	Theoretische Betrachtungen über den Einsatz eines parametrischen Verstärkers bei Radio-Teleskopen
<b>Autor:</b>	Druey, W. / Rickenbach, H.
<b>DOI:</b>	<a href="https://doi.org/10.5169/seals-917076">https://doi.org/10.5169/seals-917076</a>

### 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:** 23.01.2026

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

- [3] Roe, G. M. and M. R. Boyd: Parametric Energy Conversion in Distributed Systems. Proc. IRE Vol. 47(1959), No. 7, p. 1213...1218.
- [4] Louisell, W. H. and C. F. Quate: Parametric Amplification of Space Charge Waves. Proc. IRE Vol. 46(1958), No. 4, p. 707...716.
- [5] Bridges, T. J.: A Parametric Electron Beam Amplifier. Proc. IRE Vol. 46(1958), No. 2, p. 494...495.
- [6] Cullen, A. L.: A Traveling-Wave Parametric Amplifier. Nature (London), Vol. 181(1958), No. 4605, p. 332.
- [7] Uspensky, T. V.: Theory of Equations. New York: McGraw-Hill. 1948. p. 121.

**Author's address:**

Dr. A. Dayem, Bell Telephone Laboratories Inc., Murray Hill, N. J. (USA).

## Theoretische Betrachtungen über den Einsatz eines parametrischen Verstärkers bei Radio-Teleskopen

Von W. Druy, Winterthur, und H. Rickenbach, Zürich

621.375.9.029.6 : 523.164

### 1. Verfahren für die Ermittlung der von einem schwarzen Strahler herrührenden Strahlungsintensität

#### Definition einer äquivalenten Antennentemperatur

Eine Antenne mit der Absorptionsfläche  $A$  und dem Wirkungsgrad  $\eta$  gibt bei Ausrichtung auf einen punktförmigen, unendlich weit entfernten schwarzen Strahler innerhalb eines relativ schmalen Frequenzbandes  $B$  an einen angepassten Verbraucher die Nutzleistung  $P_N$  ab:

$$P_N = \eta A B S'$$

$S'$  Strahlungsintensität pro Hz Bandbreite

Ein anstelle der Antenne eingesetzter Widerstand  $R_A$  würde bei Anpassung die Rauschleistung  $P_R$ :

$$P_R = k T_B$$

abgeben. Damit  $P_R = P_N$  wird, muss der Widerstand  $R_A$  die Temperatur

$$T_A = \frac{\eta A S'}{k}$$

besitzen.  $T_A$  wird im folgenden die äquivalente Antennentemperatur oder kurz Antennentemperatur genannt. Sie ist ein Mass für die empfangene Strahlungsleistung.

Die von der Antenne abgegebene Nutz-Rauschleistung wird durch die Zuleitung zur Meßstelle um den Faktor  $a$  verringert, und die Zuleitung steuert entsprechend ihrer Temperatur  $T_L$  und dem Leistungsabschwächungsfaktor  $a$  ein zusätzliches Rauschen bei, so dass die an der Meßstelle auftretende Rauschleistung einer Temperatur  $T_A'$  entspricht.  $T_A'$  berechnet sich zu:

$$T_A' = a T_A + (1 - a) T_L$$

#### Differenzmessverfahren nach Dicke

Beim Differenzmessverfahren nach *Dicke* wird, wie Fig. 1 zeigt, der Empfängereingang periodisch zwischen Antennenzuleitung und einer Rauschquelle bekannter Leistung umgetastet, so dass am Ausgang des Zwischenfrequenzverstärkers ein rechteckförmig moduliertes Rauschen auftritt. Beträgt die Temperatur der durch einen Widerstand gebildeten Rauschquelle  $T_K$  und kommt durch den Empfänger eine der Temperatur  $T_E$  entsprechende Rauschleistung hinzu, so ändert die Rauschleistung am ZF-Ausgang zwischen den Werten

$$P_A = k [T_A' + T_E] B \cdot g_E \quad (1)$$

und

$$P_K = k [T_K + T_E] B \cdot g_E \quad (2)$$

$g_E$  ist der Leistungsgewinnfaktor und  $B$  die Bandbreite des Empfängerhochfrequenzteiles.  $T_E$  ist die Temperatur, welche ein am Eingang des Empfängers befindlicher angepasster Widerstand besitzen müsste, um die im Empfänger entstehende Rauschleistung zu simulieren.

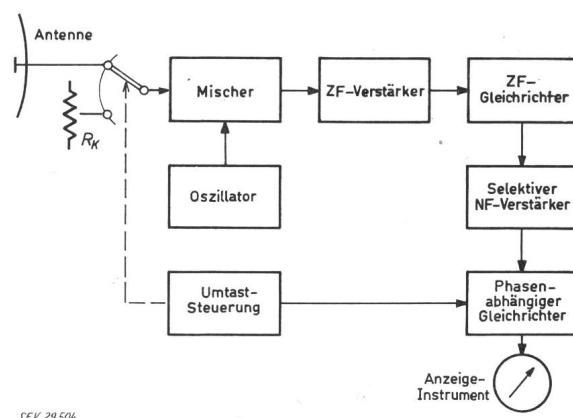


Fig. 1

#### Differenzmessverfahren nach Dicke

$R_K$  Rauschquelle, z. B. Kohleschichtwiderstand

Das modulierte Rauschen wird mittels eines linearen Gleichrichters gleichgerichtet. Die entstehende «Gleich»-Spannung ändert periodisch zwischen Werten, die  $\sqrt{P_A}$  und  $\sqrt{P_K}$  proportional sind. Dem nachfolgenden Niederfrequenzteil wird somit eine Rechteckspannung geliefert, deren Amplitude proportional

$$\sqrt{T_A' + T_E} - \sqrt{T_K + T_E} \quad (3)$$

ist. Mittels eines NF-Bandfilters wird aus der Rechteckspannung die Komponente mit der Grundfrequenz herausgesiebt. Ein Endverstärker führt das nun sinusförmige Signal einem phasenabhängigen Gleichrichter zu, so dass am Ausgang der Empfangsanlage eine Gleichspannung entsteht, welche für  $T_A' > T_K$  positiv und für  $T_A' < T_K$  negativ ist.

### 2. Problemstellung

Die Strahlungsintensitäten, welche noch gemessen werden sollen, entsprechen vielfach äquivalenten Antennentemperaturen von nur einigen °K. Demgegenüber liegt die Rauschtemperatur eines Empfängers mit Mischstufe am Eingang bei etwa  $T_E = 1300$  °K.

Der Einfluss dieses hohen Eigenrauschens wird zwar durch die Anwendung des Differenzverfahrens erheblich

reduziert. So tritt z. B. für den Fall, dass  $T_A' = T_K$  ist, eine Elimination der Grösse  $T_E$  insofern auf, als dass Änderungen in der Stärke des Eigenrauschen das Messergebnis nicht direkt beeinflussen. Grosses Eigenrauschen des Empfängers hat aber auf alle Fälle eine grössere Messunsicherheit, d. h. ein geringeres Auflösungsvermögen zur Folge, indem der Instrumentenanzeige eine grössere Schwankung überlagert ist.

Will man  $T_A'$  auf die Grösse von  $T_K$  bringen, so lässt sich das — wenn man von einem Abkühlen bei  $T_K$  absieht, wodurch beim Auflösungsvermögen nichts gewonnen wäre — nur erreichen, indem in der Zuleitung von der Antenne ein Verstärker mit genügend kleinem Eigenrauschen vorgesehen wird.

Bei der Beurteilung der Messgenauigkeit der Apparatur darf nicht ausser Acht gelassen werden, dass sie in erheblichem Masse von Schwankungen mitbestimmt wird, die bei einer ganzen Reihe von Einflussgrössen, wie Verstärkungsfaktoren und Eigenrauscharmen, auftreten können. Die folgende Untersuchung soll insbesondere zeigen, in welchem Verhältnis die relativen Abweichungen der angezeigten Antennentemperaturen zu den relativen Abweichungen der verschiedenen Einflussgrössen stehen, wobei einige Varianten des Einsatzes eines parametrischen Verstärkers zugrunde gelegt werden. Zum Schluss wird noch auf die durch das Eigenrauschen bedingte Messunsicherheit (das Temperaturauflösungsvermögen) eingegangen.

### 3. Einsatz eines parametrischen Verstärkers

#### 3.1 Übersichtsschema

Der Einsatz eines parametrischen Verstärkers zwischen der Antenne und dem Umtaster kann in verschiedener Lage erfolgen, z. B. unmittelbar bei der Antenne oder am Ende der Zuleitung beim Umtaster. In Fig. 2 bedeuten  $a_1$  und  $a_2$

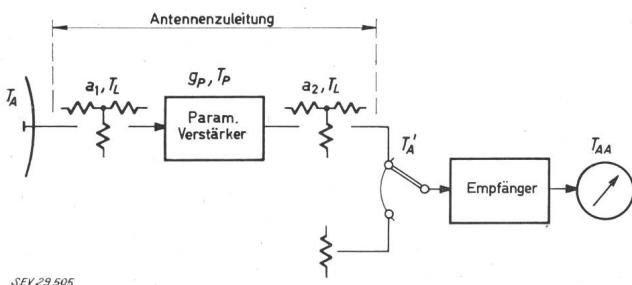


Fig. 2

Einsatz eines parametrischen Verstärkers in die Antennenzuleitung

$a_1$  bzw.  $a_2$  Leistungsreduktionsfaktoren der Leitungsstücke vor bzw. nach dem parametrischen Verstärker;  $g_P$  Leistungsverstärkung des parametrischen Verstärkers;  $T_L$  bzw.  $T_A$  Temperatur der Leitung bzw. der Antenne;  $T_P$  aequivalente Rauschtemperatur des parametrischen Verstärkers;  $T_A$  scheinbare Antennentemperatur am Empfängereingang;  $T_{AA}$  angezeigte Antennentemperatur

die Leistungsreduktionsfaktoren der betreffenden Leitungsstücke und  $g_P$  den Leistungsverstärkungsfaktor des parametrischen Verstärkers;  $T_P$  ist dessen Rauschtemperatur und  $T_L$  die Leitungstemperatur. Die sechs betrachteten Fälle sind durch die in Tabelle I aufgeführten Daten charakterisiert.

Betriebsfälle

Tabelle I

Betriebsfall	Leistungsreduktionsfaktoren		Leitungstemperatur in °K $T_L$	Leistungsverstärkungsfaktor $g_P$	Äquivalente Rauschtemperatur des parametrischen Verstärkers in °K $T_P$
	$a_1$	$a_2$			
1	1	0,794	300	10	150
2	0,794	1	300	10	150
3	1	0,794	300	5	150
4	0,794	1	300	5	150
5	1	0,794	300	2,2	125
6	0,794	1	300	1	0

Die Werte 1 und 0,794 für  $a_1$  bzw.  $a_2$  entsprechen einer Dämpfung von 0 und 1 db. Der Fall 5 stellt einen Spezialfall dar, bei welchem für  $T_A = 10$  °K die Beziehung  $T_A' = T_K = 300$  °K gilt. Im Fall 6 kommt kein parametrischer Verstärker zur Anwendung.

Eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung eines parametrischen Verstärkers als rauscharme Vorstufe beim Empfänger.

#### 3.2 Abhängigkeit der Temperaturanzeige von den Eigenschaften der Antennenzuleitung

Bei Einsatz eines parametrischen Verstärkers in der Antennenzuleitung gilt für  $T_A'$ :

$$T_A' = a_1 a_2 g_P T_A + [1 - a_2 + g_P a_2 (1 - a_1)] T_L + g_P a_2 T_P \quad (4)$$

Die Eichbeziehung zwischen der sich aus  $T_A'$  ergebenden Temperaturanzeige  $T_{AA}$  und  $T_A'$ ,  $T_{AA} = f(T_A')$ , erhält man durch Auflösen der Gl. (4) nach  $T_A$ , wobei für alle Einflussgrössen die Sollwerte ( $a_{1n}, a_{2n}$  usw.) und für  $T_A$  die angezeigte Antennentemperatur  $T_{AA}$  einzusetzen sind:

$$T_{AA} = \frac{T_A'}{a_{1n} a_{2n} g_{Pn}} - \left[ \frac{1 - a_{2n}}{a_{1n} a_{2n} g_{Pn}} + \frac{1 - a_{1n}}{a_{1n}} \right] T_{Ln} - \frac{T_{Pn}}{a_{1n}} \quad (5)$$

Schwankt nun irgend eine der fünf Einflussgrössen:  $x = x_n + \Delta x$ , wobei  $x = a_1$  bzw.  $a_2, T_L, g_P, T_P$  ist, so schwankt  $T_A'$ , und man erhält eine entsprechende Schwankung  $\Delta T_{AA}$  der angezeigten Antennentemperatur. Es interessiert das Verhältnis der relativen Abweichungen der Grössen  $T_{AA}$  und  $x$ , wobei  $T_A$  als gegeben zu betrachten ist:

$$\varepsilon_x = \frac{\frac{\Delta T_{AA}}{T_A}}{\frac{\Delta x}{x_n}} = \frac{x_n}{T_A} \frac{\Delta T_{AA}}{\Delta x} \quad (T_{AA n} = T_A)$$

Für unendlich kleine Abweichungen vom Sollwert schreibt man, unter Weglassung der Hervorhebung des Sollwertes:

$$\varepsilon_x = \frac{x}{T_A} \cdot \frac{\partial T_{AA}}{\partial x} = \frac{x}{T_A} \cdot \frac{d T_{AA}}{d T_A'} \cdot \frac{\partial T_A'}{\partial x} = \frac{x}{T_A} \cdot \frac{1}{a_1 a_2 g_P} \cdot \frac{\partial T_A'}{\partial x}$$

Entsprechend den fünf Grössen  $a_1, a_2, T_L, g_P$  und  $T_P$  resultieren die folgenden fünf Fehlerverhältnisse:

$$\varepsilon_{a1} = 1 - \frac{T_L}{T_A}$$

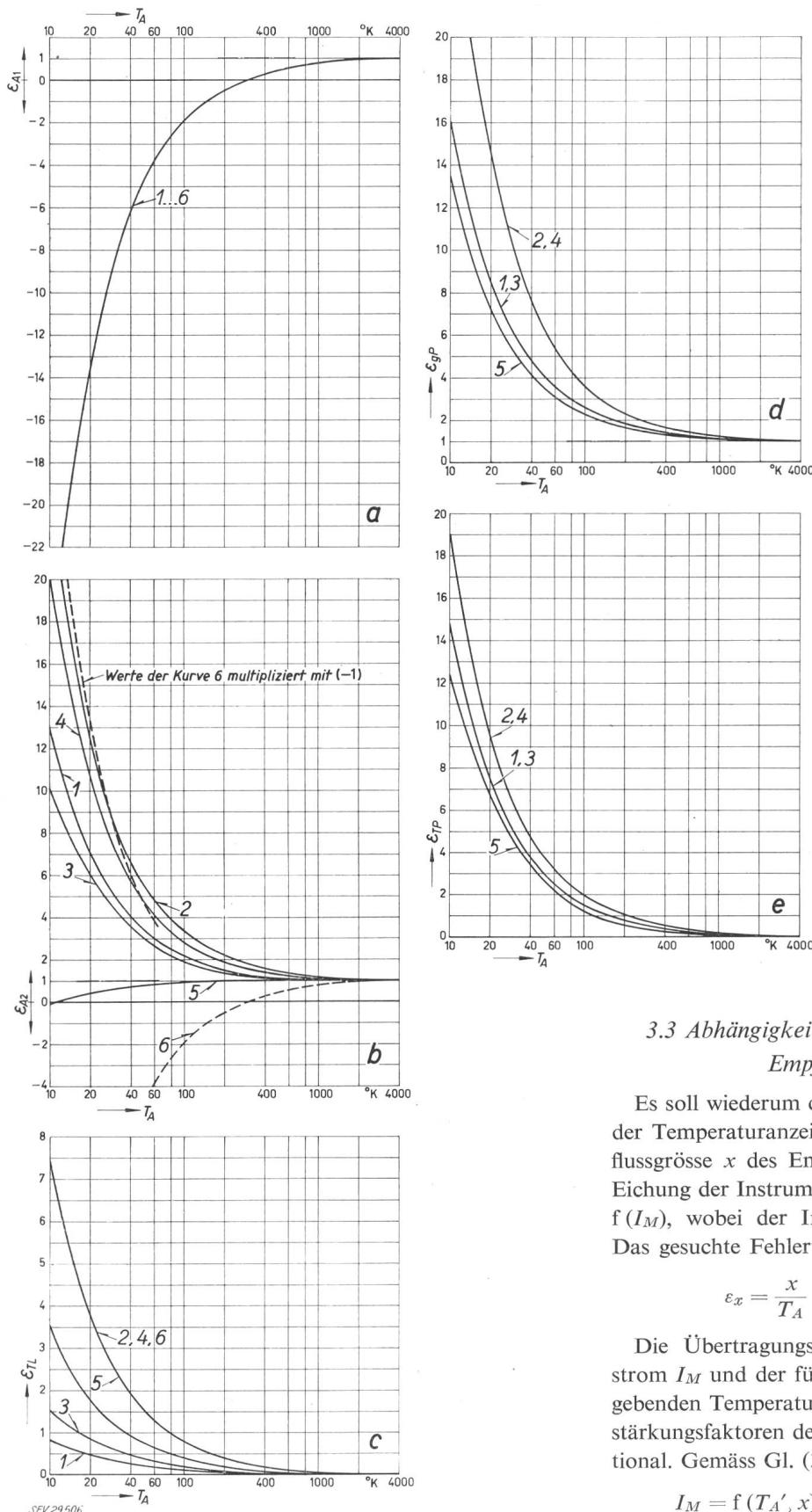
$$\varepsilon_{a2} = 1 + \left[ \frac{1}{a_1} - 1 - \frac{1}{a_1 g_P} \right] \frac{T_L}{T_A} + \frac{1}{a_1} \frac{T_P}{T_A}$$

$$\varepsilon_{TL} = \left[ \frac{1}{a_1} - 1 + \frac{1}{a_1 g_P} \left( \frac{1}{a_2} - 1 \right) \right] \frac{T_L}{T_A}$$

$$\varepsilon_{gP} = 1 + \left( \frac{1}{a_1} - 1 \right) \frac{T_L}{T_A} + \frac{1}{a_1} \cdot \frac{T_P}{T_A}$$

$$\varepsilon_{TP} = \frac{1}{a_1} \cdot \frac{T_P}{T_A}$$

Diese fünf Fehlerverhältnisse sind für die in Tabelle I angeführten Einflussgrößen als Parameter in den Figuren



3a...3e dargestellt. Es geht daraus hervor, dass die relativen Fehler bei der angezeigten Temperatur für kleine Werte von  $T_A$  im allgemeinen viel grösser sind als die relativen Schwankungen der Einflussgrößen. Der Einsatz eines parametrischen Verstärkers bedeutet in der Regel eine Verbesserung, doch bringt er natürlich auch zwei neue Fehlerquellen mit sich, welche von der möglichen Schwankung von  $g_P$  und  $T_P$  herrühren. Deutlich geht aus den Darstellungen hervor, dass der parametrische Verstärker auf jeden Fall nur unmittelbar bei der Antenne ( $a_1 = 1$ ) eingesetzt werden soll und nicht etwa am anderen Ende der Antennenleitung. Zur Reduktion des Einflusses der Schwankungen von  $T_L$  ist naturgemäss ein möglichst hoher Verstärkungsfaktor  $g_P$  erwünscht, in den anderen Fällen sind niedrigere Werte günstiger; bezüglich des Einflusses der Veränderung von  $a_2$  liegt der Fall 5 am günstigsten.

Fig. 3

Einfluss von Schwankungen der «Leitungsgrößen» auf die Temperaturanzeige — dargestellt durch das relative Fehlerverhältnis  $\varepsilon$  — in Abhängigkeit von der Antennentemperatur  $T_A$  für die Betriebsfälle 1...6 gemäss Tabelle I

a Leistungsreduktionsfaktor  $a_1$ ; b Leistungsreduktionsfaktor  $a_2$ ; c Leitungs temperatur  $T_L$ ; d Leistungsverstärkung  $g_P$  des parametrischen Verstärkers; e Rauschtemperatur  $T_P$  des parametrischen Verstärkers; 1..6 Kurven gemäss Tab.I

### 3.3 Abhängigkeit der Temperaturanzeige von den Empfängereinflussgrößen

Es soll wiederum das Verhältnis der relativen Änderung der Temperaturanzeige zur relativen Änderung einer Einflussgröße  $x$  des Empfängers berechnet werden. Für die Eichung der Instrumentenskala gilt eine Funktion:  $T_{AA} = f(I_M)$ , wobei der Instrumentenstrom  $I_M = f(T_A, x)$  ist. Das gesuchte Fehlerverhältnis errechnet sich aus:

$$\varepsilon_x = \frac{x}{T_A} \cdot \frac{\partial T_{AA}}{\partial x} = \frac{x}{T_A} \cdot \frac{dT_{AA}}{dI_M} \cdot \frac{\partial I_M}{\partial x}$$

Die Übertragungsgröße zwischen dem Instrumentenstrom  $I_M$  und der für das Empfängereingangssignal massgebenden Temperatur  $T_A'$  bzw.  $T_K$  sei  $G$ ; sie ist den Verstärkungsfaktoren der einzelnen Empfängerstufen proportional. Gemäss Gl. (3) wird:

$$I_M = f(T_A', x) = G \left[ \sqrt{T_A' + T_E} - \sqrt{T_K + T_E} \right]$$

Setzt man  $T_A'$  entsprechend Gl. (4) ein, mit der Abkürzung:  $T_A' = g T_A + T_F$ , so erhält man:

$$I_M = f(T_A, x) = G [\sqrt{g T_A + T_F + T_E} - \sqrt{T_K + T_E}] \quad (6)$$

Die Eichbeziehung  $T_{AA} = f(I_M)$  erhält man wiederum durch Auflösen der Gl. (6) nach  $T_A$  und Einsetzen der Sollwerte für  $G$  und  $T_E$ :

$$T_{AA} = \frac{1}{g} \left[ \left( \frac{I_M}{G} + \sqrt{T_K + T_E} \right)^2 - T_F - T_E \right] \quad (7)$$

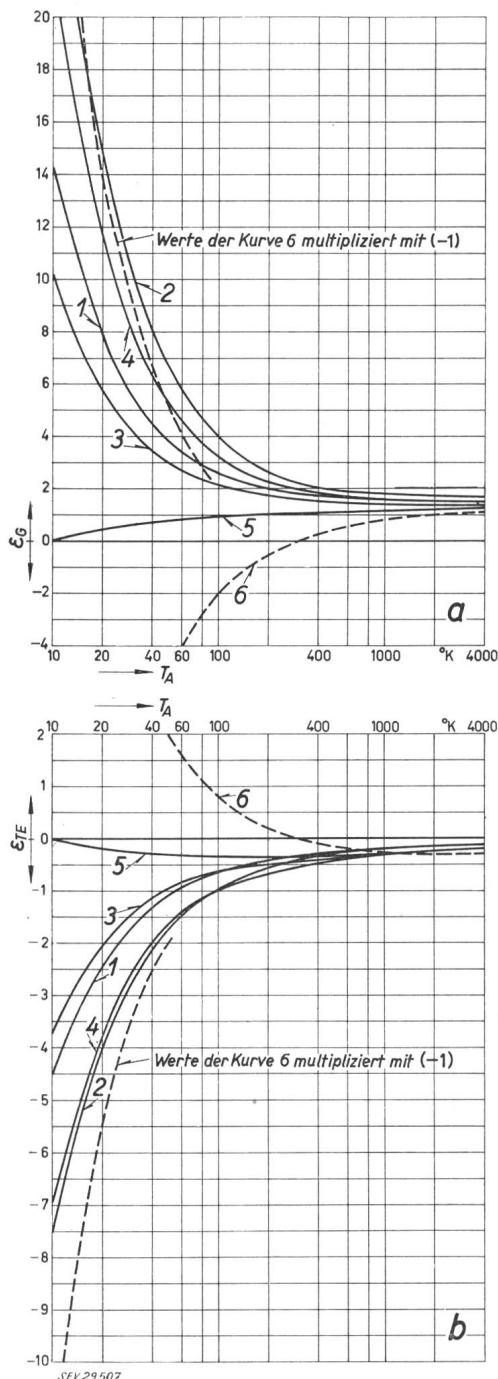


Fig. 4

**Einfluss von Schwankungen der Empfängergrößen auf die Temperaturanzeige — dargestellt durch das relative Fehlverhältnis  $\varepsilon$  — in Abhängigkeit von der Antennentemperatur  $T_A$  für die Betriebsfälle 1...6 gemäss Tab. I**

a Verstärkungsfaktoren des Empfängers — definiert durch eine Grösse  $G$ ; b Empfänger-Rauschtemperatur  $T_E$   
 $T_K = 300 \text{ }^{\circ}\text{K}$ ;  $T_E = 1250 \text{ }^{\circ}\text{K}$

### a) Einfluss von Verstärkungsfaktoränderungen

Für Änderungen der Übertragungsgrösse  $G$  gilt:

$$\varepsilon_G = \frac{2}{g T_A} A (A - K)$$

worin

$$A = \sqrt{g T_A + T_F + T_E} = \sqrt{T_A' + T_E} \quad K = \sqrt{T_K + T_E}$$

Sind  $A$  und  $K$  gleich gross, d. h. ist  $T_A' = T_K$ , so hat eine Änderung des Verstärkungsfaktors irgend einer Empfängerstufe keinen Einfluss auf die Temperaturanzeige. Der Empfänger wird dann lediglich als Nullindikator benutzt. Bei Verwendung eines parametrischen Verstärkers in der Antennenleitung ist es daher zweckmässig, diesen so zu dimensionieren, dass die Bedingung  $T_A' = T_K$  bei der zu messenden Antennentemperatur  $T_A$  auftritt. Wird ein solcher Verstärker unmittelbar bei der Antenne eingesetzt, so geht aus der Gl. (4) mit  $a_1 = 1$  die Bedingung:

$$a_2 g_P T_A + (1 - a_2) T_L + g_P a_2 T_P = T_K$$

hervor, woraus man  $g_P$  berechnet ( $a_2 = a$  gesetzt):

$$g_P = \frac{\frac{1}{a} (T_K - T_L) + T_L}{T_A + T_P}$$

Mit  $a = 0,794$ ,  $T_L = T_K = 300 \text{ }^{\circ}\text{K}$ ,  $T_P = 125 \text{ }^{\circ}\text{K}$  und  $T_A = 10 \text{ }^{\circ}\text{K}$  erhält man  $g_P = 2,2$ . Das ist der Fall 5 in Tabelle I. Die Funktion  $\varepsilon_G = f(T_A)$  ist mit den Werten der Einflussgrössen gemäss Tabelle I in Fig. 4a dargestellt, wobei  $T_K = 300 \text{ }^{\circ}\text{K}$  und  $T_E = 1250 \text{ }^{\circ}\text{K}$  eingesetzt wurden.

### b) Einfluss von Änderungen des Empfängerrauschens

Für Änderungen von  $T_E$  gilt:

$$\varepsilon_{TE} = \frac{T_E}{g T_A} \left( 1 - \frac{A}{K} \right)$$

Wie zu erwarten, beeinflussen bei  $A = K$  allfällige Änderungen von  $T_E$  die Temperaturanzeige wiederum nicht, so dass der gleiche Wert wie oben als optimaler Verstärkungsfaktor des parametrischen Verstärkers resultiert.

Die Funktion  $\varepsilon_{TE} = f(T_A)$  ist für alle 6 Fälle gemäss Tab. I und  $T_K = 300 \text{ }^{\circ}\text{K}$  sowie  $T_E = 1250 \text{ }^{\circ}\text{K}$  in Fig. 4b dargestellt.

### 3.4 Parametrischer Verstärker als rauscharme Vorstufe beim Empfänger

Durch Herabsetzung des Empfängerrauschens lässt sich natürlich der Einfluss von diesen Schwankungen auf das Messresultat vermindern. Zur Beurteilung der erreichbaren Verbesserung ist in Fig. 5 für  $T_A = 10 \text{ }^{\circ}\text{K}$   $\varepsilon_{TE}$  in Funktion von  $T_E$  für den Fall 6 (kein parametrischer Verstärker in der Zuleitung) dargestellt. Man entnimmt daraus, dass eine sehr starke Senkung von  $T_E$  nötig ist, um  $\varepsilon_{TE}$  auf kleine Werte zu bringen. Der Einsatz des parametrischen Verstärkers unmittelbar bei der Antenne — sofern man nur einen parametrischen Verstärker einsetzen will — mit einem Verstärkungsfaktor so, dass  $T_A' = T_K$  für  $T_A = 10 \text{ }^{\circ}\text{K}$ , ist daher die zweckmässigere Lösung als der Einsatz in Form einer rauscharmen Vorstufe beim Empfänger. Dies trifft um so mehr zu, als mit der rauscharmen Empfängervorstufe

nichts bezüglich des Einflusses von Verstärkungsfaktorschwankungen auf das Messresultat gewonnen wird.

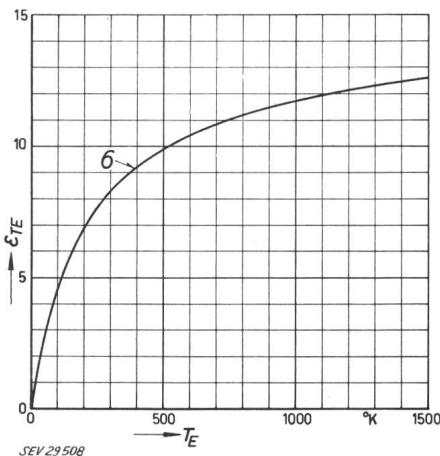


Fig. 5

Einfluss von Schwankungen der Empfänger-Rauschtemperatur  $T_E$  auf die Temperaturanzeige — dargestellt durch das relative Fehlerverhältnis  $\varepsilon_{TE}$  — in Abhängigkeit von der Empfänger-Rauschtemperatur  $T_E$  für den Betriebsfall 6 der Tab. I

$T_K = 300 \text{ } ^\circ\text{K}$ ;  $T_A = 10 \text{ } ^\circ\text{K}$

#### 4. Der Einfluss des Störrauschens auf das Auflösungsvermögen

Es wurde bereits erwähnt, dass die dem Meßstrom  $I_M$  überlagerte niederfrequente Schwankung (Rauschen im NF-Band) das Auflösungsvermögen der Anlage beschränkt. Durch diese Schwankung ist die Grenze der theoretisch erreichbaren Empfindlichkeit sowie die Messgenauigkeit bestimmt. Wie die früheren Abschnitte zeigen, hängt die Messgenauigkeit daneben aber auch noch von der Konstanz aller das Messresultat beeinflussenden Größen ab.

Als Auflösungsvermögen wird der Effektivwert der erwähnten Schwankung, gemessen in  $^\circ\text{K}$ , bezeichnet. Zu dessen Berechnung wird das Nutzsignal und das Rauschen am Ausgang der verschiedenen Stufen verfolgt.

##### a) Ausgang des Zwischenfrequenzgleichrichters

Wird eine Rauschspannung vom Effektivwert  $U_r$  durch einen linearen, idealen Detektor gleichgerichtet, so entsteht eine Gleichspannung von der Grösse

$$U_g = \sqrt{\frac{\pi}{2}} U_r$$

welcher eine Schwankung überlagert ist, deren Leistungsspektrum nach A. van der Ziel<sup>1)</sup>, falls die Zwischenfrequenzkanalbreite  $B$  höchstens  $1/5$  von dessen Mittenfrequenz beträgt, Dreieckform besitzt:

$$P' = \frac{\pi}{4} P \bar{Z}_F \left(1 - \frac{f}{B}\right) \quad 0 \leq f \leq B$$

$P'$  Rauschintensität (Rauschleistung pro Hz Frequenzintervall),

$P \bar{Z}_F$  (gleichmässig verteilte) Rauschintensität im Zwischenfrequenzkanal,

$U_r$  Rauschspannung. Sie entspricht der Kanalrauschleistung  $BP \bar{Z}_F$

<sup>1)</sup> Van der Ziel, A.: Noise, Chapman and Hall Ltd., London, 1954.

Bei rechteckmodulierter Rauschspannung variiert die Gleichspannung nach dem Gleichrichter zwischen zwei Werten  $U_{g1}$  und  $U_{g2}$ . Ebenso pulsiert die Intensität des niederfrequenten Rauschspektrums zwischen zwei Werten  $P'_1$  und  $P'_2$ .

##### b) Ausgang des selektiven Niederfrequenzverstärkers

Der Niederfrequenzverstärker verarbeitet nur ein sehr schmales Frequenzband, dessen Mittenfrequenz die Umstastfrequenz  $f_K$  ist. Aus der rechteckförmig zwischen  $U_{g1}$  und  $U_{g2}$  variierenden Eingangsspannung entsteht daher ein sinusförmiges Ausgangssignal mit dem Effektivwert:

$$U_{sNF} = v \frac{\sqrt{2}}{\pi} (U_{g1} - U_{g2}) = \frac{v}{\sqrt{\pi}} (U_{r1} - U_{r2})$$

$v$  Spannungsverstärkungsfaktor des Niederfrequenzverstärkers.

Was das Rauschen betrifft, so interessiert (wegen  $f_K \ll B$ ) nur der Maximalwert von  $P'$ . Wegen des relativ nur schmalen durchgelassenen Frequenzbandes hat man ferner mit dem Mittelwert der beiden Maximal-Rauschleistungswerte zu rechnen:

$$P_m' = \frac{\pi}{8} (P \bar{Z}_F + P) \bar{Z}_F$$

Durch die Rauschspannungen und den Lastwiderstand  $R$  am Ausgang des Gleichrichters ausgedrückt, wird:

$$P_m' = \frac{\pi}{8} \cdot \frac{U_{r1}^2 + U_{r2}^2}{RB}$$

Im Frequenzband  $B_{NF}$  des Niederfrequenzverstärkers ergibt das eine Rauschspannung entsprechend:

$$P_m' = \frac{U_r^2}{RB_{NF}}$$

so dass für die Rauschspannung am Ausgang des Niederfrequenzverstärkers gilt:

$$U_{rNF} = v \sqrt{P_m' RB_{NF}} = v \sqrt{\frac{\pi}{8}} \sqrt{\frac{B_{NF}}{B}} \sqrt{U_{r1}^2 + U_{r2}^2}$$

##### c) Ausgang des phasenabhängigen Gleichrichters

Die Signalspannung, welche am Ausgang des als Ringmodulator ausgebildeten phasenabhängigen Gleichrichters entsteht, ergibt sich aus dessen Arbeitsweise als Umpoler. Sie hat die Form einer zweiwelligegleichgerichteten Sinusschwingung. Ihre Gleichspannungskomponente  $U_{sg}$  stellt das neue Nutzsignal dar:

$$U_{sg} = \frac{2}{\pi} \hat{U}_{sNF} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^{\frac{3}{2}} \cdot v (U_{r1} - U_{r2})$$

Aus der Theorie des idealen Ringmodulators geht hervor, dass die Komponenten des Spektrums mit  $f_K$  als Mittenfrequenz um  $f_K$  in die Umgebung von  $f = 0$  «verschoben» werden, wobei ihre Amplituden mit dem Faktor  $2/\pi$  herabgesetzt erscheinen. Der Effektivwert der Rauschspannung nach dem Ringmodulator beträgt daher:

$$U_{rg} = \frac{2}{\pi} U_{rNF} = \frac{v}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\frac{B_{NF}}{B}} \sqrt{U_{r1}^2 + U_{r2}^2}$$

Die Spektralkomponenten dieses Rauschens liegen dabei, da  $f_K$  sich in der Mitte des Niederfrequenzbandes der Breite  $B_{NF}$  befindet, in einem Bande zwischen  $f = 0$  und  $f = \frac{B_{NF}}{2}$ .

#### d) Verhalten des Anzeigegerätes

Der Gleichstrom  $I_M$  im Instrument ist der Ausgangsgleichspannung  $U_{sg}$  des Ringmodulators proportional. Die Rauschspannung  $U_{rg}$  bewirkt schlussendlich eine Schwankung des Zeigerausschlages, in welcher aber noch der Frequenzgang des Instrumentenanzeigeteiles eingeht. Der Einfachheit halber sei das Instrument selbst als trägeheitslos angenommen und der in Wirklichkeit vorhandene Frequenzgang des mechanischen Teiles bereits im Effektivwert  $\Delta I_M$  der durch  $U_{rg}$  bewirkten Schwankung des Instrumentenstromes berücksichtigt. Ist demnach  $h(f)$  die normierte Frequenzgangfunktion dieses «Stromkreises», wofür also  $h = 1$  bei  $f = 0$  gilt, und ist seine Bandbreite um einiges kleiner als die halbe Bandbreite des Niederfrequenzverstärkers, was in der Regel zutrifft, so berechnet sich der Effektivwert des dem «Zeigerrauschen» proportionalen  $\Delta I_M$  zu:

$$\Delta I_M \sim U_{rg} \sqrt{\frac{2}{B_{NF}} \int_0^\infty h^2 df}$$

oder

$$\Delta I_M \sim U_{rg} \sqrt{\frac{2}{B_{NF}}} H$$

Nun interessiert letzten Endes nicht die Schwankung des Instrumentenstromes, sondern die Streuung der Temperaturanzeige. Das Verhältnis der relativen Änderung der Temperaturanzeige zur relativen Änderung des Stromes  $I_M$  ist in differentieller Form:

$$\varepsilon_{IM} = \frac{I_M}{T_A} \cdot \frac{d T_{AA}}{d I_M}$$

Aus Gl. (7) berechnet man:

$$\varepsilon_{IM} = \frac{2 A (A - K)}{g T_A}$$

Somit gilt für die relative Änderung der Temperaturanzeige:

$$\frac{d T_{AA}}{T_A} = \frac{d I_M}{I_M} \cdot \frac{2 A (A - K)}{g T_A}$$

und für die differentielle Änderung selbst:

$$d T_{AA} = \frac{d I_M}{I_M} \cdot \frac{2}{g} A (A - K)$$

Setzt man anstelle der Differentiale näherungsweise die Effektivwerte der Schwankungen ein, so wird:

$$(\Delta T_{AA})_{eff.} = \frac{U_{rg}}{U_{sg}} \cdot \frac{2}{g} A (A - K)$$

Werden schliesslich die Ausdrücke für  $U_{rg}$  und  $U_{sg}$  eingesetzt und die Spannungen  $U_{r1}$  und  $U_{r2}$  mit Hilfe der Beziehungen (1) und (2) sowie unter Zuhilfenahme der Abkürzungen  $A$  und  $K$  ausgedrückt, so erhält man:

$$\frac{U_{rg}}{U_{sg}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{H}{\sqrt{B}} \cdot \frac{\sqrt{A^2 + K^2}}{A - K}$$

womit:

$$(\Delta T_{AA})_{eff.} = \frac{\pi H}{g\sqrt{2B}} A \sqrt{A^2 + K^2}$$

Es sei an die Ausdrücke für  $A$  und  $K$  erinnert:

$$A = \sqrt{g T_A + T_F + T_E} \quad K = \sqrt{T_K + T_E}$$

Zur Berechnung von  $H$  sei angenommen, das Anzeigegerät besitze ein kritisch gedämpftes Zeigersystem. Für den Frequenzgang gilt dann:

$$h = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$\omega_0$  Resonanz-Kreisfrequenz des (ungedämpften) Systems

Es ergibt sich somit:

$$H = \sqrt{\frac{\omega_0}{8}}$$

Der angeführte Frequenzgang ist übrigens derselbe wie bei zwei gleichen, rückwirkungsfrei hintereinander geschalteten  $RC$ -Gliedern:

$$h = \frac{1}{1 + (\omega C R)^2} = \frac{1}{1 + (\omega \tau)^2}$$

so dass also  $1/\omega_0 = \tau$  der Zeitkonstanten jedes dieser  $RC$ -Glieder entspricht.

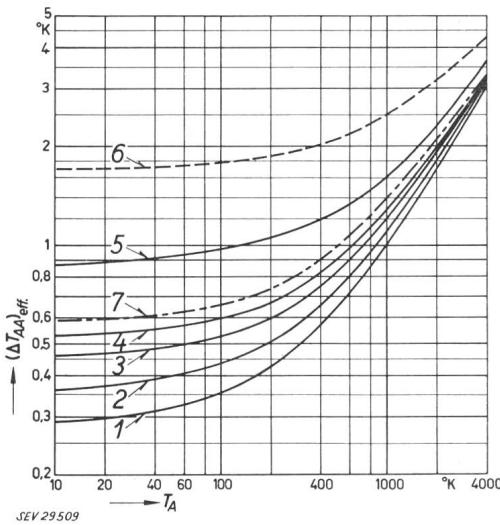


Fig. 6

#### Temperaturauflösungsvermögen

Effektivwert der Schwankungen der angezeigten Antennentemperatur ( $\Delta T_{AA}$ ) in Funktion der Antennentemperatur  $T_A$ . Kurven 1...6: Betriebsfälle 1...6 der Tab. I und  $T_K = 300^\circ\text{K}$  und  $T_E = 1250^\circ\text{K}$

Kurve 7: wie Kurve 6, jedoch Verwendung eines parametrischen Verstärkers als Empfängervorstufe zur Reduktion der Empfänger-Rauschtemperatur  $T_E$  von  $1250^\circ\text{K}$  auf  $300^\circ\text{K}$

In Fig. 6 ist der Effektivwert der Schwankung der Antennentemperatur ( $\Delta T_{AA}$ )<sub>eff.</sub> in Funktion der Antennentemperatur aufgetragen, und zwar für alle 6 Fälle gemäß Tabelle I und  $T = 300^\circ\text{K}$ ,  $T = 1250^\circ\text{K}$  sowie  $B = 5\text{ MHz}$ , ferner für einen Fall 7: Verwendung eines parametrischen Verstärkers als Empfängervorstufe, wobei der Unterschied zum Fall 6 lediglich in der Wahl von  $T_E = 300^\circ\text{K}$  anstelle von  $T_E = 1250^\circ\text{K}$  als äquivalente Empfängerrauschtemperatur besteht. In allen Fällen wurde  $\tau = 0,2\text{ s}$ , entsprechend einer Resonanzfrequenz des Anzeigegerätes von rund  $0,8\text{ Hz}$ , gesetzt.

#### 5. Schlussfolgerungen

Aus Fig. 6 geht hervor, dass man das Temperaturauflösungsvermögen der Apparatur durch Einsatz eines parametrischen Verstärkers erheblich verbessern kann. Das

kann sowohl durch Einfügung des Verstärkers bei der Antenne, wie auch als Empfängervorstufe geschehen. Selbstverständlich hat ein höherer Verstärkungsfaktor des parametrischen Verstärkers ein besseres Auflösungsvermögen zur Folge. Bedenkt man aber, dass Schwankungen bei den verschiedenen Einflussgrößen einen erheblichen Fehler beim Messresultat bewirken können, so muss man im Einzelfall untersuchen, ob solche Schwankungen in einem Ausmass auftreten können, dass ein hohes Auflösungsvermögen illusorisch ist. Bei Verwendung eines parametrischen Verstärkers unmittelbar bei der Antenne bietet der Fall 5, wo für  $T_A = 10 \text{ } ^\circ\text{K}$ ,  $T_{A'} = T_K$  gemacht wird, gewisse Vorteile,

indem dabei der Einfluss von Schwankungen einer Reihe von Einflussgrößen, insbesondere beim Empfänger, wegfällt oder doch klein wird. Der Leistungsverstärkungsfaktor des parametrischen Verstärkers braucht dazu übrigens nicht besonders gross zu sein. Die Verbesserung des Auflösungsvermögens ist dementsprechend natürlich auch nicht gross. Will man das Auflösungsvermögen weiter verbessern, so erscheint als Ideallösung die Verwendung eines zweiten parametrischen Verstärkers als Vorstufe beim Empfänger.

#### Adressen der Autoren:

Prof. Dr. W. Druey, Bülweg 5, Winterthur (ZH), und H. Rickenbach, Standard Telephon und Radio AG, Seestrasse 395, Zürich 2/38.

## Die Erzeugung sehr kurzer Nadelimpulse

Von H. P. Louis, Zürich

621.373.43

### Einleitung

Nadelimpulse von einer zeitlichen Dauer von etwa 1 ns ( $10^{-9} \text{ s}$ ) und kürzer werden vielfach zur Untersuchung des Hochfrequenzverhaltens schneller Bauelemente wie Dioden, Transistoren und Photoelektronenvervielfacher verwendet. Eine zweite wichtige Anwendung dieser Impulse stellt die Messtechnik der Abtastoszillosraphen dar, mit deren Hilfe man ganz allgemein schnelle Umschaltvorgänge untersuchen kann [1; 2<sup>1)</sup>. Neuerdings ergeben sich ausgedehnte Anwendungsmöglichkeiten bei der Entwicklung schneller magnetischer Speicher und logischer Elemente für den Bau digitaler Rechenmaschinen.

### Probleme der Impulserzeugung

Die Erzielung kurzer Impulse setzt die Erreichung einer genügend grossen Flankensteilheit voraus [3]. Soll beispielsweise ein Impuls von 1 ns Fussbreite eine Amplitude von 25 V erreichen, dann beträgt die minimale Flankensteilheit 50 V/ns. Mit dieser Geschwindigkeit müssen zunächst die schädlichen Leitungskapazitäten aufgeladen werden, wozu 50 mA/pF erforderlich sind. Beispielsweise muss eine Röhre mit einer Anodenkapazität von  $C = 10 \text{ pF}$  einen Spitzstrom von  $I_{max} = 500 \text{ mA}$  aufbringen können. Im Gegensatz zur Breitbandverstärkung ist für eine leistungsfähige Röhrenschaltung nicht ein hohes Verhältnis  $S/C$  notwendig ( $S$  Steilheit), sondern ein hohes Verhältnis  $I_{max}/C$ . Damit der verfügbare Strom die Lastkapazitäten auch schnell genug aufladen kann, müssen in der Regel, von Filterkopplungen [3] abgesehen, die Streuinduktivitäten vernachlässigbar klein sein.

Streukapazitäten und -induktivitäten werden in homogenen Wellenleitern weitgehend vermieden, doch muss man die Notwendigkeit reflexionsfreier Leitungsanpassung dafür in Kauf nehmen. Da sich Wellen in Luftleitern bekanntlich mit der Lichtgeschwindigkeit von 30 cm/ns fortpflanzen, darf eine offene Wellenleiterabzweigung von 3 cm Länge nicht mehr als offenes Klemmenpaar betrachtet werden, sondern als Reflexion, die nach der doppelten Laufzeit, also nach 0,2 ns, auf die Hauptleitung zurückwirkt.

<sup>1)</sup> Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Wellenleiter dienen nicht nur der Fortpflanzung der Impulse, sondern auch der nachträglichen Formgebung. Laufzeitverzerrungen und Dämpfungsverzerrungen bestimmen die Grenzen ihrer Anwendung und erfordern gegebenenfalls die Benützung von dicken Koaxialkabeln mit Luftisolation. Bandleitungen besitzen gewöhnlich Impedanzen von nur einigen Ohm und erschweren dadurch die Anpassung an Röhren oder Transistoren. Sie gewinnen jedoch durch die Herstellung niederohmiger Halbleiterbauelemente, beispielsweise Tunneledioden, an Interesse.

Länge, Amplitude und Polarität eines Impulses können nachträglich in einem Netzwerk umgeformt werden; dagegen ist die Pulstrepetitionsfrequenz durch die Einschwingzeit und thermische Belastung der Generators allein gegeben. Bei periodischen Impulsen lässt sich eine höhere Wiederholungsfrequenz erreichen als bei einzeln ausgelösten Impulsen, die unter Umständen noch hohe Anforderungen an die zeitliche Konstanz der Auslöseverzögerung stellen.

### Impulsgeneratoren

Der koaxiale mechanische Schalter mit quecksilberbenetzten, prellfreien Kontakten nach Fig. 1 ist ein billiger, vielseitiger und zuverlässiger Generator für positive und negative Impulse für Amplituden von einigen mV bis zu mehr als 500 V. Die Anstiegszeit von weniger als 0,1 ns wird von keiner anderen Anordnung erreicht. Die Impulslänge kann nach Fig. 2 in einfacher Weise durch die Länge  $l$  des Ladekabels zwischen etwa 0,2 ns und vielen hundert Nanosekunden verändert werden. Man erhält die in Fig. 2b gezeigten Impulsformen durch Fehlanpassung der Lastimpedanz  $Z$  an das Ladekabel  $Z_0$ , durch eine zusätzliche Entladekapazität  $C$  oder durch Verzweigung eines Impulses und Wiedervereinigung nach unterschiedlicher Laufzeit.

Der mechanische Schalter gestattet nur eine maximale Wiederholungsfrequenz von einigen hundert Hertz und weist erhebliche zeitliche Schwankungen bei der Impulsauslösung auf, so dass seine Synchronisation unmöglich ist.

Röhren und Transistoren haben den Vorteil, dass sie mit zeitlichen Schwankungen von weniger als 0,1 ns ausgesteuert werden können. Es wurden Wiederholungsfrequen-