

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

GEMEINSAMES PUBLIKATIONSORGAN
 DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS (SEV) UND
 DES VERBANDES SCHWEIZERISCHER ELEKTRIZITÄTSWERKE (VSE)

Einige Anwendungen der nichtlinearen Charakteristik von Germanium Kristall-Dioden

Von *Pierre Koch*, Bern

(Mitteilung aus dem Eidg. Amt für Mass und Gewicht)

621.314.63 : 621.389

Nach einleitender Diskussion über nichtlineare Elemente und ihre Anwendungen befasst sich der Aufsatz zunächst mit der Charakteristik der Germanium-Diode. Die nach der Theorie zu erwartende logarithmische Charakteristik wurde an käuflichen Dioden bestätigt. Die Erzeugung einer gut quadratischen Charakteristik durch Zusammenschalten von Dioden, sowie die elektrische Darstellung einiger besonderer Kurvenverläufe werden gezeigt. Es werden verschiedene Verfahren angegeben, die sich zur Untersuchung von nichtlinearen Charakteristiken eignen.

Anschliessend wird die Anwendung der logarithmischen und der quadratischen Charakteristik zur Konstruktion eines Quotientenanzeigers und eines Modulators eingehend diskutiert. An Hand von Messungen konnten interessante Rückschlüsse auf die Stabilität der Charakteristik gezogen werden. Die gemessene Rauschspannung der Dioden zeigte sich ca. 5...8 mal so gross wie die theoretisch aus dem Diodenwiderstand berechnete, bei Belastungen bis ca. 150 mV pro Diode.

Après un exposé général sur les éléments non linéaires, l'auteur s'occupe tout d'abord de la caractéristique de la diode au germanium. Selon la théorie, cette caractéristique doit être logarithmique, ce qui a été confirmé pour des diodes commerciales. La production d'une caractéristique bien quadratique par combinaison de diodes est démontrée, ainsi que la représentation électrique de quelques courbes particulières. Divers procédés permettent l'étude de caractéristiques non linéaires.

L'application des caractéristiques logarithmique et quadratique à la construction d'un quotientmètre et d'un modulateur est examinée en détail. Des mesures ont permis de faire des constatations intéressantes au sujet de la stabilité de la caractéristique. La tension de bruit des diodes est d'environ 5 à 8 fois plus élevée que la valeur calculée théoriquement en partant de la résistance de la diode, pour des charges jusqu'à environ 150 mV par diode.

I. Einleitung

1. Allgemeines

Seit einigen Jahren wird im Eidg. Amt für Mass und Gewicht die Germanium-Kristalldiode als nichtlineares Element auf ihre Eignung für messtechnische Zwecke hin untersucht. Die Arbeiten von Perlstain [1]¹⁾ und Zinsli [2] sowie die vorliegende Arbeit sind aus diesen Untersuchungen hervorgegangen.

Perlstain und Zinsli gehen von der Ventil-Wirkung der Diode aus, d. h. die Charakteristik wird als geknickte Gerade betrachtet, wobei ihre Besonderheiten möglichst nicht in Erscheinung treten sollen. Im Gegensatz zu diesen Arbeiten wird hier die spezielle Form der Charakteristik in der Nähe des Strom-Nullpunktes ausgenutzt.

2. Anwendungen der nichtlinearen Elemente

Ein elektronisches Gerät, welches nur lineare Elemente enthält, kann nur wenige Funktionen ausüben: Addition, Subtraktion, zeitliche Integration und Differentiation. Schon die rein proportionale Verstärkung erfordert Gebilde (z. B. Röhren), die aus Gründen der Energieerhaltung nicht linear sein können. (Die abgegebene Leistung ist begrenzt, irgendwo muss die Proportionalität zwischen Eingangs- und Ausgangssignal abbrechen).

Die Beeinflussung einer elektrischen Grösse durch eine andere (Steuerung, selbsttätige Regelung, «Entscheidung») und ebenfalls die Durchführung von Multiplikation, Division und der meisten übrigen mathematischen Operationen erfordern die Mitwirkung eines nichtlinearen Elementes. Die «Reaktion» des Gerätes auf eine gegebene Eingangsgrösse soll praktisch immer einem bestimmten mathematischen Gesetz folgen. Um dies zu erreichen, gibt es zwei extreme Wege:

1. Verwendung der passenden Charakteristik in einer einfachen Schaltung;
2. Verwendung einer einfachen Charakteristik (z. B. Stufenfunktion, Ventil) in einer passenden Schaltung, die daraus das Gewünschte herleitet.

Es wird hier der erste Weg verfolgt.

3. Eigenschaften nichtlinearer Elemente

Bei Verwendung eines Ventils sind die Ströme und Spannungen des Gerätes fast nur durch die übrigen Schaltelemente gegeben. Das Ventil sperrt entweder oder es leitet. Um dies zu erreichen, braucht es aber relativ grosse Steuerspannungen und Steuerströme. Gelegentlich ist die Steuerquelle nicht in der Lage, diese Leistung abzugeben, gelegentlich wirkt sich der Umstand ungünstig aus, dass infolge Unsymmetrien oft ein Teil der Steuerleistung auf die zu messende Quelle zurückzufließen scheint, woraus eine Fehlmessung resultieren kann.

¹⁾ siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Bei Reduktion der Steuerleistung wird das nichtlineare Element nicht mehr extrem ausgesteuert: es wirkt nicht mehr als Ventil, so dass der genaue Verlauf der Charakteristik sowie ihre Veränderungen durch Temperatureinflüsse, Alterung, Belastungsnachwirkungen usw. berücksichtigt werden müssen.

Eine gute Übersicht über die diversen nichtlinearen Elemente findet sich in [3], S. 58...92. Besonders wichtig oder besonders interessant sind folgende:

Element	physikalische Grundlage
Gasentladungsrohren	Anregungsenergien
Elektronenröhre	Elektronenoptik
Thermokreuze	Thermoeffekt (Umweg über Wärme)
Heissleiter, Thermistoren	Widerstandskoeffizient
Magnetische Eisenkerne	Permeabilität
Nichtlineare Kapazitäten	Dielektrizitätskonstante
Halbleiter	Anregungsenergien

Die *Gasentladungsrohre* hat als Eigenheit, dass sie, einmal gezündet, nur durch Abschalten der Spannung wieder zu löschen ist.

Elektronenröhren sind wohl in bezug auf Bandbreite, Empfindlichkeit und Aussteuerungsbereich allen anderen Steuerungsmitteln überlegen. Der Hauptnachteil ist die Nullpunktswanderung der Charakteristik, durch Gitterstrom von ca. 0,1 μA verursacht; Spezialröhren mit Gitterströmen von nur ca. $10^{-8}...10^{-10} \mu\text{A}$ haben dagegen eine sehr beschränkte Bandbreite bei ziemlich starkem Rauschen.

Thermokreuze, *Heissleiter* und *Thermistoren* bieten interessante Anwendungsmöglichkeiten, besonders bei langsamem Regelungen. Die zwei erstgenannten benötigen einen ziemlich grossen Steuerstrom, das dritte Gebilde, welches unter Umständen wenig Steuerleistung verlangt, ist dafür auf Temperaturänderungen von aussen sehr empfindlich.

Magnetische Eisenkerne (nichtlineare Induktivitäten L) als Steuermittel sind noch lange nicht in ihren Anwendungsmöglichkeiten ausgeschöpft. Am meisten beschränkt sind Bandbreite und Eingangsimpedanz sowie die Stabilität gegenüber Temperaturänderung. Immerhin dürfte in diesen Richtungen noch viel Gewinn zu erzielen sein. Ein mit einem magnetischen Modulator gebauter Gleichspannungsverstärker hat über einige Tage eine Drift (Nullpunktswanderung) von ca. 5 μV und gestattet Gleichspannungen von ca. 1 μV bei 0,002 μA zu erkennen. Die Bandbreite dürfte im Beispiel ca. 1...10 Hz betragen, maximal erreichbar sollten 100...1000 Hz sein, je nach Trägerfrequenz. (Siehe [3], S. 421...425, und [4]).

Durch Parallel- oder Serieschaltung diverser vormagnetisierbarer Drosselpulsen, evtl. mit passenden Luftspalten oder Querschnittsverengungen, lassen sich vorgegebene Funktionen erzeugen (Impedanz als Funktion der Vormagnetisierung). Die dritte Anwendung ist die Steuerung sehr grosser Leistungen.

Nichtlineare Kapazitäten C werden durch Änderungen der Dielektrizitätskonstanten hervorgerufen. Ihre Verwendung ist noch neuer und steckt noch im Laboratoriumsstadion. Sie ist das ganz analoge Gegenstück zur Verwendung der nichtlinearen Induktivität L .

Halbleiter lassen sich als spannungsabhängige Widerstände $R(U)$, analog zu oben $C(E)$ und $L(B)$, betrachten. Der Vorteil des Halbleiters vor den zwei andern Elementen ist aber, dass er in den Steuerkreis keine Blindströme einführt.

Die Germanium-Diode ist als Instrumenten-Gleichrichter gegenwärtig wohl am stärksten verbreitet (dies wegen ihrer guten elektrischen und mechanischen Eigenschaften). Der interessierende Teil ihrer Charakteristik lässt sich bei praktischen Werten des Eingangswiderstandes mit sehr kleinen Steuerenergien überstreichen:

Steuerspannung	ca. $-0,5...+0,5 \text{ V}$
Steuerstrom	ca. $-(2...5) \mu\text{A}...+(1...5) \text{ mA}$
Widerstand U/I	ca. $100 \text{ k}\Omega...100 \Omega$
Differentieller Widerstand dU/dI	ca. $50 \text{ k}\Omega...50 \Omega$
Leistung für maximale Aussteuerung	ca. 2 mW

Beim ausgeführten Quotientenanziger steuerte der «Nenner» die Diode über total $1 \text{ M}\Omega$ Vorwiderstand. Dieser Nenner konnte betragen:

U	0,5...200 V
I	0,5...200 μA
Steuerleistung total	$0,3 \mu\text{W}...40 \text{ mW}$
auf die Diode selbst entfielen dabei max.	$70 \mu\text{W}$

Es ist hauptsächlich dieser geringe Bedarf an Steuerleistung, der die Ge-Diode zur Verarbeitung kleiner Signale geeignet erscheinen lässt. Selbstverständlich bedingt dies wiederum eine ziemlich grosse nachfolgende Verstärkung.

II. Charakteristik der Germanium-Diode

1. Theorie und Ergebnisse der Voruntersuchungen

Die Halbleiter-Theorie liefert für einen Halbleiter-Metall-Kontakt folgende Gleichung für die Stromstärke:

$$I = A (e^{aV} - 1)$$

$$a = \frac{e}{kT} \approx 40 \text{ V}^{-1}$$

wobei V die Potentialdifferenz an der Grenzschicht Metall-Halbleiter ist. Für die Klemmenspannung U muss dazu noch der Ohmsche Spannungsabfall im Halbleitermaterial berücksichtigt werden, und man erhält (siehe [5], S. 68...84):

$$I = A [e^{a(U-Ir)} - 1]$$

oder das logarithmische Gesetz:

$$a(U - Ir) = \ln(I + A) - \ln A$$

Der für r einzusetzende Wert nimmt mit wachsendem I ab.

Es soll möglich sein, mit konstantem a zu rechnen bis zu einer Spannung von ca. $+(0,2...0,3) \text{ V}$. Der Wert für A wird in einem Beispiel mit $7,4 \mu\text{A}$ angegeben, für a mit $13,9 \text{ V}^{-1}$, für r mit 8Ω .

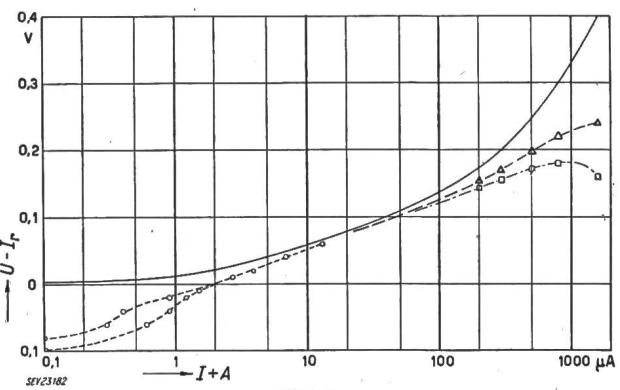


Fig. 1
Charakteristik der Diode 1 N 48
(nach Daten des Herstellers, General Electric)

$r = 0$	$A = 0$	rohe Werte
$r = 0$	$A = 1,9 \mu\text{A}$	
$r = 100 \Omega$	$A = 0$	
$r = 150 \Omega$	$A = 0$	

} korrigierte Werte

Der für r einzusetzende Wert nimmt mit wachsendem I ab. Die mittlere Steilheit der Kurve (Tangente an korrigierte Kurve, $r = 150 \Omega$) ergibt: $a = 31 \text{ V}^{-1}$

Die Auswertung der Daten von General Electric zur Diode 1 N 48 (Fig. 1) und die Messungen am Quotienten-Anzeiger (mit Sylvania 1 N 34) ergaben grob folgendes:

Daten		Messungen
General Electric		Quotienten-Anzeiger
A: 1,9 μA		0,2...2 μA
r: 100...150 Ω		10...100 Ω
a: 30 V^{-1}		$\approx 40 \text{ V}^{-1}$

Das logarithmische Gesetz gilt in beiden Fällen bis ca. 200...500 μA , d. h. über einem Bereich von 1 : 100 bis 1 : 1000.

Nebst der logarithmischen Funktion lässt sich mit einem Paar möglichst gleicher Dioden eine recht gut quadratische Charakteristik erzeugen, und zwar in einer Brückenschaltung, gemäss Fig. 2.

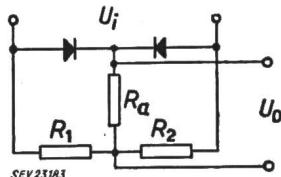


Fig. 2
Brückenschaltung zur
Erzeugung einer quadrati-
schen Charakteristik

Wenn R_1 ungefähr gleich R_2 ist, entsteht als Ausgangsgröße U_0 eine symmetrische Funktion von U , also etwa von der Form:

$$U_0 = a U_i^2 + b U_i^4 + c U_i^6 + \dots$$

Die Kurvenform ist durch die Größe R_a stark bestimbar, wie aus Fig. 9f,g ersichtlich ist.

Grosse R_a : Kurve im Scheitel spitz (fast wie bei einem «V»)
Kleine R_a : Kurve im Scheitel stumpf (fast wie bei einem «U»)

Das Optimum liegt, je nach Diode, zwischen 2 und 10 k Ω . Die Werte für U_i , bei welchen U_0 praktisch noch quadratisch verläuft, gehen bis zu etwa 200...300 mV (Effektivwert). Für grössere Eingangsspannungen geht die Kurve allmählich in eine Gerade über, deren Steigungsmass vom Verhältnis der verwendeten Widerstände zum Widerstand der leitenden Diode abhängig ist.

Der Temperatur-Koeffizient von Kristall-Dioden wird hier nicht untersucht. Er macht unter Umständen thermischen Schutz der Dioden notwendig. Dass dies aber, besonders in symmetrischen Schaltungen, nicht stets der Fall ist, zeigt der Abschnitt IV, 4b, über die Drift des gebauten Modulators. (Ohne thermischen Schutz war die Drift des Nullpunktes äquivalent einer Signalspannung von höchstens 15...20 μV in 48 h, bei einer Temperaturschwankung von ca. 2,5 °C.)

Die Alterung der Dioden wird vom Hersteller durchgeführt, und zwar auf elektrischem und mechanischem Wege. Um wenigstens qualitativ etwas über die Beständigkeit der Charakteristik zu erfahren, wurde von 20 Dioden 1 N 48 eine mit dafür günstiger Charakteristik als Normal gewählt und alle andern damit verglichen. Diese andern wurden dann 16 Stunden lang ohne Vorwiderstände an einen Transformator mit ca. 0,5 V Klemmenspannung (Effektivwert) angeschlossen und anschliessend noch 2 Stunden unregelmässig mit 0,5...1,2 V (Effektivwert) belastet. Die Veränderung der Charakteristiken war minim und könnte sehr wohl dem Temperatur-einfluss zugeschrieben werden.

2. Messverfahren

Die einfachste Methode zur Untersuchung einer nichtlinearen Charakteristik ist die punktweise

Messung von Strom und Spannung. Sie ist aber mühsam. Zusätzlich müssen die Zahlen daraufhin untersucht werden, ob sie die gesuchte Funktion darstellen.

Demgegenüber sind oszillographische Methoden viel schneller, mühloser und aufschlussreicher. Sie müssen höchstens dort vor der direkten Messung zurücktreten, wo eine sehr grosse Genauigkeit notwendig ist, und auch dann nicht immer.

Der Oszilloskop für solche Messungen sollte im Idealfall aufweisen:

- Einen X-Verstärker, mit gleichem Phasengang wie der Y-Verstärker, wenn möglich beide direkt gekoppelt;
- Einen möglichst guten Bildschirm (gross, lineare Abbildung, wenig Parallaxe, feiner Strich, gutes Koordinatennetz);
- Günstig sind geeichte Amplitudenregler an den Verstärkern; praktisch wäre eine gleiche Eichung für die Nullpunkteinstellung des Bildes;
- In komplizierteren Fällen kann ein symmetrischer Eingang an einem Verstärker sehr praktisch sein.

Das Nächstliegende ist, die I/U -Charakteristik direkt aufzunehmen, gemäss Fig. 3a. Durchsichtige Schablonen auf dem Schirm werden mit der Charakteristik verglichen. Die Dehnungen und die Schiebungen des Oszilloskopbildes, die dabei nötig sind, liefern oft charakteristische Grössen.

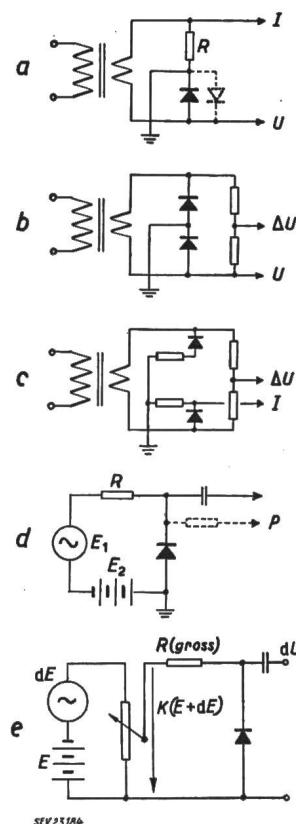


Fig. 3

Schaltungen zur Messung
und zum Vergleich von
Dioden-Charakteristiken

a Bestimmung der I/U -
Charakteristik

b Vergleich mit Normal:
 $\Delta U = U_1 - U_2$ als Funktion
von $U = U_2$

c Vergleich mit Normal:
 $\Delta U = U_{1-} - U_{2-}$ als Funktion
von $I = I_2 = I_1$

d Harmonische Analyse;
beim Punkt P kann evtl.
der Arbeitspunkt der
Diode kontrolliert werden:
Gleichrichtereffekt!

e Kontrolle der Differen-
tialgleichung $dU = \frac{1}{a I} dI$

Weitere Erklärungen siehe
Text

Für feinere Sortierungen empfiehlt sich der Vergleich mit einem Normal. Dazu eignet sich z. B. ein schon geprüftes Element, falls es genügend beständig ist, oder evtl. für grosse Kontrollarbeiten zwei gekoppelte Generatoren, von denen der eine den Strom für das zu prüfende Element abgibt, der andere synchron die vom Element erwartete Spannung $U(I)$ liefert [6].

Der Sinn eines solchen Normals ist, dass durch Differenzbildung zwischen der Spannung des Normals und der des Prüflings die Auslenkung auf dem Schirm kleiner wird und eine grössere Verstärkung, also grössere Ablesegenauigkeit, erlaubt. Bei nicht «richtigem» Normal kann die von einem idealen Element zu erwartende Kurve durch genaues Ausmessen des Normals vorausbestimmt werden (Fig. 3b, c).

Eine andere Möglichkeit der Messung wäre die harmonische Analyse der Spannung an der Diode, wenn diese mit sinusförmigem Strom gespiesen wird. Um die Diode nicht zu zerstören, müsste allerdings dafür gesorgt werden, dass der Strom nicht wesentlich unter Null geht, also von der Form ist:

$$I = I_0 (1 + \cos \omega t)$$

Die Stromquelle müsste hohen Innenwiderstand haben. Die Amplituden der Harmonischen in der Spannung am Kristall enthalten alle Auskünfte, die man über die Charakteristik haben möchte. Fig. 3d zeigt die Messanordnung. Man erhält:

$$U = a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t + \dots$$

Da $I(-t)$ gleich $I(t)$ ist, ist auch $U(-t)$ gleich $U(t)$ und es treten deshalb keine Sinus-Glieder auf.

Für Vergleichsmessungen oder Sortierarbeiten genügen schon die Koeffizienten. Bei der Suche nach einer bestimmten Funktion müsste zuerst die Fourier-Analyse des erwarteten Spannungsverlaufs gemacht werden.

Ein letztes Messverfahren, welches sich in bestimmten Fällen vor allem bei der Suche nach einem guten Normal eignet, ist das Arbeiten mit einer Differentialgleichung. Dies soll an einem Beispiel erläutert werden:

Gesucht sei ein Element mit $I = A \cdot e^{aU}$ (eine Ge-Diode, die ohne Korrekturen möglichst logarithmische Charakteristik hat). Die genannte Funktion hat eine sehr einfache Differentialgleichung

$$\frac{dI}{dU} = a I \quad \text{oder} \quad dU = \frac{dI}{a I}$$

Diese Differentialgleichung lässt sich in einer Schaltung gemäss Fig. 3e überprüfen. Durch R fliesst der Strom:

$$\frac{K}{R} (E + dE) = I + dI$$

Da dI proportional I ist (da E und dE konstant), ergibt sich:

$$dU = \frac{dI}{a I} = \frac{1}{a} \frac{dE}{E} = \text{konstant}$$

falls die Krümmung der Charakteristik innerhalb dI keine Rolle spielt.

Für quadratische Charakteristik $I = A U^2$ lautet die Differentialgleichung $dI = 2 A U dU$, was mit einem multiplizierenden Gerät überprüft werden kann, indem I und damit U variiert werden, unter Konstanthaltung von dI . Die Kontrolle des Differentialquotienten einer Funktion ist in Fig. 9h, i, j veranschaulicht.

3. Abgleich von Dioden

Durch Serieschaltung eines kleinen oder Parallelschaltung eines grossen Widerstandes kann die Diodencharakteristik verflacht (d. h. ihre Krümmung verringert) werden. Der Parallelwiderstand wirkt hauptsächlich bei kleinen, der Seriowiderstand bei grossen Strömen.

Es ist mit diesen Hilfsmitteln möglich, Dioden, welche z. B. mit Oszillograph und Schablone vorsortiert wurden, aufeinander abzugleichen. Dies kann entweder «individuell» paarweise geschehen oder gruppenweise, indem die Dioden nach den Schablonen in Klassen eingeteilt und dann jeweils dem «schlechtesten» Exemplar ihrer Klasse angeglichen werden.

4. Schlussfolgerungen

Die gemachten Erfahrungen zeigten, dass der Vergleich von Diodencharakteristiken nach dem oszillographischen Verfahren nicht sehr zeitraubend ist. Bei der laboratoriumsmässigen Entwicklung von Geräten muss sowieso mit einem relativ grossen Aufwand an Arbeitszeit gerechnet werden, und dann ist die Zeit für die Auswahl der Dioden ein recht kleiner Teil davon. Bei mehr serienmässiger Herstellung dagegen lohnt sich die Einrichtung eines gut ausgebauten Sortierplatzes, an dem recht rasch gearbeitet werden kann. Dazu kommt noch, dass mehr Elemente verarbeitet werden, womit die Wahrscheinlichkeit steigt, zu möglichst jedem ein oder mehrere gut passende Gegenstücke zu finden.

Es müssen meist gar nicht so viele Dioden untersucht werden, bis man zwei ungefähr gleiche (aber mit nicht vorgeschrriebener Charakteristik) findet. Mit wachsender Qualität der Produktion wird die Streuung innerhalb eines Typs immer geringer, und das Problem wird sich eher so stellen, dass für eine Art Charakteristik der geeignete Typ zu ermitteln ist. Auf diese Frage wurde hier nicht eingegangen. Dagegen wurden alle verwendeten Dioden aus nur zwei mal 20 Stück herausgesucht und leicht gefunden.

III. Division elektrischer Grössen

1. Divisionsgeräte (rein elektrische Analogie-Geräte)

a) Systematik der Möglichkeiten

Es wird versucht, eine Systematik der Geräte aufzustellen, welche aus zwei Spannungen oder Strömen den Quotienten bilden können. Dabei wird von den mathematischen Möglichkeiten, eine Division auszuführen, ausgegangen.

Für den 1. Typ, $Q = Z/N$, ausgeführt als $Z \cdot 1/N$ wird ein Element (2-, 3- oder 4-Pol) benötigt, das eine charakteristische elektrische Grösse aufweist, welche umgekehrt proportional der angelegten Spannung oder dem zugeführten Strom ist, z. B. der Innenwiderstand (vorliegender Fall) oder die Leitfähigkeit, und zwar entweder die differentielle Grösse oder der Quotient U/I , bzw. I/U ; der Strom oder die Spannung als Funktion der andern Grösse, wie z. B. beim Lichtbogen; ein Kopplungsfaktor (z. B. Transformator, mit N vormagnetisiert).

Zu diesem Element muss noch ein Multiplikationsgerät kommen, welches den Zähler mit der ge-

wonnenen Zwischengrösse multipliziert. Eine Ausnahme bildet der Fall, wo die Grösse $1/N$ als Impedanz auftritt; das Ohmsche Gesetz liefert dann die Multiplikation automatisch.

Der 2. Typ behandelt die Division als Umkehrung der Multiplikation. Anstatt $Q = Z/N$ wird verwirklicht: $Z = Q \cdot N$. Irgend ein multiplizierendes Gerät wird kombiniert mit einer Rückführschaltung (Gegenkopplung). Diese Kombination ist fähig, Divisionen auszuführen.

Der 3. Typ transformiert die Gleichung mit Hilfe einer Funktionaltransformation in eine andere Form. Einfachstes Beispiel ist das Logarithmieren. Eine andere Art ist der Übergang auf die Zeit als Zwischengrösse (dieses ist ähnlich Typ 1, aber nicht mehr rein elektrisch).

Als 4. Typ ist ein Gerät denkbar, das unter Ausnutzung irgend eines Naturgesetzes, welches drei Variablen miteinander verknüpft, eine Division direkt ausführt. Ein Beispiel, welches in seiner einfachsten Form allerdings elektro-mechanischer Art ist, findet sich im Ohmschen Gesetz $U = I \cdot R$, in dem durch Vorgabe von U und R der Quotient I direkt erhältlich ist.

b) Ausführungsmöglichkeiten

In folgendem sollen bekannte Konstruktionen oder leicht denkbare Ausführungen kurz besprochen werden.

Zum 1. Typ:

- α) $dI/dU = K \cdot 1/U$ liefert $I = K \cdot \ln U$
- β) $dI/dU = K^2/2 \cdot 1/I$ liefert $I = K \cdot U^{0.5}$
- γ) $dU/dI = K^2/2 \cdot 1/U$ liefert $I = 1/K^2 \cdot U^2$
- δ) $dU/dI = K \cdot 1/I$ liefert $I = I_0 \cdot e^{\frac{1}{K} \cdot U}$
- ε) $I = K/U$

α) und β) verlangen einen Empfänger für dI/dU , welcher nur auf dI anspricht, ohne das aufgewendete dU zu stören: d. h. kleiner Eingangswiderstand.

γ) erfordert eine Quelle mit sehr kleinem Innenwiderstand für den Nenner (U muss unabhängig von der Belastung sein).

δ) wurde ausgeführt (siehe nächsten Abschnitt).

ε) Zwei antiparallel geschaltete Kristall-Dioden ergeben einen Strom von der Form:

$$I = A (e^{aU} + e^{-aU} - 2) = 2 A \left[\frac{(aU)^2}{2!} + \frac{(aU)^4}{4!} + \dots \right] = 2 A [\cosh(aU) - 1]$$

was im wesentlichen eine Hyperbel darstellt, leider gedreht in den I/U -Koordinaten. (Beispielsweise hat der Lichtbogen eine Charakteristik, die ein Stück weit $U = K/I$ annähert).

Es scheint, dass δ) wirklich schaltungsmässig bevorzugt ist.

Zum 2 Typ:

Es existieren so viele Varianten als Multipliziergeräte. Eine interessante Ausführungsform benutzt einen variablen Verstärkungsfaktors v als Zwischengrösse. Zwei Übertragungsfrequenzen werden be-

nützt, oder zwei alternierenden Arbeitsphasen ($N - Z - N - Z \dots$) wobei der eine Kanal zur Einregelung der Verstärkung dient, der andere zur Bildung des Quotienten:

$$N \cdot v = \text{konst.} = K \quad (\text{Kanal 1})$$

$$Z \cdot v = K \cdot \frac{Z}{N} \quad (\text{Kanal 2})$$

Zum 3. Typ:

Logarithmierende Elemente sind nebst den Halbleiter-Dioden auch die Vakuum-Dioden. Sie sind aber auf Heizspannungsschwankungen empfindlich und lassen eine kleinere Bandbreite erwarten infolge der grösseren Impedanz. (Siehe [3], S. 670...673).

Daneben kann die $B(H)$ -Charakteristik eines Eisenkerns, oder der zeitliche Verlauf einer Kondensatorenentladung, zur Wiedergabe einer logarithmischen Funktion benutzt werden.

Das logarithmische Dividieren hat den Nachteil, dass ein Davonlaufen der Basis e^a bei irgend einem der Elemente die Operation fälscht, d. h.

$$Q = \frac{Z}{N} \quad \text{in} \quad Q = \frac{Z^m}{N^n}$$

ändert.

Benutzt man hingegen nur ein logarithmisches Element, indem man seine Differentialgleichung zur Division heranzieht, so ändert eine Drift der Basis das Ergebnis nur um einen Faktor. Aus

$$Q = \frac{Z}{N} \quad \text{wird} \quad Q = K \cdot \frac{Z}{N}$$

Zudem ist die Wahrscheinlichkeit einer solchen Störung geringer.

Eine sehr stabile Basis dürfte sich aus der Entladung eines Kondensators ergeben.

Ein Übergang auf die Zeit als Zwischengrösse lässt sich erreichen durch Verwendung einer Spannung von der Form $U = K/t$, aufgebaut durch Summation verschiedener Hilfsfunktionen:

$$U_n = e^{-k_n \cdot t} \quad \frac{K}{t} \approx \sum U_n$$

als Näherung für die Gleichung

$$\int_0^\infty e^{-kx} dk = \frac{1}{x}$$

Praktisch läuft dies auf die Summation der Spannungen an verschiedenen RC -Gliedern heraus, welche sich gleichzeitig zu entladen beginnen (siehe [3], S. 303...306).

Eine andere Möglichkeit besteht darin, eine Spannung zu erzeugen, welche proportional zur Zeit anwächst, mit einer «Geschwindigkeit» proportional zu N . Die Zeit wird gemessen, innerhalb welcher die genannte Spannung um 1 oder um Z Einheiten gestiegen ist. Das Problem ist, I für grössere Bereiche von N proportional N zu halten. Ein Gerät, welches auf diesem Prinzip beruht, wird beschrieben in [7]. Als Messbereich wird angegeben: Zähler 10...180 V, Nenner 25...250 V; Fehler: 68 % aller Angaben innerhalb $\pm 1,7\%$.

Zum 4. Typ:

Das Dividieren nach dem Ohmschen Gesetz kann durch elektronisch gesteuerte Spannungsteiler (Röh-

ren als Widerstände) realisiert werden. Solche Geräte sind beschrieben in [8], S. 51.

c) Ausführung eines Quotientenanzeigers

Ausgehend von der logarithmischen Charakteristik und ihrer Differentialgleichung wurde folgende Möglichkeit ins Auge gefasst, aus zwei Spannungen

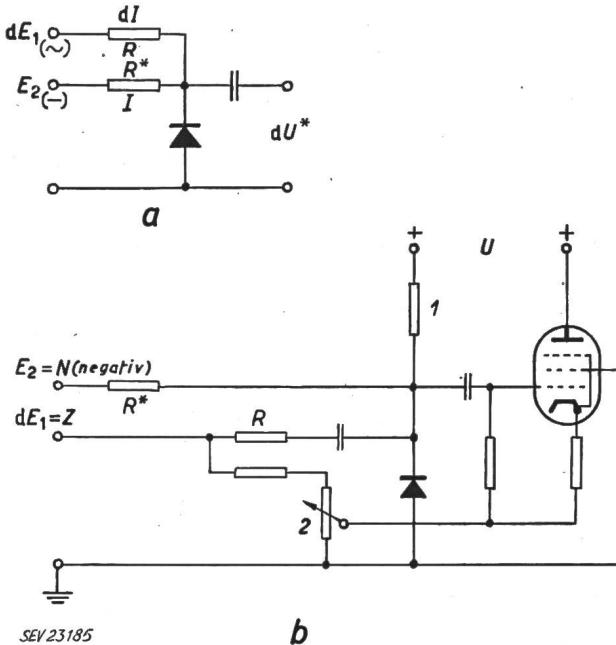


Fig. 4

Prinzip der Division mit Hilfe der Differentialgleichung eines logarithmischen Elementes

a Für ideale logarithmische Kennlinie

b Für Germanium-Diode: Korrektur für A und r

U stabilisierte Spannung; 1 Subtraktion von A ; 2 Kompensation für r .

Weitere Erklärungen siehe Text

mit einer Anordnung gemäss Fig. 4a einen Quotienten (der Dimension einer Spannung) zu bilden:

$$dU^* = \frac{1}{a} \frac{dI}{I} = \frac{1}{K} \frac{dE_1}{E_2}$$

Wenn dE_1 durch Z (Zähler) und E_2 durch N (Nenner) ersetzt wird, erhält man:

$$dU^* \sim Q = \frac{Z}{N}$$

Dabei muss dafür gesorgt werden, dass dI gegenüber I klein bleibt. Es bietet weiter keine Schwierigkeit, dE_1 zu zerhaken, falls diese Grösse als Gleichspannung gegeben ist, oder E_2 nötigenfalls gleichzurichten.

Die «wirkliche» Gleichung der Dioden-Charakteristik lautet:

$$a(U - Ir) = \ln(I + A) - \ln A$$

oder $dU - r dI = \frac{1}{a} \frac{dI}{I + A}$

statt der erwünschten Form:

$$dU^* = \frac{1}{K} \frac{dE_1}{E_2}$$

Es muss also dafür gesorgt werden, dass

$$(\text{weil } dI = \frac{1}{R} dE_1)$$

$$dU^* = dU - \frac{r}{R} dE_1$$

$$a(I + A) = K \frac{1}{R} E_2$$

womit sich ergibt:

$$I = \frac{K}{aR} E_2 - A = \frac{1}{R^*} E_2 - A$$

Dies lässt sich in einfacher Weise verwirklichen: Von $1/R^* \cdot E_2$ muss ein konstanter Strom abgezweigt werden, von der Ausgangsspannung dU der Diode muss in einer Kompensationsschaltung ein Bruchteil der Zählerspannung dE_1 subtrahiert werden. Das Schaltungsprinzip ist in Fig. 4b wiedergegeben.

Bei grossem Nenner N nimmt der dynamische Widerstand der Diode nicht rasch genug ab (wegen r) und der Quotient wird zu gross angezeigt. Kompensation ist nur für einen bestimmten Wert von r möglich.

Bei sehr kleinem N wächst der Innenwiderstand zu langsam (er wird nie unendlich) und der Quotient wird zu klein angegeben. Kompensation ist ein Stück weit möglich durch geeignete Wahl von A .

Die Wahl der Vorwiderstände R und R^* führt auf die Notwendigkeit eines Kompromisses zwischen Empfindlichkeit des Gerätes einerseits und linearer Abhängigkeit zwischen $(I + A)$ und E_2 anderseits. Geeignet sind Werte von $0,5 \dots 1 \text{ M}\Omega$ für R^* , evtl. etwas mehr für R .

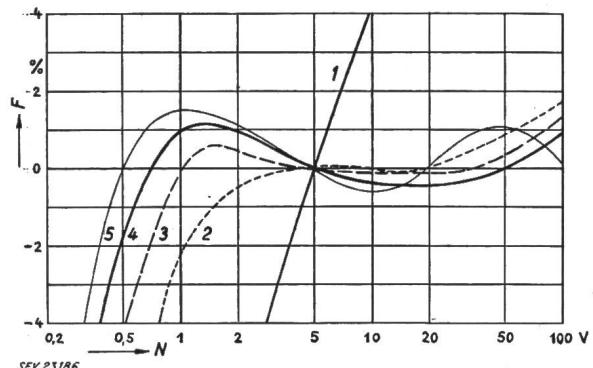


Fig. 5
Funktion des Quotientenanzeigers bei verschiedenen Einstellungen der Korrekturparameter

1 Verlauf ohne Korrekturen; $Z/N = 0,24$

2, 3, 4 Fortschreitende Korrektur im Hinblick auf möglichst grossen Arbeitsbereich; $Z/N = 0,24$

5 Derselbe Abgleich wie für 4, aber $Z/N = 0,024$

$$F = \frac{\text{Anzeige} - \text{Sollwert}}{\text{Sollwert}} \cdot 100 \%$$

Für jede Kurve ist jeweils das Verhältnis Z/N konstant gehalten; man beachte die Beziehung zwischen verlangter Breite des Arbeitsbereichs und auftretendem Fehler

Fig. 5 veranschaulicht einerseits die Wirkung der Korrekturlemente für A und r und anderseits die Beziehung zwischen der Breite des Arbeitsgebietes und der Grösse der darin auftretenden Fehler.

Die Abweichungen der Kurven für $Z/N = 0,24$ und $0,024$ voneinander (bei gleichem Abgleich) lassen sich auf zwei Ursachen zurückführen: Erstens auf die Störungen durch Rauschen, zweitens auf den Umstand, dass die auftretenden dI an der Diode schon recht gross und die dadurch erzeugten dU nicht streng proportional dazu sind (Krümmung

der Charakteristik). Dieser letzte Umstand bewirkt, dass bei kleinen N eine merkbare Störung des Hilfstromes A durch Gleichrichtereffekte auftritt.

Die nach Fig. 5 erreichten Fehler (prozentuale Abweichung des angezeigten Resultates vom Sollwert Q) sind nicht als die Messgenauigkeit angegeben worden, weil sie nur für zwei Quotientenwerte gemessen wurden und weil nicht unbedingt erwartet werden kann, dass der Abgleich in dieser Genauigkeit über grössere Zeit erhalten bleibt.

Der Verstärker wies ungefähr folgende Eigenschaften auf:

Verstärkung	1500...1800
Frequenzband	
(50 % Verstärkung)	10...40 000 Hz
Rauschen, Brumm	
inkl. 50 und 100 Hz	ca. 100 mV
ohne 50 und 100 Hz	ca. 50 mV, äquivalent ca. 30 μ V an der Diode

Theoretisch ergibt sich für einen Eingangswiderstand von rund $100 \text{ k}\Omega$ und eine Bandbreite von 40 000 Hz eine Rausch-Spannung von ungefähr 8 μ V (alles für $N \approx 0$).

Das fertige Gerät hat die Grösse eines kleinen Verstärkers und enthält 3 Verstärkerröhren, 1 Stabilisatorröhre und die eigentliche Eingangsschaltung mit dem logarithmischen Element und einem Anschluss für einen Zerhacker.

Die erreichten Daten sind:

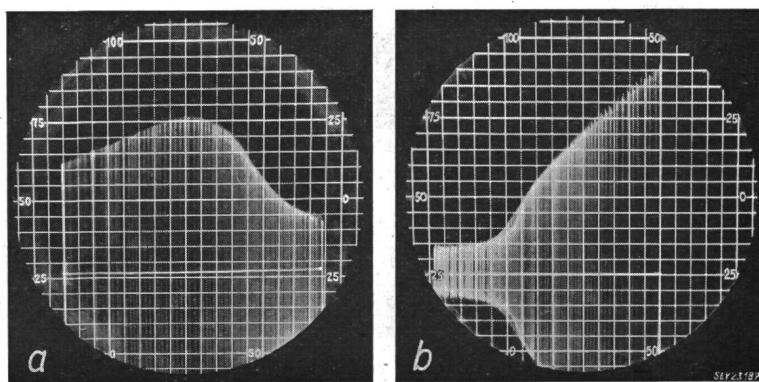
$$\begin{aligned} \text{Zulässiger Nenner: } U_N &= 0,5 \dots 250 \text{ V} \\ \text{Zulässiger Zähler: } U_N &= (0,0025 \dots 1) \cdot U_Z \\ &\text{(Effektivwert)} \\ &\text{(Geprüft allerdings nur von } Z = 1,2 \text{ mV} \dots 50 \text{ V)} \end{aligned}$$

Weitere Daten:

Ausgangssignal (Quotient):	$50 \cdot 10^{-3} \dots 20 \text{ V}$ (Effektivwert)
Fehler des Resultates:	$\pm 5\%$ des Sollwertes; (bei Beschränkung auf einen kleineren Bereich lässt sich der Fehler stark verringern)
Störpegel mit Filter (Bandbreite ca. 100 Hz):	ca. 5 mV (Effektivwert)
Störpegel ohne Filter (Bandbreite 40 000 Hz):	50...100 mV (Effektivwert)

2. Anwendungen der Division

Beispiele der mannigfaltigen Anwendungen der Division elektrischer Grössen sind die folgenden:



a) Untersuchungen von Transformatorblechen; Bestimmung der Permeabilität (μ) aus der Induktion (B) und Feldstärke (H): $\mu = B/H$ (Fig. 6a);

b) Untersuchungen an andern nichtlinearen Elementen I/U (U) oder dU/dI (U) usw. (Fig. 6b);

c) Rasche Bestimmung von Signal/Geräuschverhältnissen unter wechselnden Bedingungen. (Dort, wo mehrere Parameter im Spiel sind und durch mehr oder weniger gleichzeitiges Verändern verschiedener Grössen ein Optimum gesucht werden soll. Dabei ändern sowohl Geräusch wie Signal);

d) Farbtemperatur-Messungen bei raschen Vorgängen mit Hilfe des Rot/Grün-Verhältnisses;

e) Vorwärtsregelung von Empfangsgeräten als Ergänzung zur Rückwärtsregelung (Schwundausgleich). Eine solche exakt wirkende Regelung macht es eventuell möglich, Messdaten drahtlos mit normalen amplitudenmodulierten Sende anlagen zu übermitteln;

f) «Normalisierung» einer Spannung, d. h. es wird eine Spannung gebildet, welche in Frequenz und Phase mit der ursprünglichen übereinstimmt, aber konstante Amplitude hat (z. B. nach Phasenschieber, vor Phasenmesser).

IV. Ausführung eines Modulators

1. Allgemeines

Die gut quadratische Charakteristik eines richtig ausgewählten Diodenpaars lässt ihre Verwendung zur Multiplikation oder Modulation aussichtsreich erscheinen. Über Theorie der Modulation und Verwendung quadratischer Elemente siehe [9].

Das gesteckte Ziel war ein dreifaches:

1. Die Empfindlichkeit und Rauschfreiheit so weit zu treiben, dass das Gebiet der Mikrovolt erreicht wird;
2. Eine grosse Bandbreite für das übertragene Signal zu erreichen;
3. Den Eingang so zu gestalten, dass das Signal praktisch frei von Erde, auf beliebigem mittlerem Potential, zugeführt werden kann. Dies ergibt eine grosse Unempfindlichkeit gegenüber Gleichtaktschwankungen.

Nach einigen Versuchen mit einem einfachen Gegentaktmodulator wurde ein Ringmodulator gebaut, da sich diese Form ihrer Symmetrie wegen am besten eignet, besonders im Hinblick auf Punkt 3. Nebenbei wird bei ihr automatisch die Bedingung erfüllt, dass der Träger an den Dioden keine Gegen spannung aufbauen darf. (Durch Gleichrichtereffekt aufgespeicherte Ladungen.) Eine solche Gegenspannung verschiebt den Arbeitspunkt in einen ungünstigen Bereich, in welchem das Verhältnis Signal-Rauschen schlecht und der Modulationswirkungsgrad verringert ist.

Es wurden zwei Abgleichmöglichkeiten für den Träger vorgesehen:

Fig. 6
Anwendungen des Quotientenanzeigers
a Permeabilität eines Eisenkernes als Funktion des Magnetisierungsstromes I :
 IR gleichgerichtet = $N = x$
 $U \sim B_{max} = Z$

$$y = K \frac{Z}{N} \sim \mu$$

x - Achse in ca. 2 sec. durchlaufen;
Messungen zwischen 50 und 4000 Hz

b Widerstand R einer Glühlampe als Funktion des Stromes I :
 $I \cdot (100 \Omega) = N = x$ (75 Skalenteile $\triangleq 150 \text{ mA}$ Effektivwert)
 $U = Z$

$$y = K \frac{Z}{N} \sim R \quad (50 \text{ Skalenteile} \triangleq 50 \Omega)$$

Man beachte den Übergang vom praktisch konstanten Widerstand des kalten Fadens zum Bereich, wo nach Theorie gelten soll:
 $R = K I^{1/2}$

Ein Potentiometer für die Mitte der zugeführten Träger spannung;

Eine nach Amplitude und Phase regelbare Kompensation für eventuelle Reste der Trägergrundwelle im Ausgang.

Als Kopplungstransformatoren wurden mit Rück-
sicht auf magnetische Störungen und kapazitive
Einflüsse zwei Miniatur-Transformatoren benutzt
(Spezialausführungen der Firma Gfeller A.-G.,
Flamatt), mit kapazitiver Schutzwirkung. Ein
äusserer Schutz war nicht notwendig.

2. Aufbau des Modulators

Der prinzipielle Aufbau ist der übliche, wie er z. B. in [9] geschildert ist. Besonderer Wert wurde darauf gelegt, einen guten Abgleich zu erzielen, um bei der Signalspannung null eine möglichst geringe Ausgangsspannung zu erhalten. Dafür genügt der blosse Abgleich für die Grundfrequenz des Trägers nicht, es muss auch das Auftreten von Oberschwingungen so gut wie möglich verhindert werden. Die Theorie besagt, dass diese Oberschwingungen nicht auftreten, wenn die vier Gleichrichter identische und exakt quadratische Kennlinie haben. Aus diesem Grunde wurde danach getrachtet, 2 Diodenpaare zu finden, die beide möglichst quadratische Charakteristik haben und in der Leitfähigkeit (Leitrichtung) möglichst gleich sind. Die 4 Dioden wurden mit festen Widerständen noch aufeinander abgeglichen. Restliche Oberschwingungen wurden ausgefiltert.

3. Wahl des Arbeitspunktes

Wenn von einem Modulator der betrachteten Art ein optimales Verhältnis von Empfindlichkeit zu Eigenstörung verlangt wird, so muss vor allem sein Arbeitspunkt sorgfältig ausgewählt werden. Dieser ist zum grössten Teil bestimmt durch die Amplitude der angelegten Trägerspannung. Dafür existiert ein günstigster Wert:

Im quadratischen Bereich ist die erzielte Ausgangsspannung proportional dem Produkt aus Trägerspannung und Modulationssignal. Das Rauschen dagegen, das im Modulator und in den Verstärkern erzeugt wird, sowie andere Störungen (Brumm aus dem Lichtnetz) haben einen untern Grenzwert, der nicht zu verkleinern ist.

Mit zunehmender Trägeramplitude wächst die Empfindlichkeit, zunächst proportional, und das Signal/Geräuschverhältnis wird besser. Das hält so an, bis das quadratische Gebiet der Charakteristik ausgesteuert ist, dann nimmt meistens deren Steilheit wieder ab, und die Empfindlichkeit wächst nur noch langsam weiter. Dafür treten neue Störungen auf, die mit höheren Potenzen der Trägeramplitude anwachsen, nämlich die jetzt entstehenden und nicht vollständig unterdrückbaren Oberschwingungen.

Geht man noch weiter, dann kommt man zuletzt zu einem Betriebszustand, in dem der Modulator so stark ausgesteuert ist, dass seine Elemente während einer Trägerhalbwelle vollständig gesperrt sind, während der andern Halbwelle maximal leiten. Der Modulator arbeitet als Schalter, die Ausgangsspannung ist ein Rechteck, der Gehalt an Oberwellen ist eindeutig bestimmt und stört weniger, die spezielle Charakteristik der nichtlinearen Elemente hat praktisch keine Bedeutung mehr.

Dafür ist aber seit dem Verlassen des quadratischen Gebietes die Empfindlichkeit nur langsam gewachsen und hat im geschilderten Betriebszustand einen obren Grenzwert erreicht. Demgegenüber erzeugt eine Störung des Abgleichs um einen bestimmten Bruchteil eine Störung im Ausgang, die weiterhin proportional der Trägerspannung bleibt. Ein kleines Modulationssignal wird in diesen Störungen, die unvermeidlich sind (Temperaturinflüsse, mechanische Instabilitäten), «ertrinken». (Bei einem Träger von 5 V Effektivwert bedeutet eine Schwankung des Abgleichs um $10 \cdot 10^{-6}$ dasselbe wie eine Modulation mit 50 bis 100 μ V Effektivwert, je nach Modulations-Wirkungs-

grad). Dies gilt für ideale Gleichrichter. Bei Germanium-Dioden kommt noch dazu, dass die äquivalente Rauschtemperatur mit der Trägerspannung wächst.

Die Ge-Dioden arbeiten ungefähr quadratisch bis zu einer Spannung von 200 oder 300 mV (Effektivwert). Will man einige μ V Modulationsspannung beobachten, so müssen die nicht abgeglichenen Reste des Trägers und vor allem die nicht ausgesiebten Oberwellen auch in dieser Grössenordnung liegen. Die günstigsten Werte der Trägerspannung wurden zwischen 100 und 150 mV (Effektivwert) ermittelt. Gearbeitet wurde meist mit 100, gelegentlich mit 135 mV (Effektivwert) pro Diode (Fig. 7).

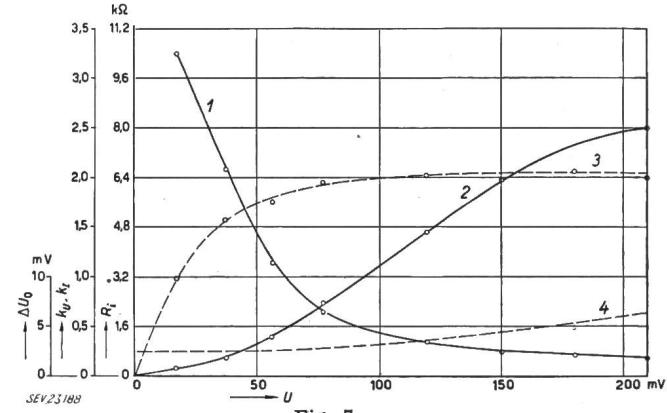


Fig. 7
Einfluss der Trägerspannung auf die Eigenschaften des Modulators

- 1 Eingangswiderstand R_i bei den Signalbuchsen
- 2 Spannungsempfindlichkeit k_U in mV/mV
- 3 Stromempfindlichkeit k_I in $\text{mV}/\mu\text{A}$
- 4 Unruhe der Null-Linie ΔU_0 (inkl. Reste des Trägers, direkt ab Modulator-Ausgang ohne Filter)

U Trägerspannung pro Diode
(Maßstäbe für Ordinate sind nur Richtwerte)

4. Diskussion der Messergebnisse

a) Erreichte Daten

Messungen am ausgeführten Modulator ergaben die folgenden Daten:

Störungen (äquival.): 2 μ V (Effektivwert) Signalspannung
Linearität: sehr gut (d. h. bis $U_{mod} \approx 50$ mV, Abweichung $< 5\%$; bei $U_{mod} = 10$ mV, Abweichung $< 1\%$)
Drift (in 48 h): max. 15...20 μ V Gleichspannung am Signaleingang (ohne thermischen Schutz der Dioden, bei Netzbetrieb der Anlage)
Eingangswiderstand: 1000...1600 Ω (je nach Amplitude des Trägers), bei den Signalbuchsen
Übertragene Bandbreite: 1500 Hz
Modulationsgrad: ca. 35 % (50 % ist zu erreichen bei $R \approx 1000 \Omega$)
Empfindlichkeit: auf unsymmetrische Signale bis 10^6 mal kleiner als auf symmetrische
Träger: 9,6 kHz, wobei an jeder Diode eine Spannung von etwa 100 mV angelegt war

b) Drift des Modulations-Nullpunktes

Die Drift des Modulations-Nullpunktes war recht gering, wie das Beispiel in Tabelle I veranschaulicht.

Im Verlaufe eines Versuches wurde dem Modulator eine Modulations-Gleichspannung von 1,2 V für einige Sekunden zugeführt. Der Einfluss auf den

Drift des Modulations-Nullpunktes

Tabelle I

Zeit seit Versuchsbeginn	0	8	45	48	51	54	h
Umgebungstemperatur	22,4	20,3	19,8	21	21,4	20,6	°C
Drift des Signal-Nullpunktes (Abweichung vom Nullpunkt zu Versuchsbeginn)	0	15	17	10	8	6	μV

$$\frac{\frac{1}{A_1} U_0 - U_m}{U_m} = \frac{A_2}{A_1} U_m + \frac{A_3}{A_1} U_m^2 + \dots$$

stärker abnimmt, als die Modulationsspannung (besonders, da A_2 gegen A_3 klein sein dürfte). Daraus ergibt sich eine Abweichung von der Linearität um weniger als 1 % bei $U_{mod} < 10$ mV (Effektivwert).

Die Linearität des Gerätes wird durch Fig. 8a, b illustriert.

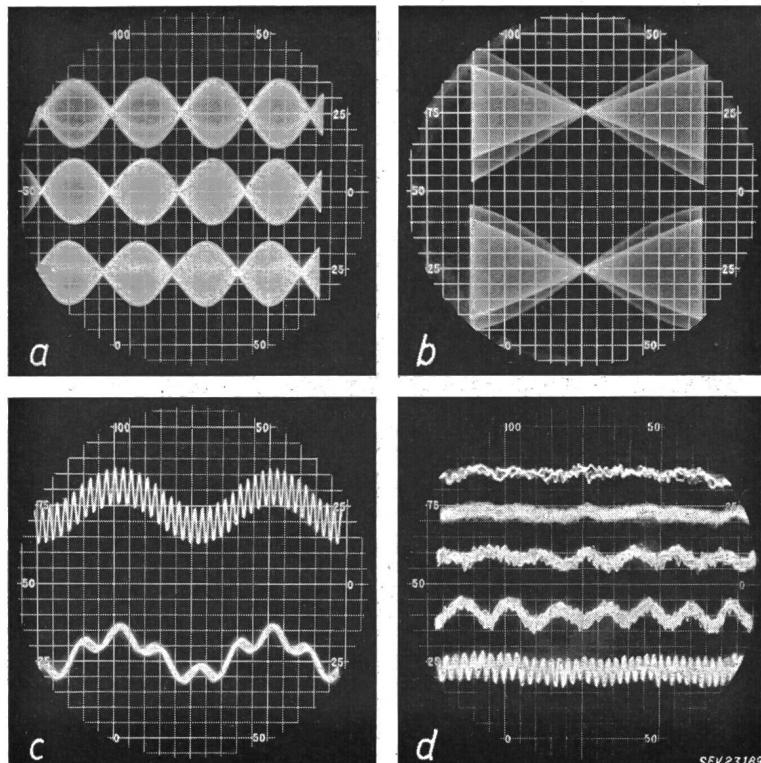


Fig. 8

Eigenschaften des Modulators

a Linearität. Von oben nach unten:
Träger moduliert mit 0,1, 1, bzw. 10 mV (Effektivwert). Empfindlichkeit des Oszilloskopographen = 1, 0,1, 0,01

b Linearität. Träger moduliert; U_{mod} als Abszisse
oben: innen $U_{mod} \approx 65$ mV; aussen $U_{mod} \approx 90$ mV
unten: innen $U_{mod} \approx 130$ mV; aussen $U_{mod} \approx 180$ mV

c Symmetrie. Demoduliertes Signal bei Modulation mit 80 μV symmetrisch, 50 Hz und oben: 85 V antisymmetrisch 1000 Hz unten: 85 V antisymmetrisch 200 Hz

d Bandbreite, Rauschen, Von oben nach unten:
Demodulierte Signale bei Modulationsspannung 0, Belichtung 0,1 s; 0, Belichtung 5 s; 1 μV, 200 Hz; 2 μV, 200 Hz; 2 μV, 1000 Hz. Träger ≈ 135 mV (Effektivwert)/Diode; $R_L \approx 1000 \Omega$

d) Symmetrie

Die Modulationsbuchsen sind nur über die Streukapazitäten und die Kapazitäten der Transformatorenwicklung mit der Masse verbunden. Die Impedanz dieser Kapazitäten ist bei den verwendeten Modulationsfrequenzen (maximal 1500 Hz im beschriebenen Gerät) gegenüber dem Eingangswiderstand von ca. 1500 Ω sehr gross. Dazu kommt, dass die Schaltung sehr symmetrisch aufgebaut ist, so dass Ströme zur Masse von beiden Modulationsbuchsen aus in gleicher Stärke fliessen und gleiche Spannungsabfälle zwischen Eingangspunkt und nichtlinearem Element erzeugen sollten. (In dieser Hinsicht allerdings könnte das Gerät noch verbessert werden: Die Abgleichmittel liegen vom Modulationseingang aus gesehen nicht symmetrisch.) Diese Umstände bringen eine sehr grosse Unempfindlichkeit des Gerätes gegenüber Spannungen mit sich, welche antisymmetrisch zur Erde, also an beiden Eingangsbuchsen gleichsinnig, auftreten (siehe Fig. 8c).

e) Wirkungsgrad der Modulation

An der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators (Übersetzung 1:3,6) trat pro mV Modulationssignal (Gleichspannung) eine Spannung von

Abgleich war kleiner als 100 μV und in der verwendeten Versuchsanordnung nicht messbar.

Bei allen Messungen waren die Dioden thermisch nicht geschützt. Die Speisung der Geräte erfolgte aus dem Netz.

c) Linearität

Ein Bruchteil einer Gleichspannung von 1,25 V wurde als Modulationsspannung von einem 10-kΩ-Potentiometer abgegriffen und die Korrektur, welche die Belastung durch den Modulationseingang erforderte, berechnet. Die Ausgangsspannung des Modulators wurde direkt mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Es ergab sich eine Empfindlichkeit:

$$\frac{\text{Ausgangsspannung}}{\text{Modulationsstrom}} \approx \frac{1,9 \text{ mV (Effektivwert)}}{\mu\text{A Gleichstrom}}$$

Diese Empfindlichkeit verringerte sich nur um weniger als 5 % bei einer Modulation mit bis zu 60 μA (äquivalent ca. 90 mV Gleichspannung).

Das Röhrenvoltmeter erlaubte keine Messung mit einer Genauigkeit von 1 %. Hingegen wurde aus der Hypothese, dass der Effektivwert der Funktion $U_0(U_{mod})$ «glatt» und von der Form

$$U_0 = A_1 U_m + A_2 U_m^2 + A_3 U_m^3 + \dots$$

sei, geschlossen, dass der relative Fehler

ca. 1,2 mV (Effektivwert) auf. Ein idealer Umschalter ergäbe dafür eine Rechteckamplitude am Ausgang von 3,6 mV, ein idealer quadratischer Modulator eine sinusförmige Spannung von $3,6/\sqrt{2} = 2,5$ mV (Effektivwert). Die 1,2 mV Effektivwert pro mV Gleichspannung (35 % des Umschalter) gelten für 100 mV Effektivwert Trägerspannung pro Diode.

f) Rauschen des Modulators, Bandbreite, Rauschenergie der Ge-Dioden

Aus Fig. 8d gehen relativ zuverlässige Angaben über das Rauschen des Modulators hervor. Es wird deutlich, dass die Schwankungen äquivalent sind zu:

1 μ V Signalspannung (Effektivwert) bei Erregung mit 135 mV (Effektivwert)/Diode: R_i ca. 1000 Ω

[2 μ V Signalspannung (Effektivwert) bei Erregung mit 100 mV (Effektivwert)/Diode: R_i ca. 1500 Ω (nicht aus der Figur)].

Das übertragene Frequenzband beträgt 1000 bis 1500 Hz. (Die Grenzen wurden durch die verwendeten Filter gesetzt und sind nicht durch das Gerät bedingt).

Fig. 9

Diodenvergleich und die mit Dioden erzeugbaren Funktionen

a Diodenvergleich: Eine gut und zwei schlecht zum Normal passende Dioden

b Diodenvergleich: Eine vom Normal stark abweichende Diode; Differenzspannung als Funktion der Spannung am Normal bei verschiedenen parallel geschalteten Widerständen
 $x: 100 \text{ Teile} \triangleq 1 \text{ V}$
 $y: 100 \text{ Teile} \triangleq 30 \text{ mV}$

c, d $\frac{dy}{dt} = \frac{1}{-x}$. Ausgangsspannung des Quotientenanzeigers bei $Z = 1$ und $N \sim (-x)$. Ablenkfrequenz 50 Hz; Zähler 8000 Hz (ebenso bei Fig. 9h, i, j)

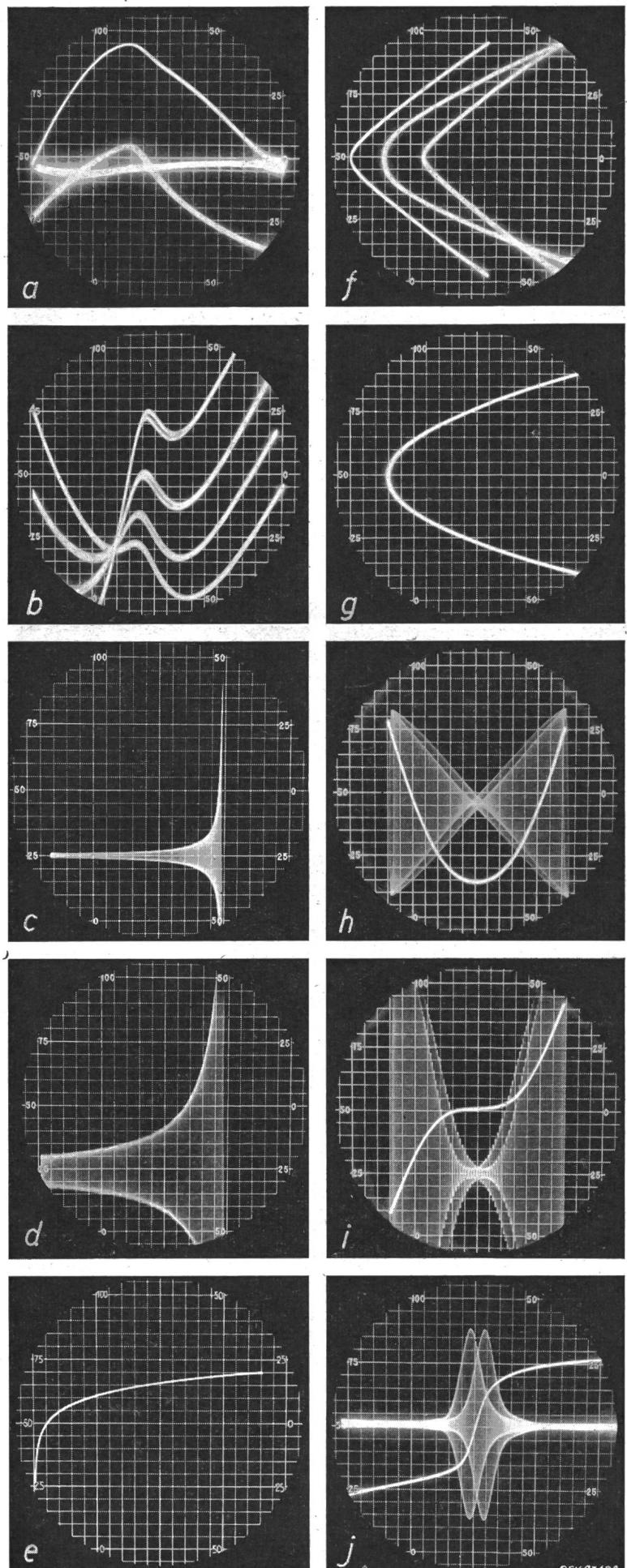
e $y = \log x$. Diodencharakteristik, aber zu Kontrollzwecken durch Integration des Ausgangs am Quotientenanzeiger gewonnen
 $Z = \frac{dN}{dt}; \frac{dy}{dt} = \frac{Z}{N} = \frac{1}{N} \frac{dN}{dt};$
 $y = \log N$. Bei 150 Hz.

f, g Einfluss von R_a auf die Form der quadratischen Parabel (Schaltung siehe Fig. 2) f: $R_a = 2 \text{ M}\Omega, 300 \Omega, 2 \text{ M}\Omega$ (von links nach rechts); g: $R_a = 7000 \Omega$

h $y = x^2; \frac{dy}{dt} = 2x \frac{dx}{dt}$
 Schaltung siehe Fig. 2

i $y = x^3; \frac{dy}{dt} = 3x^2 \frac{dx}{dt}$
 Schaltung siehe Fig. 10a

j $y \approx \text{arc tg } x; \frac{dy}{dt} \approx \frac{1}{1+x^2} \frac{dx}{dt}$
 Schaltung siehe Fig. 10b



SEV23190

Für einen Widerstand von 1000Ω ergibt die Theorie bei einem Frequenzband von 1000 Hz eine Rauschspannung:

$$E^2 = 5,5 \cdot 10^{-23} T R f = 16 \cdot 10^{-15}$$

$$E = 0,13 \mu\text{V} \text{ (Effektivwert)}$$

Für 1500Ω und 1500 Hz erhöht sich dieser Wert auf $0,18 \mu\text{V}$ (Effektivwert). Ein idealer Umschalter als Modulator, welcher die Modulationsquelle in beiden Stellungen jeweils über den Widerstand R an Erde legte, würde eine Schwankung der Modulationsspannung um die oben genannten Beträge vortäuschen. Diese äquivalente Modulationsspannung erhöht sich, wenn man den Wirkungsgrad der Modulation nicht gleich 100% setzt, und zwar auf das 3fache bei 30%, das 1,8fache bei 55% Wirkungsgrad, also:

$$\begin{aligned} 0,55 \mu\text{V} \text{ (Effektivwert)} &\text{ bei } 1500 \Omega \text{ 1500 Hz und 30\%} \\ 0,24 \mu\text{V} \text{ (Effektivwert)} &\text{ bei } 1000 \Omega \text{ 1000 Hz und 55\%} \end{aligned}$$

Die gemessenen Werte sind ca. $2 \mu\text{V}$ im ersten, ca. $1 \mu\text{V}$ im zweiten Fall, also ungefähr das 4fache, was einem «Rauschtemperatur-Koeffizienten» von 15...20 entspricht.

Praktisch bedeuten diese Zahlen, dass das gebaute Gerät spannungsmässig sich vom absoluten theoretischen Optimum (idealer Schalter) ungefähr um einen Faktor 8 unterscheidet, und von einem idealen quadratischen Modulator um einen Faktor 5...6.

g) Einfluss der Trägerfrequenz

Die «Rauschtemperatur», d. h. der Koeffizient $T_{\text{äquivalent}}/T_{\text{absolut}}$, von Kristalldioden strebt erstens mit sinkender Belastung gegen 1 und nimmt zweitens mit steigender Beobachtungsfrequenz ab, natürlich ohne 1 zu unterschreiten.

Eine Leistungsverbesserung des Modulators durch Übergang auf sehr hohe Trägerfrequenzen scheint aber nicht sichergestellt, aus folgenden Gründen:

- Wahrscheinlich kommt es auf den Teil des Spektrums an, der in das Gebiet der Signalfrequenz gehört (Rückwirkung auf den Signaleingang). Es würde sich in diesem Fall gar nichts ändern.
- Höhere Trägerfrequenz ergibt heikleren Abgleich des Modulators (kapazitiv!), verlangt mehr Verstärkerröhren und erhöht somit die Drift (Speiseespannungsschwankungen, Temperatureinflüsse).

Geeignet scheinen Träger zwischen 100 und 500 kHz wegen der guten Verstärkungs- und Filterungsmöglichkeiten. Die Bandbreite wird dabei schon recht gross.

5. Anwendungen des Modulators

Es besteht die Absicht, mit dem Modulator einen stabilen Gleichstromverstärker mit einem nicht zu kleinen Frequenzbereich zu bauen, der für die langsame Ausmessung von Hysteresis-Schleifen geeignet wäre.

Gleichstromverstärker mit Röhren haben ein sehr gutes Signal/Rauschverhältnis und grosse Bandbreite, aber eine Unsicherheit des Nullpunktes, die auch bei Differentialverstärkern nicht unter einige mV geht. Der Ausweg scheint vorläufig noch darin zu liegen, dass man das Gleichstromsignal durch Modulation transponiert.

Mechanische Modulatoren (Zerhacker) geben eine sehr grosse Stabilität und sehr kleine Rauschtemperatur. Ihre Bandbreite ist aber recht beschränkt.

Kapazitive Modulatoren (Schwingkondensator) arbeiten bei grösseren Trägerfrequenzen, scheinen aber heikler zu sein.

Magnetische Modulatoren sind noch wenig gebräuchlich, störend wirkt die Blindkomponente der Eingangsimpedanz.

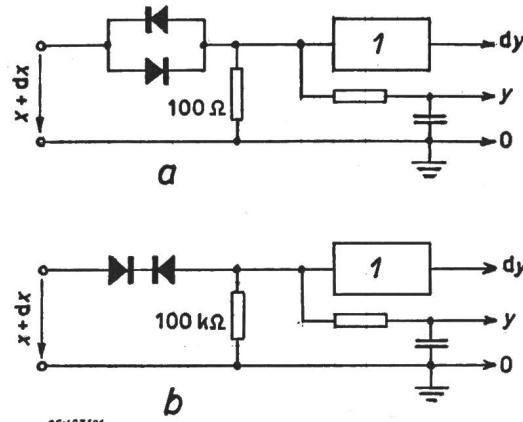


Fig. 10
Schaltungen zur Erzeugung einiger besonderer Funktionen
a Funktion in Fig. 9i
b Funktion in Fig. 9j
1 Filter
Weitere Erklärungen siehe Text

Der geschilderte Modulator soll die Lücke zwischen dem mechanischen Modulator und dem Röhrenverstärker für Gleichspannungen schliessen. Er steht in bezug auf Bandbreite und Stabilität zwischen den beiden, bei etwas schlechteren Rausch-eigenschaften und einfacherem Aufbau und Betrieb.

V. Weitere Anwendungen der Germanium-Dioden

Die spezielle Charakteristik von Germanium-Dioden lässt sich zur Lösung folgender Probleme verwenden:

a) Sicherung von Messinstrumenten gegen Überlastung. Dies beruht eigentlich auf der Schalterwirkung und ist schon längere Zeit bekannt.

b) Änderung des Skalenverlaufs eines Instrumentes. Durch die variable Impedanz von parallel oder in Serie zum Messwerk geschalteten Ge-Dioden kann ein lineares Instrument dazu gebraucht werden, logarithmisch, quadratisch, exponentiell, nach der dritten Potenz usw. anzuzeigen.

c) Linearisierung einer Gleichrichtercharakteristik. Bei sehr kleinen Wechselspannungen ist die von einem Gleichrichter abgegebene Gleichspannung nicht proportional der Eingangsspannung. Dieser Fehler kann in gewissen Grenzen durch nicht-lineare Widerstände korrigiert werden. Im Eidg. Amt für Mass und Gewicht wurde dies erfolgreich mit Ge-Dioden erzielt.

d) Allgemeine mathematische Operationen auf Messgrössen. Häufig interessiert nicht die Messgrösse an sich, sondern der Wert einer empirisch oder theoretisch gegebenen Funktion, in welcher die Messgrösse als Argument auftritt, und die eine (z. B. physiologische) Wirkung der Messgrösse beschreibt. Bekannt ist z. B. ein Instrument, welches misst:

$$x = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \sqrt{p} \, d \log \omega$$

wobei:

p Schalldruck, der von einem Telephonhörer bei Frequenz ω und gegebener Spannung abgegeben wird
 x Objektives Mass für Bezugsdämpfung des Telephonhörers.

e) Selbstdämmungen. Als das erforderliche nicht-lineare Element wird sich häufig eine Kristalldiode oder eine Kombination von solchen mit Vorteil verwenden lassen, besonders dann, wenn dieses Element wenig Energie verbrauchen soll.

Eine Anzahl Funktionen, die sich mit Dioden erzeugen lassen (siehe Tabelle II), ist in Fig. 9 dargestellt.

Beispiele von mit Dioden erzeugbaren Funktionen

Tabelle II

Funktion	Umkehrfunktion	Differentialquotient	Erzeugung
Quadrat	Quadratwurzel	direkte Proportion (Modulation)	Fig. 2
3. Potenz	3. Wurzel	Quadrat (auch reziprokes Quadrat)	Fig. 10a
$\text{arc tg } x$	$\text{tg } x$	$\frac{1}{1+x^2}$	Fig. 10b
$\log x$	e^x	$\frac{1}{x}$	

Dazu kommen viele besondere Funktionen, die man beim Vergleich von Diodencharakteristiken zufällig finden kann.

Prof. Dr. H. König, der die Durchführung vorstehender Arbeit ermöglichte, sei an dieser Stelle herzlich gedankt.

Literatur

- Perlstein, A.: Einige Anwendungen der Germanium-Kristalldiode in der Präzisions-Messtechnik. Bull. SEV Bd. 40 (1949), Nr. 11, 28. Mai, S. 337...354.
- Zinsli, G.: Über ein Kristalldioden-Wattmeter. Erscheint demnächst im Bull. SEV.
- Chance, B., V. Hughes, E. F. MacNichol, D. Sayre und F. C. Williams: Waveforms. New York: McGraw - Hill 1949. MIT Rad. Lab. Series Bd. 19.
- Rote, W. A.: Magnetic - Convertor D. C. Amplifier. Electronics Bd. 26 (1953), Nr. 12, Dezember, S. 170...173.
- Torrey, H. C. und Ch. A. Whitmer: Crystal Rectifiers. New York: McGraw - Hill 1948. MIT Rad. Lab. Series Bd. 15.
- König, H.: Generator für niederfrequente elektrische Impulse jeder Form. Helv. Phys. Acta Bd. 13 (1940), Nr. 5, 18. November, S. 393...395.
- Findley, L. D.: Phantastron Computes Pulse - Width Ratios. Electronics Bd. 27 (1954), Nr. 1, Januar, S. 164...167.
- Greenwood, I. A., J. V. Holdam und D. Macrae: Electronic Instruments. New York: McGraw - Hill 1948. MIT Rad. Lab. Series Bd. 21.
- Prokott, E.: Theoretische Grundlagen und Anwendungen der Modulation in der elektrischen Nachrichtentechnik. Leipzig: Hirzel 1943.

Adresse des Autors:

Pierre Koch, Dr. phil. nat., Eidgenössisches Amt für Mass und Gewicht, Bern.

Typenprüfung und Eichmöglichkeiten von handelsüblichen Phonmetern mit besonderer Berücksichtigung der Verkehrsgeräuschmessungen

Von S. Kitsopoulos, Zürich

534.79

Ausgehend von einer kurzen Schilderung der subjektiven Lautstarkemessung für die Bewertung des Schalldruckes, wird die Arbeitsweise des Phonmeters erläutert. Anschliessend wird die Notwendigkeit der Verkehrsgeräuschmessung diskutiert. Die Messmethoden und Eichmöglichkeiten für handelsübliche Phonmeter werden eingehend behandelt an Hand von ausgeführten Messungen an typischen Messgeräten.

Après un bref exposé de la mesure subjective de la force du son pour l'estimation de la pression acoustique, l'auteur explique le fonctionnement du phonmètre, puis discute de la nécessité de mesurer les bruits du trafic. Il traite en détail des méthodes de mesure et des possibilités d'étalonnage des phonmètres courants, en indiquant à titre d'exemples les mesures effectuées avec quelques appareils standard.

1. Einleitung

Bei akustischen Messungen muss man stets zwischen objektivem Schalldruck und subjektiver Lautstärke unterscheiden. Der Schalldruck wird in Mikrobar (μb) gemessen und gewöhnlich in Dezibel (dB) über einen Nullpegel ($2 \cdot 10^{-4} \mu\text{b}$) ausgedrückt. Dieser Nullpegel ist auf Grund statistischer Untersuchungen als Hörschwelle (minimaler Druck bei 1000 Hz, der gerade noch hörbar ist) festgesetzt.

Bekanntlich ist die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres sowohl von der Frequenz, als auch vom Schalldruck abhängig. Die als statistische Mittelwerte aufzufassenden Ohrenempfindlichkeitskurven sind in Fig. 1 dargestellt. Die Lautstärke wird nun als die subjektiv empfundene Lautheit, also nach Bewertung des Schalldruckes auf Grund der Ohrenempfindlichkeitskurven, definiert und wird in Phon gemessen. Ein Phon entspricht einer Erhöhung des Schalldruckpegels um 1 dB bei der Frequenz 1000 Hz. Die Phon- und dB-Maßstäbe stimmen also bei einem reinen Ton von 1000 Hz und nur bei diesem überein. Für andere Frequen-

zen sind die Ohrenempfindlichkeitskurven massgebend.

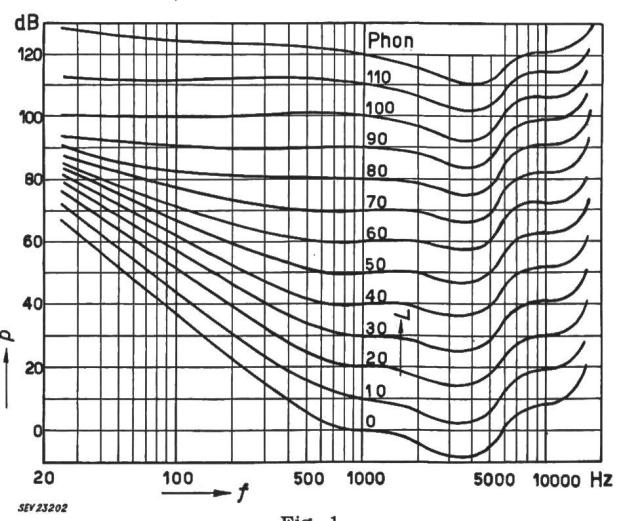


Fig. 1
 Ohrenempfindlichkeitskurven
 Kurven gleicher Lautstärke
 p Schalldruck in dB über Nullpegel $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{b}$; L Lautstärke;
 f Frequenz