

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 45 (1954)
Heft: 3

Artikel: Impulsmessung mit Gleichrichtern in Scheitelspannungs-Messschaltung
Autor: Gruyter, E. de
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1058793>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 18.01.2025

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

Tangens somit negativ. Ist $\delta_1' > \varepsilon_1'$, was fast immer zutrifft, so wird f positiv, d. h. *das den kleineren Zeigerausschlag aufweisende Wattmeter misst eine zu grosse Leistung.*

b) Wattmeter mit grösserem Zeigerausschlag

Analog der unter a) durchgeführten Ableitung ermittelt man die Fehlerformel in folgender Weise:

$$P_g = u_{23} \cdot i_2 \cdot \cos [\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2]$$

$$P_t = u_{23} \cdot i_2 \cdot \cos [\varphi - 30]$$

$$f = \frac{u_{23} \cdot i_2 \cdot \cos [\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2] - u_{23} \cdot i_2 \cdot \cos [\varphi - 30]}{u_{23} \cdot i_2 \cdot \cos [\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2]}$$

$$\cdot 100 = \left(1 - \frac{\cos [\varphi - 30]}{\cos [\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2]} \right) \cdot 100$$

$$\delta_2 - \varepsilon_2 = \beta_2$$

$$\frac{\cos [\varphi - 30]}{\cos [\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2]} = \frac{\cos [\varphi - 30 + \beta_2 - \beta_2]}{\cos [\varphi - 30 + \beta_2]} =$$

$$= \frac{\cos [\varphi - 30 + \beta_2] \cdot \cos \beta_2 + \sin [\varphi - 30 + \beta_2] \cdot \sin \beta_2}{\cos [\varphi - 30 + \beta_2]} =$$

$$= \cos \beta_2 + \operatorname{tg} [\varphi - 30 + \beta_2] \cdot \sin \beta_2$$

$$f = \left(1 - \cos \beta_2 - \operatorname{tg} [\varphi - 30 + \beta_2] \cdot \sin \beta_2 \right) \cdot 100 \% \\ \cos \beta_2 = 1; \sin \beta_2 = 0,000291 \cdot \beta_2'$$

$$f = (1 - 1 - 0,000291 \cdot \beta_2' \cdot \operatorname{tg} [\varphi - 30 + \beta_2]) \cdot 100 \%$$

$$f = -0,0291 \cdot [\delta_2' - \varepsilon_2'] \cdot \operatorname{tg} [\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2] \%$$

Der Winkel $(\varphi - 30 + \delta_2 - \varepsilon_2)$ ist beim Übererregungsversuch bestimmt kleiner als 90° , aber grösser als 0° und sein Tangens somit positiv. Ist $\delta_2' > \varepsilon_2'$, was fast immer zutrifft, so bleibt f negativ, d. h. *das den grösseren Zeigerausschlag aufweisende Wattmeter misst eine zu kleine Leistung.*

Da der beim Übererregungsversuch auftretende Leistungsfaktor ($\cos \varphi$) sicher kleiner ist als 0,5, ist die Totalleistung gleich der Differenz der von den beiden Wattmetern gemessenen Leistungen. Es muss eine zu gross gemessene Leistung von einer zu klein gemessenen Leistung abgezogen werden. Vor-

ausgesetzt, dass $\delta_1' - \varepsilon_1'$ und $\delta_2' - \varepsilon_2'$ positiv sind, wird die beim Übererregungsversuch gemessene, noch unkorrigierte Leistung, zu klein sein.

3. Die Berücksichtigung der Messwandler-Phasenfehler beim Untererregungsverfahren Messung an der Drehstrom-Synchronmaschine

In diesem Falle ist die vom Netz an die Maschine abgegebene Leistung induktiv. Eine Darstellung des bei Anwendung der Zweiwattmeter-Methode geltenden Vektordiagrammes erübrigt sich. Es sollen nachstehend nur die Fehlerformeln angeführt werden, die sich aus den vorstehenden analogen Ableitungen ergeben.

a) Wattmeter mit kleinerem Zeigerausschlag

$$f = +0,0291 \cdot [\delta_2' - \varepsilon_2'] \cdot \operatorname{tg} [\varphi + 30 - \delta_2 + \varepsilon_2] \%$$

Der Winkel $(\varphi + 30 - \delta_2 + \varepsilon_2)$ ist beim Untererregungsversuch bestimmt grösser als 90° und sein Tangens somit negativ. Ist $\delta_2' > \varepsilon_2'$, was meistens zutrifft, so wird f negativ, d. h. *das den kleineren Zeigerausschlag aufweisende Wattmeter misst eine zu kleine Leistung.*

b) Wattmeter mit grösserem Zeigerausschlag

$$f = +0,0291 \cdot [\delta_1' - \varepsilon_1'] \cdot \operatorname{tg} [\varphi - 30 - \delta_1 + \varepsilon_1] \%$$

Der Winkel $(\varphi - 30 - \delta_1 + \varepsilon_1)$ ist beim Untererregungsversuch bestimmt kleiner als 90° , aber grösser als 0° und sein Tangens somit positiv. Ist $\delta_1' > \varepsilon_1'$, was meistens zutrifft, so bleibt f positiv, d. h. *das den grösseren Zeigerausschlag aufweisende Wattmeter misst eine zu grosse Leistung.*

Da auch beim Untererregungsversuch der Leistungsfaktor ($\cos \varphi$) kleiner ist als 0,5, ist die Totalleistung wiederum gleich der Differenz der von den beiden Wattmetern gemessenen Leistungen. Eine zu klein gemessene Leistung muss von einer zu gross gemessenen Leistung abgezogen werden. Vorausgesetzt, dass $\delta_1' - \varepsilon_1'$ und $\delta_2' - \varepsilon_2'$ positiv sind, wird die beim Untererregungsversuch gemessene, noch unkorrigierte Leistung, zu gross sein.

Adresse des Autors:

H. Tobler, Dipl. Ing., Zürichholzstrasse 11, Zürich 57.

Impulsmessung mit Gleichrichtern in Scheitelspannungs-Meßschaltung

Von E. de Gruyter, Bern

621.317.326 + 621.317.726

Die Arbeit befasst sich mit der Frage, inwieweit direkt anzeigende Scheitelspannungsmesser für die Messung von Impulsfolgen geeignet sind. Ähnlich wie für die «Spannungsfehler bei Kompensations-Röhrenvoltmetern» (Bull. SEV Bd. 36 (1945), Nr. 6, S. 163...174) werden für Kontaktgleichrichter allgemein gültige Fehlerkurven angegeben, die lediglich Instrument-Konstanten, Impulsbreite und Ablesespannung als Faktoren und die Impulsform als Parameter haben. Dadurch wird die Eichung des einzelnen Instrumentes überflüssig. Andererseits ist es möglich, mit Hilfe von Vergleichsmessungen unbekannte Impulsbreiten zu bestimmen.

A. Einleitung

Die in der Hoch- und Niederfrequenztechnik immer häufiger werdende Anwendung von nicht-sinusförmigen Wechsellspannungen und Spannungsim-

L'auteur examine jusqu'à quel point les voltmètres de crête à indication directe conviennent à la mesure de trains d'impulsions. Comme il l'a déjà fait pour les voltmètres électroniques à compensation (Bull. ASE t. 36(1945), n° 6, p. 163...174), il indique pour les redresseurs à contact les courbes d'erreurs valables d'une manière générale, dont les facteurs sont uniquement les constantes de l'instrument, la largeur d'impulsion et la tension lue, le paramètre étant la forme de l'impulsion. De ce fait, un étalonnage des divers instruments est superflu. D'autre part, des mesures comparatives permettent de déterminer les largeurs d'impulsion lorsque celles-ci ne sont pas connues.

pulsfolgen lässt es wünschenswert erscheinen, die normalen direktanzeigenden Scheitelspannungsmesser auf ihre Eignung zur Messung solcher Spannungen zu prüfen. Während in dem oben erwähnten

Aufsatz Vakuum-Röhrengleichrichter behandelt wurden, befasst sich der vorliegende mit Kontaktgleichrichtern. Ausser dass die Gleichrichter für den Messfrequenzbereich geeignet sein müssen, wird an die Scheitelspannungs-Meßschaltung nur die Bedingung gestellt, dass ihre Zeitkonstante genügend gross gegenüber der Periode des zu messenden Vorganges ist, damit der Frequenzfehler bei der unteren Grenzfrequenz vernachlässigbar wird.

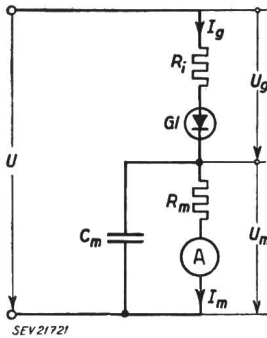


Fig. 1
Gleichrichterschaltung
 $R_m C_m = T_m \gg T$
 R_i Innenwiderstand des Gleichrichters GI
 R_m Innenwiderstand des Messinstrumentes A
 C_m Ladekondensator die zu messende Spannung
 U Gleichrichterspannung
 U_g Messinstrumentenspannung
 I_g Gleichrichterstrom
 I_m Messinstrumentstrom
 T Periode der Spannungsimpulsfolge
 T_m Entladezeitkonstante

Fig. 1 zeigt die prinzipielle Meßschaltung für Einweggleichrichtung. Die Berechnungen gelten analog für beliebige Mehrphasen-Gleichrichterschaltungen. Es bedeutet: GI Gleichrichter mit dem Innenwiderstand R_i ; A Messinstrument mit dem Innenwiderstand R_m ; C_m Ladekondensator. U ist die zu messende Spannung; U_g, I_g sind Gleichrichter-Spannung und -Strom; U_m, I_m Messinstrument-Spannung und -Strom.

Zur Einführung wird zunächst die geradlinig-gebrochene Gleichrichter-Kennlinie ohne und mit Schwellenspannung behandelt und darauf die allgemein parabolische. Diese ergibt allgemeingültige Spannungsfehlerkurven, z. B. für Dreieck-, Sinus- und Rechteck-Spannungen, ähnlich denen des Kompensations-Röhrevoltmeters, wobei nur die Instrument-Konstanten und die Impulsbreite durch je einen Faktor zu berücksichtigen sind; dadurch wird die komplizierte und langwierige Eichung des einzelnen Instrumentes überflüssig.

B. Lineare Gleichrichter-Charakteristik ohne Schwellenwert

Fig. 2a zeigt die gebrochene Gleichrichter-Kennlinie ohne Schwellenwert in absoluter, Fig. 2b in relativer Darstellung, die allgemeine Resultate ergibt. Die relativen Widerstandswerte sind auf den

Innenwiderstand des Gleichrichters R_i bezogen, die relativen Spannungswerte zunächst auf die zu mes-

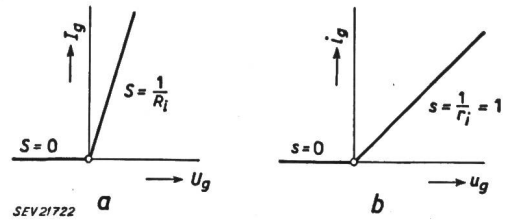


Fig. 2
Lineare Gleichrichtercharakteristik ohne Schwellenwert
 a absolut; b relativ
 S Steilheit
 Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1
 Bezugsgrößen: R_i, \hat{U} zu messende Scheitelspannung
 daraus: $u_g = U_g/\hat{U}$
 $i_g = I_g R_i / \hat{U} = I_g / I_0$
 I_0 abgeleitete Bezugsgrösse

sende Scheitelspannung \hat{U} , da die behandelte erste Charakteristik keine spannungsabhängigen Fehler hervorruft.

1. Messung von Dreieck-, bzw. Sägezahn- oder Exponential-Impulsen

Um dem ungeübten Leser die Relativ-Rechenmethode leichter verständlich zu machen, ist das Diagramm in Fig. 3 zur Messung von Sägezahn-Impulsen neben der relativen auch noch in der absoluten Fassung gegeben. Die relativen, mit τ bezeichneten Zeitwerte sind auf die Periode T der Impulsfolge bezogen. Man erkennt, dass es für die Berechnung belanglos ist, ob es sich um eine Sägezahn- oder Dreieck-Spitze handelt, sofern man die richtige Basiszeit einsetzt. Ebenso liefert die gleiche Rechnung eine gute Näherung für Exponentialspitzen (bis zu einem Anzeigefehler von $\varphi_0 = 30\%$) bei Einsetzen der Subtangentezeit, die gleich der Impulsbreite auf der relativen Höhe $1/e$ ist.

Da im relativen System der Innenwiderstandswert des Gleichrichters gleich 1 ist, sind Spannungs- und Stromwert während der Aufladeperiode $0 \dots \tau_g$ identisch (Fig. 3b):

$$[u_g]_0^{\tau_g} = [i_g]_0^{\tau_g} = \varphi_0 (1 - \tau/\tau_g) \quad (1)$$

Der Ladungswert beträgt demnach

$$\int_0^{\tau_g} i_g d\tau = \varphi_0 \int_0^{\tau_g} (1 - \tau/\tau_g) d\tau = \varphi_0 (\tau_g - \tau_g^2/2\tau_g)$$

$$\tau_g = \varphi_0 \tau_e$$

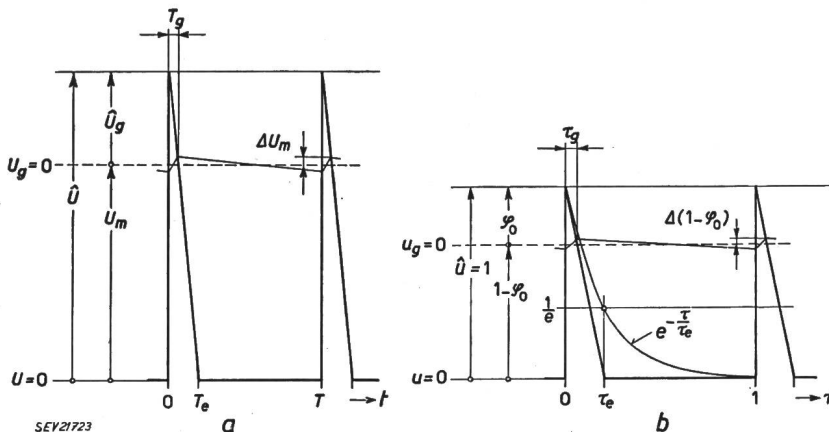


Fig. 3
Messung von Sägezahn-Impulsen
 a absolut; b relativ
 \hat{U}_g Gleichrichter-Scheitelspannung
 ΔU_m Welligkeitsamplitude der Messinstrumentenspannung
 t Zeit; T_g Ladezeit; T_e Impulsbasis-Zeit
 T dritte Bezugsgrösse neben den beiden von Fig. 2b
 daraus: $\tau = t/T$
 $\tau_g = T_g/T$
 $\tau_e = T_e/T$
 $\varphi_0 = \hat{U}_g/\hat{U}$ relativer Anzeigefehler
 $(1 - \varphi_0) = U_m/\hat{U}$
 Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

$$\int_0^{\tau_g} i_g d\tau = \frac{1}{2} \varphi_0^2 \tau_e \tag{2}$$

Der Ladungswert in Gl. (2) ist gleich dem in der ganzen Periode 1 über das Instrument abfließenden Entladungswert.

$$\frac{1}{2} \varphi_0^2 \tau_e = \frac{1}{r_m} (1 - \varphi_0) \approx \frac{1}{r_m}$$

Der relative Fehler beträgt demnach

$$\begin{aligned} \varphi_0 &\leq \sqrt{2/r_m \tau_e} \tag{3} \\ r_m &= \frac{R_m}{R_i}; \quad \tau_e = \frac{T_e}{T} \end{aligned}$$

oder korrigiert für grössere Fehler von 5...20 %

$$\varphi_0' = 1/(1/\varphi_0 + 1/2) \tag{4}$$

Zur Berechnung der Welligkeit der gleichgerichteten Spannung setzt man die Ladungswertzunahme des Kondensators C_m gleich der Entladung während des Zeitwertes $1 - \tau_g$:

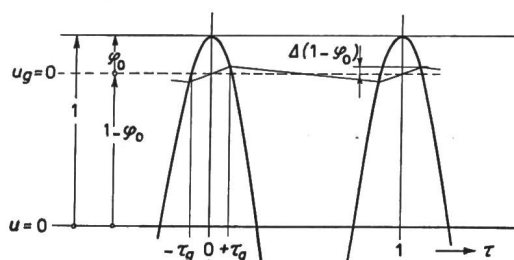
$$\begin{aligned} 2 \Delta (1 - \varphi_0) \tau_m &= (1 - \varphi_0) (1 - \tau_g) \\ \tau_g &= \varphi_0 \tau_e \\ \frac{\Delta (1 - \varphi_0)}{1 - \varphi_0} &= w = \frac{1 - \varphi_0 \tau_e}{2 \tau_m} \tag{5} \end{aligned}$$

oder Gl. (3) eingesetzt, ergibt die relative Welligkeit w zu

$$\begin{aligned} w &= \frac{1 - \sqrt{2 \tau_e / r_m}}{2 \tau_m} \tag{6} \\ \tau_m &= \frac{T_m}{T} = \frac{C_m R_m}{T} \end{aligned}$$

2. Messung von Sinus-Scheiteln

Fig. 4 zeigt das Diagramm zur Messung von Sinus-Scheiteln in relativer Darstellung. Der Strom-



SEV21724

Fig. 4

Messung von Sinus-Scheiteln in relativer Darstellung
Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 3

wert im Gleichrichter während der halben Aufladeperiode $0 \dots \tau_g$ beträgt:

$$[u_g]_0^{\tau_g} = [i_g]_0^{\tau_g} = \cos 2 \pi \tau - (1 - \varphi_0) \tag{7}$$

und der Gesamt-Ladungswert

$$\begin{aligned} 2 \int_0^{\tau_g} i_g d\tau &= 2 \int_0^{\tau_g} [\cos 2 \pi \tau - (1 - \varphi_0)] d\tau = \\ &= \frac{1}{\pi} [\sin 2 \pi \tau_g - (1 - \varphi_0) 2 \pi \tau_g] \tag{8} \\ 2 \pi \tau_g &= \arccos (1 - \varphi_0) \end{aligned}$$

Wegen der relativ breiten Scheitel wird der Anzeigefehler klein und man kann von folgender Näherung Gebrauch machen:

$$\begin{aligned} \varphi &\ll 1; \arccos (1 - \varphi_0) \approx \sin \arccos (1 - \varphi_0) = \\ &= \sqrt{1 - (1 - \varphi_0)^2} \approx \sqrt{2 \varphi_0} \tag{9} \end{aligned}$$

Dies ergibt, eingesetzt in Gl. (8) den der Gl. (2) entsprechenden Ladungswert für Sinusscheitel:

$$2 \int_0^{\tau_g} i_g d\tau = \frac{1}{\pi} \sqrt{2 \varphi_0^3} \tag{10}$$

Ladung gleich Entladung:

$$\frac{1}{\pi} \sqrt{2 \varphi_0^3} = \frac{1}{r_m} (1 - \varphi_0) \approx \frac{1}{r_m}$$

ergibt den relativen Anzeigefehler zu

$$\varphi_0 \leq \sqrt[3]{\pi^2 / 2 r_m^2} \tag{11}$$

oder korrigiert für $\varphi_0 > 5 \%$:

$$\varphi_0' = 1/(1/\varphi_0 + 2/3) \tag{12}$$

Die Welligkeit ergibt sich aus

$$2 \Delta (1 - \varphi_0) \tau_m = (1 - \varphi_0) (1 - 2 \tau_g); \quad \tau_g = \frac{1}{2\pi} \sqrt{2 \varphi_0}$$

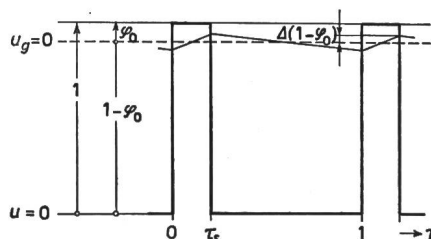
$$\frac{\Delta (1 - \varphi_0)}{1 - \varphi_0} = w = \frac{1 - \frac{1}{\pi} \sqrt{2 \varphi_0}}{2 \tau_m} \tag{13}$$

oder mit Gl. (11) erhält man

$$w \approx \frac{1 - \sqrt[3]{2/\pi^2 r_m}}{2 \tau_m} \tag{14}$$

3. Messungen von Rechteck-Impulsen

Fig. 5 zeigt das Diagramm zur Messung von Rechteck-Impulsen in relativer Darstellung. Wäh-



SEV21725

Fig. 5

Messung von Rechteckimpulsen in relativer Darstellung

$\tau_s = T_s/T$, T_s Impulsbreite

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 3

rend der Aufladeperiode $0 \dots \tau_s$ beträgt der Stromwert im Gleichrichter

$$[u_g]_0^{\tau_s} = [i_g]_0^{\tau_s} = \varphi_0 \tag{15}$$

Ladung gleich Entladung:

$$\varphi_0 \tau_s = \frac{1}{r_m} (1 - \varphi_0) \approx \frac{1}{r_m}$$

ergibt den relativen Anzeigefehler zu

$$\varphi_0 \leq 1/r_m \tau_s \quad (16)$$

oder korrigiert für grössere Fehler von 5...20%:

$$\varphi_0' = 1/(1/\varphi_0 + 1) \quad (17)$$

Die Welligkeit ergibt sich aus:

$$2 \Delta (1 - \varphi_0) \tau_m = (1 - \varphi_0) (1 - \tau_s)$$

$$\frac{\Delta (1 - \varphi_0)}{1 - \varphi_0} = w = \frac{1 - \tau_s}{2 \tau_m} \neq F(\varphi_0) \quad (18)$$

4. Zusammenfassung der Resultate

Die Kenntnis der Welligkeit benötigt man für die richtige Wahl des Anzeigeelementes; bei zu geringer Dämpfung ist die Anzeige für niedrige Frequenzen nicht ruhig.

Die maximale Welligkeit beträgt allgemein

$$\hat{w} = 1/2 \tau_m \quad (19)$$

Die Bedingung für ihr Auftreten ist in der letzten Spalte der Tabelle I angegeben.

Angaben für die Gleichrichtung

Tabelle I

Kurvenform	Gebrochene Gerade ohne Schwellenwert		
	$\varphi_0 = i \ll 1$	$1 - w/\hat{w}$	$\hat{w} = 1/2 \tau_m$
Δ -Impuls	$\sqrt{2/r_m \tau_e}$	$\sqrt{2 \tau_e/r_m}$	$\tau_e/r_m \ll 1$
\square -Impuls	$1/r_m \tau_s$	τ_s	$\tau_s \ll 1$
Δ -Kurve	$2\sqrt{r_m}$	$1/\sqrt{r_m}$	$r_m \gg 1$
\sim -Kurve	$\sqrt[3]{\pi^2/2 r_m^2}$	$\sqrt[3]{2/\pi^2 r_m}$	$r_m \gg 1$
\square -Kurve	$2/r_m$	$1/2$	—
Gleichspannung	$1/r_m$	1	—

Da der relative Widerstandwert des Gleichrichters gleich 1 ist, ist allgemein der maximale Stromwert identisch mit der relativen Fehlanzeige.

$$i = \varphi_0 \quad (20)$$

Dies ist ein wichtiger Wert für die Dimensionierung des Gleichrichters, vor allem bei sehr kurzen Impulsen. Die abgeleitete Bezugsgrösse des Stromes ergibt sich zwangsläufig aus den Bezugsgrössen für Spannung und Widerstand zu

$$I_0 = \hat{U}/R_i \quad (21)$$

Tabelle I gibt einen Überblick über wichtige Daten für die Gleichrichtung. Unter Dreieck- und Rechteckkurven sind analog der Sinuskurve zur Zeitachse symmetrische (also gleichstromfreie) kontinuierliche Spannungskurven verstanden; daraus ergibt sich

$$\tau_e = \tau_s = \frac{1}{2} \quad (22)$$

C. Lineare Gleichrichter-Charakteristik mit Schwellenwert

Da jeder Gleichrichter einen Schwellenwert besitzt, ergeben die Fehlergleichungen des vorigen Kapitels nur brauchbare Werte, wenn die zu messenden Spannungen sehr gross gegenüber der Schwellenspannung sind. Dies kann man immer erreichen, wenn man mit einem vorgeschalteten Verstärker arbeitet. Will man dagegen die kleine Querkapazität des Kontaktgleichrichters ausnutzen, ist dieser Weg nicht gangbar. In diesem Falle muss der Gleichrichter für die höchste zu messende Spannung dimensioniert sein und die Spannungsbereich-Umschaltung erfolgt auf der Gleichstromseite, eventuell unter Verwendung von Gleichstromverstärkern. Arbeitet man dabei im geradlinigen Teil der Charakteristik, so gibt die gebrochene Kennlinie eine hinreichend genaue Fehlerbestimmung und die zu messende Spannung braucht nur noch gross gegenüber der Schwellenspannung angenommen zu werden.

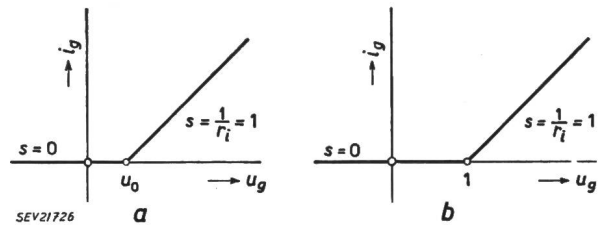


Fig. 6

Lineare Gleichrichtercharakteristik mit Schwellenwert in relativer Darstellung

a zu messende Scheitelspannung \hat{U} als Bezugsgrösse

$$u_0 = U_0/\hat{U}; u_g = U_g/\hat{U}$$

b Schwellenspannung des Gleichrichters U_0 als Bezugsgrösse

$$u_g = U_g/U_0$$

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 2

Fig. 6a zeigt die lineare Gleichrichtercharakteristik mit Schwellenwert u_0 in der bisher verwendeten relativen Darstellungsweise, bezogen auf die zu messende Scheitelspannung. Später gehen wir auf das einzig sinngemässe System über, bei dem die Gleichrichterdaten die Bezugsgrössen sind, also der Innenwiderstand R_i und die Schwellenspannung U_0 (Fig. 6b).

Wir berechnen nun zunächst den grössten Fehler, der bei Dreieckimpulsen auftritt, und erhalten eine allgemein gültige einfache Rekursionsformel für den Fehler bei der Kennlinie mit Schwellenwert.

1. Fehlerkorrektur

Der Stromwert bei Dreieckimpulsen lautet unter Berücksichtigung eines Spannungsschwellenwertes u_0 des Gleichrichters:

$$[i_g]_0^{\tau_g} = \varphi (1 - \tau/\tau_g) - u_0 \quad (23)$$

Daraus erhält man den Ladungswert:

$$\int_0^{\tau_g} i_g d\tau = \left(\frac{1}{2} \varphi^2 - u_0 \varphi \right) \tau_e$$

Ladung gleich Entladung:

$$\left(\frac{1}{2} \varphi^2 - u_0 \varphi \right) \tau_e = \frac{1}{r_m} (1 - \varphi) \approx \frac{1}{r_m}$$

$$\varphi \leq u_0 \pm \sqrt{u_0^2 + 2/r_m \tau_e}$$

$$\varphi > 0; u_0 \leq 1$$

$$\varphi \leq \sqrt{2/r_m \tau_e} + u_0 \tag{24}$$

Oder allgemein für alle Spannungskurvenformen:

$$\varphi = \varphi_0 + u_0 \tag{25}$$

Der Fehler setzt sich additiv aus einem Form- und einem Spannungsfehler zusammen.

Die Gleichung schreibt sich mit *neuen* relativen Werten, bezogen auf die Schwellenspannung U_0 :

$$\hat{u} \varphi = \hat{u} \varphi_0 + 1; \hat{u} = \frac{u_m}{1 - \varphi}$$

$$u_m \varphi = u_m \varphi_0 + 1 - \varphi$$

und der Messfehler lautet ausgedrückt durch den Messwert u_m und den Fehler ohne Schwellenwert φ_0

$$\varphi = \frac{u_m \varphi_0 + 1}{u_m + 1} \tag{26}$$

$$u_m = U_m/U_0$$

Mit Tabelle I und Gl. (26) sind alle Anzeigefehler bei beliebigen Gleichrichterdaten bestimmbar.

2. Zahlenbeispiele

In den Tabellen II und III sind Zahlenbeispiele angegeben, um dem Leser einen schnellen Überblick über praktisch vorkommende Werte inklusive denen für Gleichspannung zu geben. Es handelt sich um Daten für Kennlinien ohne Schwellenwert; zum Vergleich sind in der Fehlerkolonne die entsprechenden nach Gl. (25) berechneten Fehler mit Schwellenspannung fett gedruckt.

Es seien folgende Annahmen gemacht:

Tabelle II:

Instrument 20 kΩ/V; 7,5-V-Bereich;
 daraus $R_m = 150 \text{ k}\Omega$
 Weitere Daten: $C_m = 2 \mu\text{F}$; $f = 50 \text{ Hz}$; $\tau_m = 15$;
 $\hat{w} = 1/30 = 3,33 \%$

Zum Vergleich zwei Werte von Gleichrichterwiderständen:

1. $R_i = 150 \Omega$; $r_m = 1000$; $\hat{I}_0 = 50 \text{ mA}$
2. $R_i = 75 \Omega$; $r_m = 2000$; $\hat{I}_0 = 100 \text{ mA}$

Annahme für den Fehler φ mit Schwellenspannung:

$$U_0 = 250 \text{ mV}$$

Zahlenbeispiele Tabelle II

Kurvenform	$r_m =$	$(\varphi_0) \varphi \%$		7,5 V: $\hat{I} \text{ mA}$		50 Hz: $w \%$	
		1000	2000	1000	2000	1000	2000
Δ -Impuls	$\tau_e = 0,02$	31,6 34,9	22,4 25,7	15,8	22,4	3,31	3,315
\square -Impuls	$\tau_s = 0,02$	5 8,33	2,5 5,83	25		3,27	
Δ -Kurve	$\tau_e = 0,5$	6,33 9,66	4,47 7,80	3,16	4,47	3,23	3,255
\sim -Kurve		1,70 5,03	1,07 4,40	0,85	1,07	3,27	3,285
\square -Kurve	$\tau_s = 0,5$	0,2 3,53	0,1 3,43	0,1		1,67	
Gleichspannung	$\tau_s = 1$	0,1 3,43	0,05 3,38	0,05		0	

Tabelle III:

Instrument 5 kΩ/V; 200-V-Bereich;
 daraus $R_m = 1 \text{ M}\Omega$
 Weitere Daten: $C_m = 100 \text{ nF}$; $f = 50 \text{ Hz}$; $\tau_m = 5$;
 $\hat{w} = 1/10 = 10 \%$

Zum Vergleich zwei Werte von Gleichrichterwiderständen:

1. $R_i = 200 \Omega$; $r_m = 5000$; $\hat{I}_0 = 1 \text{ A}$
2. $R_i = 100 \Omega$; $r_m = 10000$; $\hat{I}_0 = 2 \text{ A}$

Annahme für den Fehler φ mit Schwellenspannung:

$$U_0 = 1 \text{ V}$$

Zahlenbeispiele Tabelle III

Kurvenform	$r_m =$	$(\varphi_0) \varphi \%$		200 V: $\hat{I} \text{ mA}$		50 Hz: $w \%$	
		5000	10000	5000	10000	5000	10000
Δ -Impuls	$\tau_e = 0,02$	14,1 14,6	10 10,5	141	200	9,97	9,98
\square -Impuls	$\tau_s = 0,02$	1 1,5	0,5 1	10		9,80	
Δ -Kurve	$\tau_e = 0,5$	2,82 3,32	2 2,5	28,2	40	9,86	9,90
\sim -Kurve		0,27 0,75	0,17 0,65	2,7	3,4	9,925	9,94
\square -Kurve	$\tau_s = 0,5$	0,04 0,54	0,02 0,52	0,4		5	
Gleichspannung	$\tau_s = 1$	0,02 0,52	0,01 0,51	0,2		0	

Zur Kritik der vorstehenden Werte ist zu sagen, dass bei mittleren Spannungen (Tabelle II) der Spannungsfehler auch bei kürzeren Impulsen schon eine Rolle spielt, während dies bei hohen Spannungen (Tabelle III) erst von der Dreieck-Kurve an der Fall ist. Bei flacheren Scheiteln ist nur noch die An-

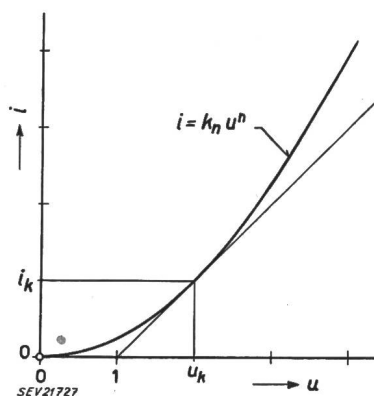


Fig. 7

Die allgemeine parabolische Gleichrichtercharakteristik in relativer Darstellung mit U_n als Bezugsspannung u Gleichrichterspannung; i Gleichrichterstrom; u_k Spannung und i_k Strom für den Berührungspunkt der Parabel mit der Geraden von Fig. 6b; n Grad der Parabel; k_n Konstante der n ten Parabel

zeigeunsicherheit des hier nicht berücksichtigten nachgeschalteten Gleichspannungsmessers massgebend, die meist 2% beträgt.

D. Allgemein parabolische Gleichrichter-Charakteristiken

Bei zu messenden Spannungen, die nicht mehr gross sind gegenüber der Schwellenspannung des

Gleichrichters, genügt auch die Annahme einer linearen Charakteristik mit Schwellenwert nicht mehr. In meiner in der Zusammenfassung zitierten Arbeit bewies ich, das die kubische Parabel bei Hochvakuum-Glühkathodenröhren für den Gleichrichterknick eine gute Annäherung gibt. Für Kontaktgleichrichter ist der Exponent im allgemeinen kleiner und liegt in der Nähe von 2.

Aus einer experimentell aufgenommenen Gleichrichtercharakteristik erhält man schnell den ungefähren Exponenten aus dem Verhältnis von Tangenten-Abszisse zur Subtangente; dieses lautet absolut:

$$n = \frac{U_k}{U_k - U_0} \quad (27)$$

Zunächst seien die Konstanten der allgemeinen Parabel (Fig. 7) bestimmt, die der Geraden mit Schwellenwert $u_0 = 1$ entspricht.

Allgemeine Parabel:

$$i = k_n u^n \quad (28)$$

mit den Bestimmungsgleichungen:

$$u = u_k \begin{cases} i = i_k & (29) \\ i' = 1 & (30) \\ i/i' = u_k - 1 & (31) \end{cases}$$

Es sind dies die Gleichungen für den Strom, die Steilheit und die Subtangente in dem Punkt, an dem die Parabel in die Gerade $i = u - 1$ übergeht. Aus den Gl. (28) und (29) erhält man

$$k_n = i_k / u_k^n \quad (32)$$

und aus den Gl. (30) und (31)

$$u_k = \frac{n}{n-1} \quad (33)$$

$$i_k = \frac{1}{n-1} \quad (34)$$

und somit k_n expliziert in n

$$k_n = \frac{(n-1)^{n-1}}{n^n} \quad (35)$$

und schliesslich die allgemeine Parabel in Gl. (28):

$$i = (n-1)^{n-1} \left(\frac{u}{n}\right)^n \quad (36)$$

1. Messung von Dreieck-, bzw. Sägezahn- oder Exponential-Impulsen

Im neuen relativen System lautet entsprechend Gl. (1) der Spannungswert am Gleichrichter bezogen auf seine Schwellenspannung:

$$[u_g]_0^{\tau_g} = \varphi \hat{u} (1 - \tau/\tau_g) \quad (37)$$

und damit der Stromwert bei parabolischer Kennlinie nach Gl. (28):

$$[i_g]_0^{\tau_g} = k_n \varphi^n \hat{u}^n (1 - \tau/\tau_g)^n \quad (38)$$

Hieraus ergibt sich die Ladung zu

$$\int_0^{\tau_g} i_g d\tau = k_n \left(\frac{\varphi \hat{u}}{\tau_g}\right)^n \int_0^{\tau_g} (\tau_g - \tau)^n d\tau$$

Substitutionen: $\tau_g - \tau = x \quad (39)$

daraus: $\tau = \tau_g - x \quad (40)$

$d\tau = -dx \quad (41)$

$\tau = 0; \quad x = \tau_g \quad (42)$

$\tau = \tau_g; \quad x = 0 \quad (43)$

Damit wird

$$\begin{aligned} \int_0^{\tau_g} i_g d\tau &= k_n \left(\frac{\varphi \hat{u}}{\tau_g}\right)^n \int_{\tau_g}^0 x^n (-dx) = \\ &= \frac{k_n}{n+1} \left(\frac{\varphi \hat{u}}{\tau_g}\right)^n [x^{n+1} + 1]_0^{\tau_g} \end{aligned}$$

Ladung gleich Entladung:

$$\frac{(1-\varphi) \hat{u}}{r_m} = \frac{k_n \tau_g}{n+1} \varphi^n \hat{u}^n$$

$$\tau_g = \varphi \tau_e; \quad \hat{u} = \frac{u_m}{1-\varphi}$$

$$\frac{(1-\varphi)^n}{r_m} = \frac{k_n \tau_e}{n+1} u_m^{n-1} \varphi^{n+1} \quad (44)$$

Gl. (44) ist nach Vertauschen der freien und abhängigen Variablen allgemein lösbar:

$$u_m^{n-1} \cdot 2\tau_e r_m = \frac{2(n+1)(1-\varphi)^n}{k_n \varphi^{n+1}}$$

und sie lautet mit Gl. (35) in n explizit

$$\begin{aligned} u_m^{n-1} \sqrt{2\tau_e r_m} &= \\ &= \frac{n}{n-1} \sqrt{2n(n+1)(1-\varphi)^n \varphi^{-(n+1)}} \quad (45) \end{aligned}$$

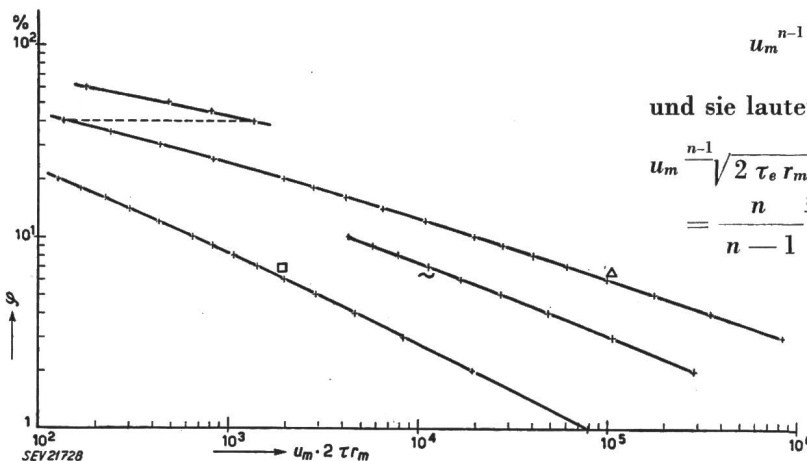


Fig. 8 Fehlerkurven bei quadratischer Kennlinie Siehe Gl. (46), (54) und (60)

Mit einer Dreieckimpuls-Fehlerkurve ist daher für alle Messinstrumentwerte und Impulsdauern der Fehler in Funktion des Meßspannungswertes u_m direkt bestimmbar. Für die quadratische Parabel der Kontaktgleichrichter vereinfacht sich die Formel zu

$$u_m \cdot 2 \tau_e r_m = 24 (1 - \varphi)^2 \varphi^{-3} \quad (46)$$

Für kontinuierliche Dreieck-Kurven wird $2 \tau_e = 1$. Die Fehlergleichung (46) ist mit den beiden im Folgenden berechneten für Sinus-Kurven und Rechteck-Impulse in Fig. 8 graphisch wiedergegeben. Da diese Kurven hyperbolischen Charakter haben, erscheinen sie auf doppelt-logarithmischem Netz angenähert als Geraden.

Bei der kubischen Parabel einer zum Cut-Off-Punkt vorgespannten Hochvakuum-Glühkathodenröhre lautet die Fehlergleichung

$$u_m \sqrt{2 \tau_e r_m} = 3 \sqrt{6} (1 - \varphi)^{1.5} \varphi^{-2} \quad (47)$$

$$3 \sqrt{6} = 7,35$$

2. Messung von Sinus-Scheiteln

Da der Sinus-Scheitel ein relativ breiter Impuls ist, wird $\varphi \ll 1$ und man kann für $u/\hat{u} \approx 1$ die Beziehung anschreiben:

$$2 \pi \tau = \arccos u/\hat{u} \approx \sqrt{2(1 - u/\hat{u})} \quad (48)$$

dies ergibt nach u aufgelöst:

$$u = \hat{u} (1 - 2 \pi^2 \tau^2) \quad (49)$$

Der Spannungswert am Gleichrichter während der halben Ladezeit lautet:

$$[u_g]_0^{\tau_g} = \hat{u} [1 - 2\pi^2 \tau^2 - (1 - \varphi)] = \hat{u} (\varphi - 2\pi^2 \tau^2) \quad (50)$$

und der Stromwert:

$$[i_g]_0^{\tau_g} = k_n \hat{u}^n (\varphi - 2\pi^2 \tau^2)^n \quad (51)$$

Hieraus ergibt sich die gesamte Ladung zu

$$2 \int_0^{\tau_g} i_g d\tau = 2 k_n \hat{u}^n \int_0^{\tau_g} (\varphi - 2\pi^2 \tau^2)^n d\tau \quad (52)$$

Da dieses Integral nicht allgemein lösbar ist, setzen wir für den Kontaktgleichrichter $n = 2$ und erhalten für Entladung gleich Ladung:

$$\frac{(1 - \varphi) \hat{u}}{r_m} = 2 k_2 \hat{u}^2 \int_0^{\tau_g} (\varphi^2 - 4\varphi \pi^2 \tau^2 + 4\pi^4 \tau^4) d\tau =$$

$$= 2 k_2 \hat{u}^2 \left(\varphi^2 \tau_g - \frac{4}{3} \varphi \pi^2 \tau_g^3 + \frac{4}{5} \pi^4 \tau_g^5 \right)$$

$$\tau_g = \frac{\sqrt{2\varphi}}{2\pi}; \quad \hat{u} = \frac{u_m}{1 - \varphi}; \quad k_2 = \frac{1}{4}$$

In Gl. (48) $u = u_g$ gesetzt, ergibt:

$$\frac{(1 - \varphi^2)}{r_m} = \frac{2\sqrt{2}}{15\pi} u_m \varphi^{-2.5} \quad (53)$$

oder nach Vertauschen der freien und unabhängigen Variablen erhält man, wie auch in Fig. 8 dargestellt:

$$u_m r_m = 15 \pi \cdot 2^{-1.5} (1 - \varphi)^2 \varphi^{-2.5} \quad (54)$$

$$15 \pi \cdot 2^{-1.5} = 16,66$$

Zum Vergleich diene die Fehlergleichung für die kubische Parabel:

$$u_m \sqrt{r_m} = 3 \sqrt{105} \pi \cdot 2^{-3.25} (1 - \varphi)^{1.5} \varphi^{-1.75} \quad (55)$$

$$3 \sqrt{105} \pi \cdot 2^{-3.25} = 5,73$$

3. Messung von Rechteck-Impulsen

Der Spannungswert am Gleichrichter lautet

$$[u_g]_0^{\tau_g} = \varphi \hat{u} \quad (56)$$

und damit der Stromwert bei parabolischer Kennlinie

$$[i_g]_0^{\tau_g} = k_n \varphi^n \hat{u}^n \quad (57)$$

Ladung gleich Entladung:

$$\frac{(1 - \varphi) \hat{u}}{r_m} = k_n \tau_s \varphi^n \hat{u}^n$$

$$\hat{u} = \frac{u_m}{r_m}$$

$$\frac{(1 - \varphi)^n}{r_m} = k_n \tau_s u_m^{n-1} \varphi^n \quad (58)$$

oder nach Vertauschen der freien und abhängigen Variablen erhält man

$$u_m^{n-1} \sqrt{2 \tau_s r_m} = \frac{n-1}{n} \sqrt{2 k_n^{-1} (1 - \varphi)^n \varphi^{-n}}$$

welche Gleichung mit der Gl. (35) in n explizit lautet:

$$u_m^{n-1} \sqrt{2 \tau_s r_m} = \frac{n}{n-1} \frac{n-1}{n} \sqrt{2 n (1 - \varphi)^n \varphi^{-n}} \quad (59)$$

Auch bei den Rechteck-Impulsen kommt man mit einer Fehlerkurve für alle Messinstrumentwerte und Impulsdauern aus.

Für die quadratische Parabel der Kontaktgleichrichter vereinfacht sich die Formel:

$$u_m \cdot 2 \tau_s r_m = 8 (1 - \varphi)^2 \varphi^{-2} \quad (\text{Fig. 8}) \quad (60)$$

Zum Vergleich diene die Fehlerkurve für die kubische Parabel:

$$u_m \sqrt{2 \tau_s r_m} = \frac{3}{2} \sqrt{6} (1 - \varphi)^{1.5} \varphi^{-1.5} \quad (61)$$

$$\frac{3}{2} \sqrt{6} = 3,675$$

4. Zusammenfassung der Resultate

Für die Welligkeit gelten die gleichen Überlegungen wie im Abschnitt B, Ziffer 4.

Analog gilt für den maximalen Stromwert, der für die Bemessung des Gleichrichters massgebend ist

$$\hat{i} = k_n \varphi^n \hat{u}^n$$

$$\hat{i} = (n - 1)^{n-1} \left(\frac{u_m/n}{1/\varphi - 1} \right)^n \quad (62)$$

Die abgeleitete Bezugsgrösse des Stromes ergibt sich zwangsläufig aus den Bezugsgrössen für Spannung und Widerstand des neuen relativen Systems:

$$I_0 = U_0/R_i \tag{63}$$

Die beiden Grundbezugsgrössen sind zwei charakteristische Gleichrichterdaten.

Die Gegenüberstellung der Fehlerformeln aus Tabelle I und der Gleichungen (46), (47), (54), (55), (60) und (61) zeigt folgende Proportionalitäten der Fehl Anzeige bei den verschiedenen Scheitelformen zum Scheitelspannungswert, der Impulsbreite und dem Messinstrument-Widerstandswert.

Proportionalität der Fehl Anzeige $1/\varphi$

Tabelle IV

Impulsform	Form der Charakteristik			
	Gebrochene Gerade	Quadratische Parabel	Kubische Parabel	Allgemeine Parabel
Dreieck	$^2\sqrt{\tau_e r_m \hat{u}^0}$	$^3\sqrt{\tau_e r_m \hat{u}^1}$	$^4\sqrt{\tau_e r_m \hat{u}^2}$	$^{n+1}\sqrt{\tau_e r_m \hat{u}^{n-1}}$
Sinus	$^{1,5}\sqrt{r_m \hat{u}^0}$	$^{2,5}\sqrt{r_m \hat{u}^1}$	$^{3,5}\sqrt{r_m \hat{u}^2}$	$^{n+1/2}\sqrt{r_m \hat{u}^{n-1}}$
Rechteck	$^1\sqrt{\tau_s r_m \hat{u}^0}$	$^2\sqrt{\tau_s r_m \hat{u}^1}$	$^3\sqrt{\tau_s r_m \hat{u}^2}$	$^n\sqrt{\tau_s r_m \hat{u}^{n-1}}$

Tabelle IV lässt erkennen, dass bei allen Charakteristiken die fehlerverkleinernden Faktoren wachsende Potenzen (Grenzwert 1) mit flacher werdendem Spannungskurven-Scheitel haben. Bei steigender Ordnungszahl der Gleichrichterparabel wächst der Exponent des Spannungseinflusses (Grenzwert 1) während der der Impulsbreite und des Messinstrument-Widerstandwertes sinkt (Grenzwert 0). Bei der quadratischen Kennlinie haben alle Einflusswerte den gleichen Exponenten. Mit steigender Ordnungszahl sinkt auch die Kurvenformabhängigkeit.

Aus der Gegenüberstellung erkennt man, dass allein auf die Kennlinien abgestellt der Röhrengleichrichter bei kleinen Spannungen und undefinierten Spannungsformen vorzuziehen ist, und dass man bei Kontaktgleichrichtern besonderen Wert auf einen hohen Instrument-Widerstand legen muss.

E. Kontrollen an einem ausgeführten Messgerät

1. Kennlinien-Kontrolle

Für ein Mehrbereich-Peak-to-Peak-Voltmeter in erweiterter Greinacherschaltung mit Tastkopf wurden 4 Kristalldioden europäischen Typs OA 55 mit 100-V-Sperrspannung auf gleichen Innenwiderstand ausgesucht und paarweise in Serie geschaltet. Als Bezugspunkt für die Ersatzkennlinie wurde der halbe Maximal-Dauerstrom gewählt: Bei 25 mA betrug die Spannung 3,38 V. Unter 0,5 V ergab der Exponent 2 eine sehr gute Näherung, bei höheren Spannungen bis zu derjenigen entsprechend dem Maximal-Dauerstrom war ein Exponent von 1,8 besser; die Ersatzkennlinien-Gleichung lautet damit:

$$I = 2,79 U^{1,8} \tag{64}$$

Diese Kurve ist in Fig. 9 dargestellt; die Messpunkte sind mit Kreisen angegeben. Bei $I_k = 50$ mA ist $U_k = 4,97$ V, $U_0 = 2,21$ V und $R_i = 2 \times 27,6 \Omega$.

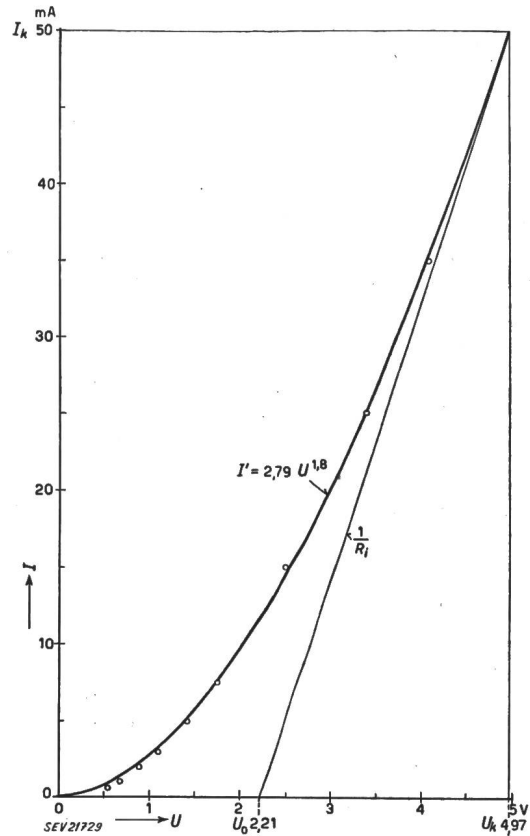


Fig. 9

Kristalldioden-Charakteristik
 — Ersatzkennlinie $I = 2,79 U^{1,8}$
 o Messpunkte für 2 Dioden OA 55 in Serie
 U Diodenspannung; U_0 Dioden-Schwellenspannung; I Diodenstrom; U_k und I_k entsprechen den kleingeschriebenen relativen Werten in Fig. 7

2. Fehlanzeigen-Kontrolle

Wir halten uns für die Fehlervergleichsmessung an die gröbere Näherung $n = 2$, um die dafür angegebene Fehlerkurve (Fig. 8) benutzen zu können. Die entsprechende Kennlinien-Gleichung heisst:

$$I = 2,19 U^2 \tag{65}$$

Bei $I_k = 50$ mA ist $U_k = 4,77$ V und die Bezugsgrössen zur Relativisierung lauten:

$$U_0 = 2,385 \text{ V} \tag{66}$$

$$R_i = 2 \cdot 25,5 \text{ V} \tag{67}$$

Die Schwellenspannung U_0 ist etwas ungünstiger, der Innenwiderstand R_i dagegen etwas günstiger als in Wirklichkeit.

Für die Fehlerkontrolle wurden positive Exponentialstösse gemessen mit $T = 20$ ms und $\tau = 40/100$. Zur Anzeige diente ein Mehrbereich-Drehspulinstrument von 20 kΩ/V mit den verwendeten Messbereichen 7,5, 30 und 75 V, entsprechend einem inneren Messinstrument-Widerstand R_m von 150, 600 kΩ und 1,5 MΩ. Die auf R_i [Gl. (67)] bezogenen relativen Werte betragen demnach rund $r_m = 3, 12$ und $30 \cdot 10^3$.

Die Spannung am Gleichrichter wurde auf einen Kathodenstrahl-Oszillographen gegeben und mit dem Peak-to-Peak-Wert einer Sinusspannung verglichen, die ihrerseits mit einem Gleichrichter-Instru-

ment von 5 kΩ/V gemessen wurde. Der Messwert multipliziert mit $2\sqrt{2}$ wurde als wahre Scheitelspannung angenommen und durch Vergleich mit dem Messwert der zu prüfenden Gleichrichter-Anordnung der gemessene Fehler bestimmt. Die berechneten Fehlerkurven für die 3 Messbereiche (Fig. 10)

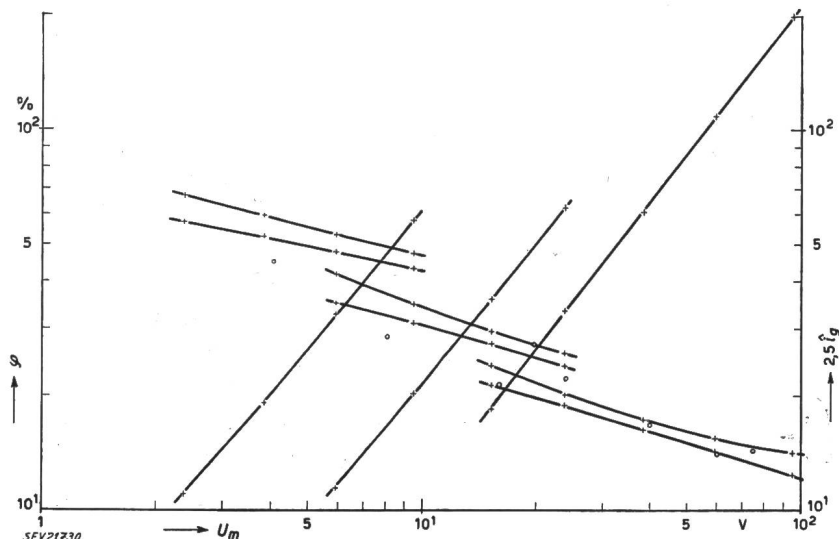


Fig. 10
Berechnete Fehler- und Spitzenstromkurven eines ausgeführten Mehrbereich-Messgerätes
Die durch Vergleichsmessung bestimmten Fehler sind mit Kreisen eingetragen
 U_m abgelesene Spannung
 φ prozentualer Messfehler
 $i_g = I_g/I_0$; I_g Gleichrichter-Spitzenstrom
 I_0 siehe Fig. 2

wurden sowohl für die geradlinig-geknickte wie für die quadratische Ersatzkennlinie gezeichnet und die Messwerte mit Kreisen angegeben. Des weiteren sind für jeden Bereich die mit der Spannung steil ansteigenden Spitzenstromwerte — aus Platzgründen mit dem Faktor 2,5 multipliziert — eingetragen. Die absolute Grösse ergibt sich durch Multiplikation mit dem Bezugsstrom I_0 , der sich aus den Gl. (63), (66) und (67) zu $I_0 = 47,7$ mA ergibt. Bemerkenswert sind die geringen streuenden Abweichungen des errechneten vom gemessenen Fehler bei hohen Spannungen, für die der Spitzenstrom das Fünffache des Maximal-Dauerstromes übersteigt. So ist bei kleineren Spannungen, also grösseren Fehlern, die Annahme berechtigt, dass die Messung mit berechneter Korrektur genauer ist als die Vergleichsmessung mit dem Kathodenstrahl-Oszillographen.

Die Kurvenschar in Fig. 8 genügt für alle Gleichrichterdaten, wenn die Kennlinie angenähert quadratisch ist. Andererseits kann man bei Vorhandensein einer genauen Vergleichs-Messapparatur aus dem Verhältnis der Anzeigen eine Impulsbreitenbestimmung durchführen auch wenn kein Kathodenstrahl-Oszillograph mit genügender Zeitdehnung zur Verfügung steht.

3. Das ausgeführte Messgerät

Fig. 11 zeigt das Prinzipschema und Fig. 12 eine Ansicht des ausgeführten asymmetrischen Impuls-Scheitelspannungsmessers. Um positive und negative Scheitel messen zu können, wurde eine erweiterte Greinacherschaltung angewandt.

Die erste Erweiterung besteht darin, dass der Vorwiderstand des Gleichstrom-Messinstrumentes symmetrisch aufgeteilt ist. Bei kleinem Innenwiderstand gegen Vorwiderstand ist es mit Hilfe zweier einfacher Drucktasten T_- und T_+ möglich, den

negativen bzw. positiven Scheitel zu unterdrücken, da der Entladestrom des entsprechenden Kondensators dann nicht mehr über das Messinstrument fliesst. Gleichzeitig ist damit aber auch der Entladewiderstand halbiert, und es wird die doppelte Einfachscheitelspannung angezeigt. Dies hat den Vorteil, dass bei symmetrischen Spannungsformen der Zeiger nach Drücken der einen oder anderen Taste stillstehen bleibt. (Einfacher Klirrfaktornachweis bei ungeraden Harmonischen!)

Die zweite Erweiterung besteht darin, dass der Bereichschalter neben den Vorwiderständen R auch

die Ladekondensatoren C umschaltet, und zwar derart, dass die Zeitkonstante $RC = 0,1$ s gleich bleibt. Dies hat den Vorteil, dass die untere Grenzfrequenz beim Umschalten von einem zum andern Spannungsbereich sich nicht ändert. Zu beachten ist, dass das Messgerät bei Drücken einer Taste auch gleichspannungsempfindlich wird.

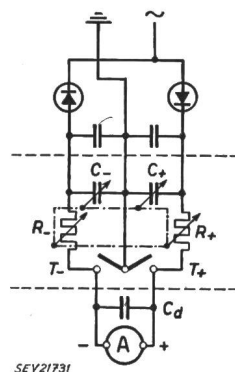


Fig. 11
Prinzipschema des Messgerätes
oben: Messkopf; mitte: Bereichbox
unten: Anzeiginstrument
 C Ladekondensatoren; R Entladewiderstände; T Tasten; C_d Dämpfungskondensator; A Mikroampèremeter; — oder + als Suffix bezeichnet die entsprechenden Elemente für negative oder positive Impulse

Dem starken Anstieg des Spitzenstromes mit wachsendem Ausschlag (Fig. 10) ist dadurch Rechnung getragen, dass ein angenähert logarithmisches Instrument gewählt wurde mit Halbausschlag schon bei einem Viertel des Maximalstromes. Diese Instrumente haben ausserdem die Annehmlichkeit der fast konstanten und in der Skalenmitte doppelt so hohen Ablesegenauigkeit gegenüber linearen Instrumenten.

Die gestrichelten Trennlinien in Fig. 11 deuten die Aufteilung des Gerätes in Messkopf, Bereichbox und Anzeiginstrument an, wie sie an der praktischen Ausführung (Fig. 12) zu sehen ist. Dabei ist das kleinste Kondensatorenpaar für die höchste Spannungsstufe im Messkopf mit eingebaut. Diese Kondensatoren werden zweckmässig so dimensioniert

niert, dass sie für die zu messende Wechselspannung praktisch einen Kurzschluss darstellen, solange das Messkopfkabel eine Serieimpedanz für die entsprechende Frequenz bedeutet. Damit erreicht man bei

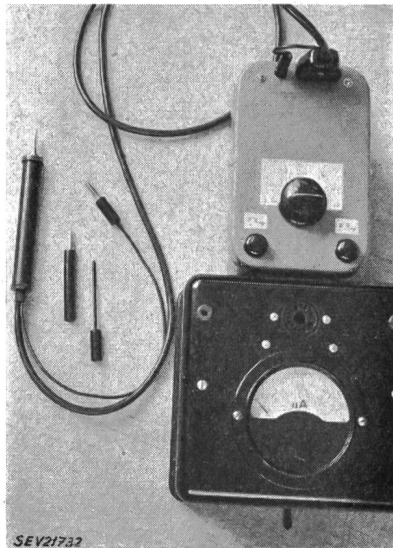


Fig. 12
Ansicht des Messgerätes

höheren Frequenzen eine saubere Trennung von Wechsel- und Gleichspannung schon im Messkopf. Im Gehäuse für das Messinstrument, das an die Bereichsbox angesteckt ist, befindet sich ein symmetrischer Scheitelspannungsmesser. Der Röhrensockel dient zur Aufnahme einer Vierfachdiode.

Die Daten des ausgeführten Messgerätes lauten: Maximale positive oder negative Scheitelspannung 200 V. Skalenbereiche 1000/400/200/100/40/20/10 V

peak-to-peak (Rechtsdrehung entspricht Zunahme des Ausschlags). Maximale Stromspitze bei Dreieckspannungen 150 mA, bei entsprechend kürzeren Impulsen bis 500 mA kurzzeitig. Anzeige-Instrument logarithmisch 200 μ A mit einem spezifischen Gleichspannungswiderstand von 5 k Ω /V. Spezifischer Doppelscheitelspannungswiderstand des Messgerätes 3/4 k Ω /V, entsprechend einem spezifischen Effektivspannungswiderstand zweier parallelgeschalteter

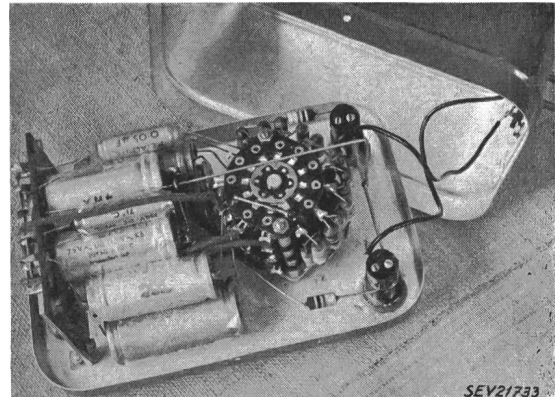


Fig. 13
Innenansicht der Bereichsbox

Voltmeter von je 4,25 k Ω /V. Frequenzbereich 50 Hz bis 300 MHz bei einer Eingangskapazität von < 2 pF. Als Zubehör dienen auf den Bananenstecker des Messkopfs aufsteckbare Schutzwiderstands- und Tastspitzen.

Literatur

Kammerloher J.: Hochfrequenztechnik, Teil III: Gleichrichter. Leipzig 1942.

Adresse des Autors:

Erwin de Gruyter, Ingenieur, Strandweg 7, Wabern (BE).

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Leitkautschuk in der Elektrotechnik

621.315.5 : 678
[Nach Elisabeth Bormann: Leitgummi in der Elektrotechnik. VDE-Fachberichte Bd. 17(1953), S. 37/L...44/I]

Kohlenstoff in Form von Russ dient in der Kautschukindustrie als Zusatzmittel, welches die Verbesserung der technologischen Eigenschaften des Kautschuks bewirkt. Bei Verwendung von bestimmten Rußsorten, z. B. Azetylenruß in geeignetem Verhältnis, kann dabei der spezifische Widerstand des Kautschuks soweit verringert werden, dass er Größenordnungen von einigen Ω cm erreicht. Aus Fig. 1 sind Beispiele von Leitfähigkeiten solcher leitender Kautschukmischungen zu ersehen. An Hand von Elektronenaufnahmen wird gezeigt, dass bei den inaktiven Russqualitäten die Russpartikel verhältnismässig gross und von der Kautschukmasse vollständig umhüllt sind, während bei den aktiven Russen kleine Teilchen vorliegen, welche sich teilweise kettenförmig aneinanderreihen können. Sowohl die Eigenleitfähigkeit, besonders aber die Übergangswiderstände zwischen den einzelnen Russpartikeln spielen dabei für die Leitfähigkeit der fertigen Mischung eine ausschlaggebende Rolle. Aus dieser Figur erklärt sich auch die Tatsache, dass Kautschukmischungen gleicher Bruttozusammensetzungen stark verschiedene Leitfähigkeiten aufweisen können, da durch die Behandlung während der Mischung und die nachherige Weiterverarbeitung die Struktur des Russgerüsts in unkontrollierbarer Weise verändert werden kann (siehe z. B. die Proben A und B in Fig. 1, welche die gleiche Bruttozusammensetzung aufweisen).

Das Bild der leitenden Teilchenketten erklärt auch das Verhalten der Leitfähigkeit in Abhängigkeit der Dehnung. Bei geringen Dehnungen bis zu etwa 6% steigt der elektrische Widerstand angenähert proportional der Dehnung und

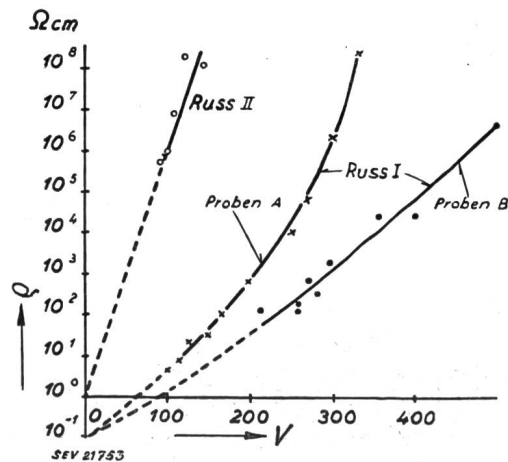


Fig. 1
Spezifischer Widerstand von Leitkautschuk in Funktion des Kautschukgehaltes
 ρ spezifischer Widerstand
V Teile Kautschuk pro 100 Teile Russ