

# Über den Einfluß von Gleichrichterzellen auf Schaltvorgänge.

**Dissertation**

zur Erlangung der Würde  
eines Doktor-Ingenieurs  
der Technischen Hochschule zu Berlin

vorgelegt am 6. Juni 1936

von

**Richard Hornickel**, Dipl.-Ing.<sup>2</sup>  
aus Angermünde.

Genehmigt am 25. Februar 1937

**Berichter: Professor Kűpfműller.**  
**Mitberichter: Professor Dr. Leithűuser.**

ISBN 978-3-662-28117-8      ISBN 978-3-662-29625-7 (eBook)  
DOI 10.1007/978-3-662-29625-7

**Sonderdruck aus „Elektrische Nachrichtentechnik“, Heft 11, 1937.**

# Über den Einfluß von Gleichrichterzellen auf Schaltvorgänge.

Von R. Hornickel, Berlin\*).

DK 621. 396. 615. 17  
621. 317. 39: 621. 318. 5  
534. 42

Zur Erzeugung von Vokalen auf elektrischem Wege braucht man eine Stromquelle, die bei genügender Konstanz einen möglichst gleichmäßigen Obertongehalt bis zu rd. 4000 Hz besitzt. Nach längeren Versuchen mit der bekannten Blinkerschaltung einer Glühlampe und mit einer Lichtsirene, die aber beide nicht befriedigten, wurde schließlich eine Dynatron-Kippschaltung benutzt, die eine gute Konstanz besaß. Durch die Verwendung eines Gleichrichters und einer Induktivität ließ sich der Obertongehalt erheblich verbessern. Der hierbei beobachtete Einfluß des Gleichrichters auf den Schaltvorgang wurde weiterhin benutzt, um die Schaltzeiten eines Fernmelde-relais in verschiedener Weise zu verändern.

## Grundsätzliche Anordnungen

Bei einem einfachen Stromkreis mit Induktivität  $L$  und Widerstand  $R$  in Reihe ist bekanntlich die Zeitkonstante  $L/R$  für die Geschwindigkeit des Stromanstieges beim Einschalten maßgebend. Setzt man an Stelle des Widerstandes  $R$  einen Gleichrichter, der beim Umpolen des Stromes seinen Widerstand (nahezu) sprunghaft ändert, so ergeben sich für die Schaltung zwei Zeitkonstanten, die von der Stromrichtung abhängig sind. Abb. 1 zeigt die an mehreren parallel geschalteten Kupferoxydul-Gleichrichterscheiben gemessene Strom-Spannungskennlinie, Abb. 2 den daraus abgeleiteten Widerstandsverlauf. Das Verhältnis der Widerstände in beiden Spannungsrichtungen für große Spannungen ist ein Maß für die Güte des Gleichrichters; es soll möglichst groß sein. Durch Einschalten von ohmschen Widerständen kann es beliebig verkleinert werden.

Im folgenden soll von dem Übergangstück zwischen beiden Stromrichtungen abgesehen werden, indem vorausgesetzt wird, daß die anliegenden Spannungen stets genügend weit in das Gebiet annähernd konstanten Widerstandes hineinsteuern.

Eine Schaltung, die für die Anwendungen wichtig ist, ist in Abb. 3 dargestellt.  $R$  ist ein ohmscher Widerstand,  $V$  ein Gleichrichter mit den beiden Widerständen  $V_1$  und  $V_2$ .

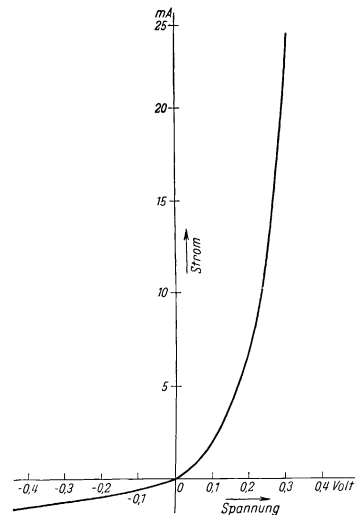


Abb. 1. Strom-Spannungskennlinie eines Trocken-gleichrichters.

Der Strom  $i_1$  ergibt sich zu:

$$i_1 = \frac{U}{R} \left( 1 - e^{-\frac{1}{L} \cdot \frac{RV}{R+V} t} \right).$$

Als wirksamer Widerstand in der Zeitkonstante ergibt sich also die Parallelschaltung von  $R$  und  $V$ . Für  $i_2$  erhalten wir entsprechend:

$$i_2 = \frac{U}{R-V} e^{-\frac{1}{L} \cdot \frac{RV}{R+V} t}$$

und für den Gesamtstrom  $i = i_1 + i_2$ :

$$i = \frac{U}{R} \left( 1 - \frac{1}{R/V+1} e^{-\frac{1}{L} \cdot \frac{RV}{R+V} t} \right).$$

Wird die Stromrichtung gewechselt, so ändert sich  $V$  und damit der Stromverlauf beim Schalten. Beim Abschalten von  $U$ , z. B. durch Kurzschluß,

\*) Auszug aus einer Dissertation der Techn. Hochschule, Berlin.

ändert  $L di/dt$  sein Vorzeichen, infolgedessen ändert sich auch  $V$ . Beim Ein- und Ausschalten werden also verschiedene Zeitkonstanten wirksam. Dasselbe wird erzielt, wenn man die Zweitwicklung eines Transformators mit einem Gleichrichter belastet, dessen Erstwicklung in einem Gleichstromkreise liegt. Die Zweitspannung des Transformators wechselt beim Ein- und Ausschalten jedesmal ihr Vorzeichen und läßt so beide Richtungen des Gleichrichters für den Schaltvorgang abwechselnd wirksam werden. Die wirksame Zeitkonstante für den Einschaltstrom ist bei fester Kopplung die Summe der primären und sekundären Zeitkonstanten, und wenn die erstere klein gehalten wird,

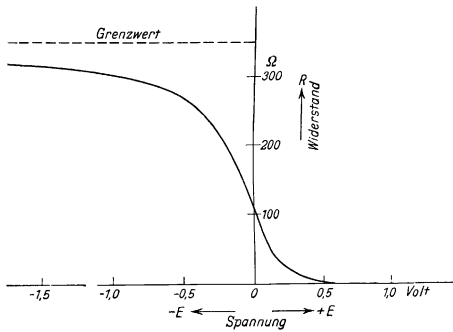


Abb. 2. Widerstandskennlinie eines Trockengleichrichters.

ist die sekundäre maßgebend für den Stromverlauf. Diese Anordnung ist zu Messungen an einem Fernmelderelais benutzt worden, von denen am Schluß berichtet wird.

Ähnlich liegen die Verhältnisse bei Stromkreisen mit Widerstand und Kondensator. Ein Eingehen auf diese Fälle erübrigt sich.

**Vokalapparat.**

Bei der Erzeugung von Vokalen auf elektrischem Wege wurde von den Einschwingvorgängen zunächst abgesehen, so daß die Aufgabe blieb, die Spektra von dauernd gesprochenen Vokalen zu erzeugen.

Der einzuschlagende Weg war durch den natürlichen Sprechvorgang vorgezeichnet. Aus dem Spektrum eines obertonreichen Generators mit der Grundfrequenz, auf der gesprochen wird (Kehlkopf), werden durch Resonanzräume (Resonanzräume der menschlichen Mund-, Rachen- und Nasenhohlräume) Obertongebiete, die je nach dem

Vokal nach Lage und Stärke wechseln, die sogenannten Formanten ausgesiebt. Im Zusammenhang mit der vorliegenden Untersuchung ist dabei besonders wichtig, daß bei einigen Vokalen sowohl hohe wie auch tiefe Formanten gleichzeitig auftreten, während zwischen ihnen die Obertöne

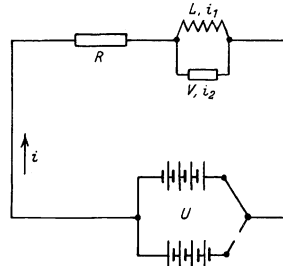


Abb. 3. Einfluß des Gleichrichters  $V$ .

außerordentlich schwach sind. Der stärkste Teilton des hohen Formanten ist dabei zuweilen stärker als der entsprechende des tieferen. Schließlich liegen die hohen Formanten häufig noch über 4000 Hz, was bei einem Grundton von vielleicht 130 Hz (mittlere Männerstimme) ungefähr dem 30. Teilton entspricht. Für eine Baßstimme (um 80 Hz) ist dort schon der 50. Teilton zu suchen. Diese hohen Teiltöne müssen also im Schwingungserzeuger genügend weit über dem Störpegel liegen, um einwandfrei verstärkt werden zu können. Um eine Übersicht über die theoretischen Möglichkeiten zu geben, will ich zunächst die Fourierschen Koeffizienten einiger geometrischer Schwingungsformen berechnen. Dafür gehe ich von dem einfachsten Fall, dem Rechteckstoß aus. Die Periode sei  $2\pi$ , die Dauer des Stoßes  $b$ , seine Amplitude  $h$  (Abb. 4). Die Funktion  $y(t)$  ist darzustellen durch

$$0 < t < b: y = h,$$

$$b < t < 2\pi: y = 0.$$

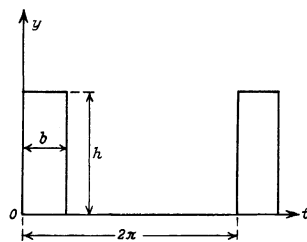


Abb. 4. Rechteckstoß.

Für die  $k$ -te Sinus-Komponente erhält man dann

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \sin kt \, dt$$

$$= \frac{h}{\pi k} (1 - \cos kb).$$

Für die Cosinus-Komponente ergibt sich entsprechend

$$B_k = \frac{b}{\pi} \int_0^b \cos kt \, dt,$$

$$= \frac{h}{\pi k} \sin kb.$$

Der Betrag des  $k$ -ten Teiltönen erscheint dann als

$$I_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$$

$$= \frac{2h}{\pi k} \sin \frac{kb}{2}.$$

Für die weitere Rechnung ist es vorteilhaft,  $I_k$  in eine Funktion der Frequenz zu verwandeln, indem  $k$  durch  $f/f_0$  ersetzt wird.  $f_0$  ist die Grundfrequenz,  $f$  die Frequenz des  $k$ -ten Teiltönen. Dann ist

$$I_k = \frac{2h}{\pi f} \sin \frac{fb}{2f_0}.$$

Man erkennt zunächst, daß das Spektrum Nullstellen hat, nämlich da, wo

$$\frac{f'}{2f_0} = n\pi, \quad n = 1; 2; 3 \dots$$

oder

$$f' = \frac{2n\pi f_0}{b}.$$

Bezeichnet man

$$\frac{b}{\pi} = c, \quad 0 < c < 2$$

so ist

$$\frac{f'}{f_0} = \frac{2n}{c}.$$

Für  $c = 1$ , d. h., wenn der Stoß halb so lange wie die Periode dauert, verschwinden die geradzahigen Teiltöne. Ein solches Spektrum erzeugen z. B. bestimmte Holzblasinstrumente.

Die erste Nullstelle  $f/f_0 = 2/c$  geht mit verschwindendem  $c$ , d. h. mit immer kürzer dauerndem Stoß bei konstanter Stoßfrequenz gegen unendlich. Das Spektrum wird also immer gestreckter. Um den Grenzwert zu erhalten, wenn  $b$  verschwindet, soll

$hb$ , das ist die Fläche und damit die Energie des Stoßes, konstant bleiben, wenn  $b$  gegen Null geht.

$$h \cdot b = \text{const.}$$

Dann ist

$$I_k = \frac{2cf_0}{\pi bf} \sin \frac{fb}{2f_0},$$

und es wird

$$\lim_{b \rightarrow 0} I_k = \frac{hb}{\pi}.$$

Das Spektrum besteht in diesem Falle aus einander gleichen Teiltönen. Ein solch kurzer Stoß ist demnach das gegebene für den oben erwähnten Zweck eines Vokalapparates.

Die Prinzipschaltung des zur Schwingungserzeugung benutzten Dynatrons zeigt Abb. 5, ein mit dieser Anordnung erzeugtes Schwingungsbild Abb. 6a nach einem Oszillogramm. Eine Analyse dieser Schwingung ist in Abb. 6b dargestellt. Die Obertöne sind bei diesen Spektren in Prozenten

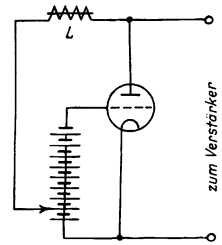


Abb. 5. Dynatronschaltung.

des Grundtones logarithmisch aufgetragen, um sie bis zu 1% hinunter noch genügend deutlich darstellen zu können. Es ist zu erkennen, daß ungefähr nach jedem 3. Teilton eine Nullstelle des Spektrums liegt. Zur harmonischen Analyse wurde das Suchtonverfahren benutzt. Hierbei wurden die Spannungen des Suchtons und der zu messenden Schwingung so bemessen, daß keine Übersteuerung des Gleichrichters der Suchtonapparatur auftrat, um die durch den Oberton des Suchtons hervorgerufenen Meßfehler so klein wie möglich

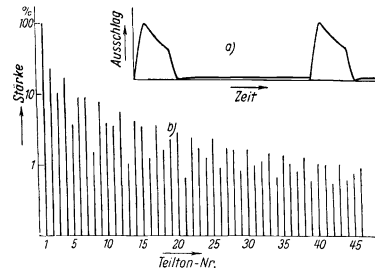


Abb. 6. Dynatronschwingung, Grundton 116 Hz.

zu machen. Gemessen werden konnte so noch  $\frac{1}{2}\%$  des stärksten Teiltones mit einer Genauigkeit von etwa 10%.

Um bei dieser Schwingung die Stoßdauer zu verkürzen, wurde parallel zu der Induktivität  $L$  (Abb. 5) eine Gleichrichterröhre geschaltet, siehe Abb. 7.

Zur Erläuterung ihrer Wirkungsweise sei auf Abb. 8 verwiesen, die eine idealisierte Kennlinie eines Dynatrons darstellt.  $I$  ist der Anodenstrom,

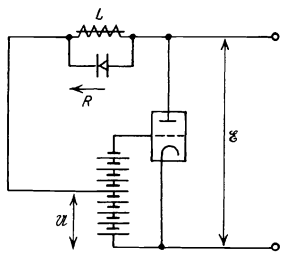


Abb. 7. Verbesserte Dynatronschaltung.

$E$  die Anodenspannung,  $U$  die Batteriespannung im Anodenkreis. Bei ihrem Einschalten liegt im Stromkreis eine Zeitkonstante, gebildet aus der Spule  $L$  und dem ohmschen Widerstand des Dynatrons  $E/I$ . Der Widerstand des Gleichrichters in Sperrrichtung ist zu vernachlässigen. Dieser Zeitkonstante entsprechend steigt der Strom an

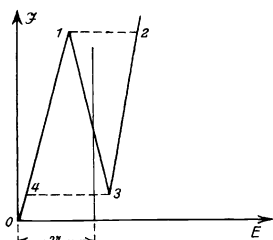


Abb. 8. Dynatronkennlinie.

und mit ihm die Spannung  $E$  an der Röhre bis zum Punkte 1. Hier springt die Spannung  $E$  zum Punkte 2, da  $I$  im Dynatron von 1 aus nicht weiter steigen kann. Von jetzt ab nimmt der Strom wieder ab, da die Spannung  $U$  kleiner ist als die ihr entgegengerichtete Spannung  $E$  an der Röhre. Infolgedessen kehrt die Spannung an der Spule  $L$   $di/dt$  ihre Richtung um, und der Widerstand  $R$  des Gleichrichters in der Durchgangsrichtung wird wirksam. Er vergrößert jetzt die

Zeitkonstante im Verhältnis  $(RD)/D$  ( $D =$  Widerstand des Dynatrons auf Kurvenast 2 bis 3), so daß das Abnehmen des Stromes langsamer vor sich geht als das Ansteigen. Dementsprechend wird Punkt 3 der Spannung später erreicht als ohne Gleichrichter. Von 3 springt die Spannung dann auf den Wert Punkt 4, wo das Spiel von neuem beginnt. Abb. 9a zeigt die mit dieser Anordnung erzeugte Schwingungskurve nach einem Oszillogramm, Abb. 9b das gemessene Spektrum. Hier ist die erste Nullstelle im Gegensatz zum vorigen Spektrum bis in die Nähe des 41. Teiltone gewandert, was für unseren Zweck sehr günstig ist.

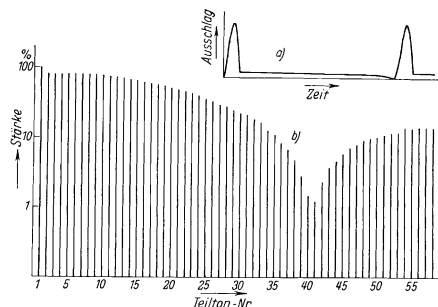


Abb. 9. Dynatronschwingung nach Abb. 7, Grundton 100 Hz.

Im Schwingungsbild  $a$  ist die Stoßdauer so zusammengeschrumpft, daß für sie nicht mehr die Zeit von einem Kippunkt bis zum anderen maßgebend ist, sondern die Geschwindigkeit, mit der das Kippen selbst vor sich geht, jedenfalls herunter bis zu tiefsten Sprachfrequenzen. Erst bei sehr tiefen Frequenzen unter einigen zehn Hertz fängt der Stoß an, wieder der Rechteckform ähnlich zu werden.

Zum Vergleich mit dem gemessenen Spektrum sind nachstehend die Fourierkoeffizienten zweier der Schwingungsform Abb. 9a ähnlichen Funktionen, nämlich die eines gleichschenkligen Dreiecks und die einer Sinus-Halbwellen berechnet worden. Entsprechend den Bezeichnungen der Abb. 4 sind die Gleichungen der zu analysierenden Funktion  $y$  für den Dreieckstoß:

- a)  $0 < t < b/2: y = \frac{2ht}{b}$ ,
- b)  $b/2 < t < b: y = 2h - \frac{2ht}{b}$ ,
- c)  $b < t < 2\pi: y = 0$ .

Man erhält damit auf demselben Wege wie bei dem Rechteckstoß als Endergebnis:

$$I_k = \frac{8h}{\pi b k^2} \sin^2 \frac{kb}{4}.$$

Für den Sinusstoß ist:

$$0 < t < b: y = k \sin \frac{\pi}{b} t.$$

Für

$$b < t < 2\pi: y = 0.$$

Der  $k$ -te Teilton ergibt sich hier zu

$$I_k = \frac{2hb \cos \frac{kb}{2}}{\pi^2 - k^2 b^2}.$$

Die Nullstellen des Spektrums liegen bei

$$k_0 = (2n + 1) \frac{\pi}{b}, \quad n = 1; 2; 3; \dots^1)$$

Beim Dreieckstoß liegen sie bei

$$k_0 = 4n \frac{\pi}{b}, \quad n = 1; 2; 3; \dots$$

Wir erinnern uns, daß bei dem Rechteckstoß Nullstellen auftraten, wo

$$k_0 = \frac{2\pi n}{b}, \quad n = 1; 2; 3; \dots$$

Bezogen auf gleiche Stoßdauer und gleiche Periode liegen also beim Dreieckstoß die Nullstellen weiter auseinander. In den Abb. 10 bis 12 sind die Spektra von Rechteck-, Dreieck- und Sinusstoß gezeichnet für den Fall, daß die erste Nullstelle bei  $k = 41$  liegt. Neben jedem Spektrum sind die zugehörigen Schwingungskurven eingezeichnet. Der Sinus Stoß kommt mit seiner Teiltonverteilung augenscheinlich der Dynatronschwingung am nächsten.

Für die Vokalerzeugung reichte das Spektrum nach Abb. 9 noch nicht aus wegen der oft notwendigen Stärke der hohen Formanten gegenüber tiefliegenden. Deshalb wurden noch frequenzentzerrnde Dämpfungsglieder eingeschaltet, die bis zur ersten Nullstelle ein geradliniges Spektrum erzeugen sollten. Es wurden überbrückte  $T$ -Glieder verwendet, für die berechnete Dämpfungskurven

<sup>1)</sup>  $n = 0$ , d. h.  $h = \pi/b$  ist keine Nullstelle, hierfür wird

$$I_k = \frac{hb}{2\pi} \left[ \lim_{k \rightarrow \frac{\pi}{b}} \frac{\cos \frac{bk}{2}}{\pi^2 - k^2 b^2} = \frac{1}{4\pi} \right].$$

vorliegen<sup>2)</sup>. Die Resonanzstelle des Entzerrers wurde in die Nähe der ersten Nullstelle im Teiltonverlauf gelegt. Die Analyse der Dynatronschwingung am Ausgang des Entzerrers ist in Abb. 13

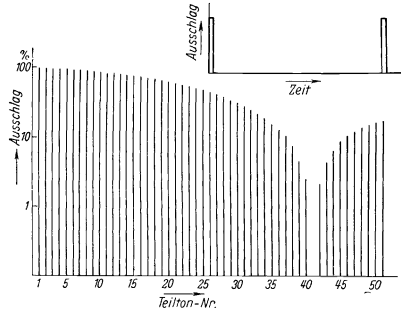


Abb. 10. Rechteckstoß.

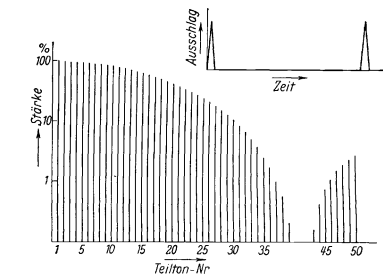


Abb. 11. Dreieckstoß.

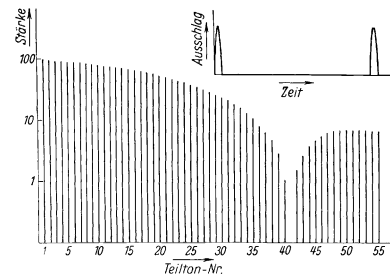


Abb. 12. Sinusstoß.

aufgetragen, wo gleichzeitig der Aufbau des Entzerrers angegeben ist. Die Teiltöne sind bis zum vierzigsten nahezu gleich stark, das verlangte Ziel

<sup>2)</sup> Vgl. Gandtner und Wohlgenuth, Wiss. Ver. Siemens, Bd. 7, Heft 2, S. 78.

ist also erreicht<sup>3)</sup>. Etwas über diesem Teilton liegt ein Maximum, weil dort der Entzerrer sein Dämpfungsminimum hat.

Mit diesem Spektrum ließen sich nun alle gewünschten Formantzusammensetzungen erzeugen. Zum Beispiel ist in Abb. 14 das Spektrum des gesprochenen Vokales „e“ einer Männerstimme und das der zugehörigen Nachbildung nebeneinandergestellt, wobei die Nachbildung auf das

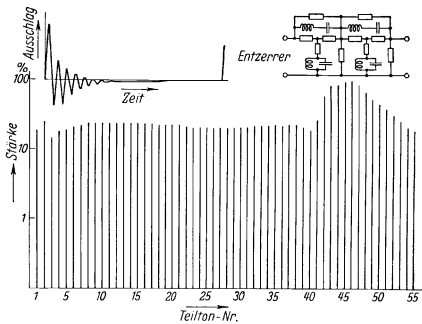


Abb. 13. Dynatronschiwingung hinter Entzerrer.

Spektrum beschränkt wurde (im Oszillographen blieben noch Unterschiede erkennbar). Das gesprochene Spektrum wurde durch Mittelbildung aus registrierten Messungen der einzelnen Teiltöne gewonnen. Die Unterschiede zwischen den einzelnen Teiltönen sind nicht mehr hörbar.

In Abb. 13 ist auch noch das Schwingungsbild der Spannung am Entzerrerausgang wiedergegeben. Es sieht einer gedämpften Schwingung ähnlich und weist damit auf die andere Möglichkeit hin, den Entzerrervorgang als gedämpfte Schwingung des Entzerrers aufzufassen, die durch den Stoß hervorgerufen wird. Dann überlagert sich das auf diese Weise erzeugte Spektrum dem des Stoßes, wie es z. B. in Abb. 10 dargestellt ist, zu einem gemeinsamen. In Abb. 13 ist noch ein Rest des ursprünglichen Stoßes zu erkennen. Nehmen wir jetzt an, der Stoß sei unendlich kurz, so daß er

im Schwingungsbild hinter dem Entzerrer nicht mehr in Erscheinung tritt, dann würde also eine gedämpfte Schwingung auftreten. Das Spektrum des Stoßes ist jetzt vor dem Schwingungskreis geradlinig, wie wir oben gesehen haben. Das Zwischenschalten des Entzerrers bewirkt eine Änderung der Teiltonverteilung, die wir durch Ausrechnen feststellen können. Die Periode sei wieder  $2\pi$ , das Schwingungsbild einer Periode sei dargestellt durch

$$y = c e^{-at} \sin nt.$$

$n$  bedeutet die Anzahl der Schwingungen innerhalb einer Periode,  $a$  ist maßgebend für die Dämpfung,  $c$  für die größte Schwingweite. Wir erhalten für die Stärke des  $k$ -ten Teiltones  $I_k$ :

$$I_k = \frac{c n (1 - e^{-2a\pi})}{\pi \sqrt{(a^2 + (n+k)^2) (a^2 + (n-k)^2)}}.$$

Statt  $k$  soll wieder  $f/f_0$  eingeführt werden. Wenn wir jetzt zur Feststellung der Extrema den Differentialquotienten  $dI_k/df$  bilden und ihn gleich Null setzen, so ergibt sich im Zähler als von  $f$  abhängiger Teil, abgesehen von einem konstanten Faktor,

$$2 \left( n + \frac{f}{f_0} \right) \left( a^2 + \left( n - \frac{f}{f_0} \right)^2 \right) - \left( a^2 + \left( n + \frac{f}{f_0} \right)^2 \right) 2 \left( n - \frac{f}{f_0} \right).$$

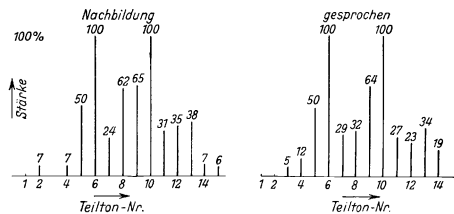


Abb. 14. Vokal „e“, Grundton 117 Hz.

$dI/df$  verschwindet, wenn, wie man leicht nachprüfen kann,

$$f/f_0 = \sqrt{n^2 - a^2}.$$

Der stärkste Teilton liegt also je nach der Größe des Dämpfungsexponenten  $a$  mehr oder weniger tief unter  $n$  und fällt mit verschwindender Dämpfung mit  $n$  zusammen. Wir haben hier den formelmäßigen Ausdruck für den Begriff „Formant“. Der stärkste Teilton hat den Betrag

$$I_{kmax} = \frac{c (1 - e^{-2a\pi})}{2 a \pi}.$$

<sup>3)</sup> Man könnte übrigens das beschriebene Verfahren zur Entzerrung des Spektrums über die erste Nullstelle hinaus fortsetzen, indem man für die Teiltöne zwischen je zwei aufeinanderfolgenden Nullstellen je einen besonderen Entzerrer vorsieht und diese vom Generator aus gesehen alle in Reihe schaltet, vom Verbraucher aus parallel, wobei durch Spannungsteiler dafür zu sorgen wäre, daß an den Ausgängen sämtlicher Entzerrer die gleiche Amplitude herrscht.



Für  $a = n$  liegt er über dem Nullpunkt der Frequenzachse. Ein solches Spektrum und das zugehörige Schwingungsbild sind in Abb. 15 auf gezeichnet. Man sieht, daß das Spektrum, obgleich die Schwingung einem Stoß schon sehr ähnlich sieht, sich mit dem Spektrum eines solchen nicht vergleichen läßt, vor allem deshalb, weil hier nur eine Nullstelle im Unendlichen vorhanden ist. Denn  $I_k$  geht nur für große  $k$  gegen 0. Für  $k = 0$  ist

$$I_0 = \frac{B_0}{2} = \frac{cn}{2\pi} \frac{(1 - e^{-2a\pi})}{(a^2 + n^2)}$$

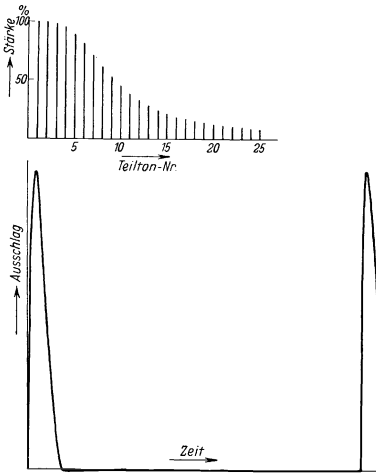


Abb. 15. Stark gedämpfte Schwingung.

Die Schwingung enthält also auch eine Gleichstromkomponente. Schwingungsbild und Spektrum sind noch einmal für kleinere Dämpfung, nämlich mit  $a = 0,3$  berechnet und gezeichnet (Abb. 16). Spektra mit ähnlichen Dämpfungswerten können bei Vokalen oft beobachtet werden.

**Relais.**

Im Anschluß an die Arbeiten mit dem Dynatron wurde der Einfluß von Gleichrichtern auf die Schaltzeiten eines Fernmelderelais untersucht. Dies wurde benutzt, weil sich hier einmal der Einfluß des Gleichrichters auf die Zeitkonstante mit Hilfe der Schaltzeiten recht gut messen läßt, zum anderen, weil die Beeinflussung von Relaischaltzeiten von praktischem Interesse ist. Die Anwendung von Gleichrichtern ermöglicht,

wie die Meßergebnisse zeigen werden, die Verlängerung nur einer Schaltzeit ohne erhebliche Beeinflussung der anderen.

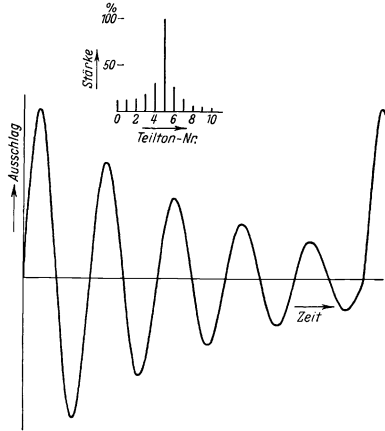


Abb. 16. Schwach gedämpfte Schwingung.

Zur Messung der Relaischaltzeiten wurde eine Anordnung benutzt, die grundsätzlich von Woelk<sup>4)</sup> angegeben ist. Seine Methode wurde in der Richtung verbessert, daß die Schaltzeit an einem Strommesser als Dauerausschlag erscheint, wobei

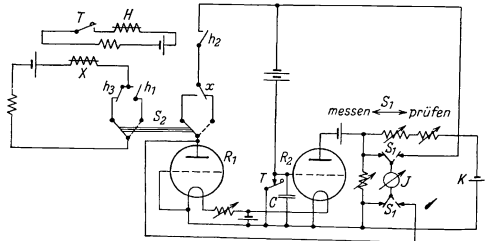


Abb. 17. Meßgerät für Relaischaltzeiten.

eine geradlinige Eichkurve zugrundeliegt. Die Anordnung ist in Abb. 17 dargestellt und arbeitet wie folgt:

Durch die Taste  $T$  wird ein Hilfsrelais  $H$  eingeschaltet, welches zwei Kontakte genau gleichzeitig betätigt. Mit seinem Kontakt  $h_1$  schaltet es das Relais  $X$  ein, dessen Zeiten gemessen werden sollen. Mit  $h_2$  wird gleichzeitig der Anodenkreis einer Röhre  $R_1$  geschlossen, die im Sättigungs-

<sup>4)</sup> ENT 2, S. 33, 1925.

bereich arbeitet. Dadurch wird der Kondensator  $C$  auf eine mit der Zeit proportional anwachsende Spannung aufgeladen, bis das Relais  $X$  durch Öffnen seines Kontaktes  $x$  unterbricht<sup>5)</sup>. Der Spannung an  $C$  ist dann der Ausschlag des Milliampereometers  $I$ , das bei Spannung 0 am Kondensator durch Hilfsbatterie  $K$  auf 0 kompensiert war, bei gerader Kennlinie der Röhre  $R_2$  verhältnismäßig. Man erhält so an  $I$  einen der Anzugszeit von  $X$  proportionalen Ausschlag.

Durch Umschalten von  $S_2$  läßt sich die Abfallzeit messen. Der den Meßbereich bestimmende Sättigungsstrom der Röhre  $R_1$  wird durch  $I$  in Stellung „Prüfen“ des Schalters  $S_1$  gemessen und mit dem Heizwiderstand nachgestellt. Die Gleichzeitigkeit der Kontakte  $h_1$  und  $h_2$  und  $h_3$  mit  $h_3$  wurde mit Schaltungen geprüft ähnlich denen, die von Mühlbrett und Boysen<sup>6)</sup> angegeben sind. Der Sättigungsstrom von  $R_1$  blieb bei Änderung der Anodenspannung nicht genau konstant, wie nachstehende Tafel 1 zeigt.

Tafel 1.

$E_a$	$I_a 1$	$I_a 2$	$I_a 3$
112	1,025	0,518	0,104
100	1,0	0,50	0,10
90	0,965	0,488	0,10

Da die Anodenspannung  $E_a$  beim Messen um die Kondensatorspannung fällt, tritt eine Abweichung von der Proportionalität zwischen Kondensatorspannung und Meßzeit auf, die am stärksten ist beim 1 mA-Bereich.

Setzen wir für den Sättigungsstrom an

$$I_a = I_0 + c E_a, \quad I_0, c \text{ Konstante,}$$

was für den kleinen in Frage kommenden Bereich der Anodenspannung von 100 bis rd. 95 Volt ausreicht, so können wir uns auf verhältnismäßig einfache Weise einen Überblick über die durch diesen Verlauf von  $I_a$  zu erwartenden Fehler machen.  $u_c$  sei die Spannung des Kondensators  $C$ ,  $B$  die der Anodenbatterie. Dann ist

$$C \frac{d u_c}{d t} = I_a = I_0 + c (B - u_c)$$

mit der Lösung

$$u_c = A e^{-\frac{t c}{C}} + \frac{I_0 + c B}{c},$$

worin  $A$  dadurch, daß für die Zeit  $t = 0$  auch  $u_c = 0$  sein soll, bestimmt wird zu

$$A = - \left( \frac{I_0}{c} + B \right).$$

$u_c$  bekommt damit die Form

$$u_c = \left( \frac{I_0}{c} + B \right) \left( 1 - e^{-\frac{t c}{C}} \right).$$

Eine Reihenentwicklung bis zum dritten Gliede lautet dann:

$$u_c = \left( \frac{I_0}{c} + B \right) \left( \frac{t c}{C} - t^2 \frac{\left( \frac{c}{C} \right)^2}{2} + t^3 \frac{\left( \frac{c}{C} \right)^3}{6} \right).$$

Die zahlenmäßige Auswertung dieser Beziehung ergibt, daß man für einen verhältnismäßigen Fehler bis zu 3% höchstens 36 msec messen kann.

Das für die Messungen benutzte Relais  $X$  hatte zwei gleiche Wicklungen, von denen eine für den Arbeitsstrom benutzt und die andere auf verschiedene Art belastet wurde. Bei allen Messungen wurde mit konstanter Batteriespannung im Relaiskreis und veränderlichem Vorwiderstand der Arbeitsstrom eingestellt, und so wurden Kurven für die Anzugs- und Abfallzeiten gewonnen. Als Abszisse wurde das Verhältnis dieses Arbeitsstromes zu dem Strom aufgetragen, bei dem das Relais gerade anspricht, die sogenannte Ansprechsicherheit  $S$ . Aufgetragen wurde außer den Anzugs- und Abfallzeiten auch die Differenz Anzugsminus Abfallzeit, da diese für die Anwendung wichtig ist, denn sie bewirkt die Änderung der dem Relais aufgedruckten Zeichen. Außerdem läßt sie die mit den Gleichrichtern erzielten Wirkungen besonders deutlich werden. Ihr Verlauf ist in den Abbildungen gestrichelt eingetragen.

Zunächst wurde Wicklung 2 offen gelassen (Abb. 18) und dann direkt kurzgeschlossen (Abb. 19). Man erkennt, daß Anzugs- und Abfallzeit durch die Kurzschlußwicklung erheblich vergrößert werden. Bei Belastung der zweiten Wicklung mit einem Selen-Gleichrichter werden die beiden Zeiten ungleich stark beeinflusst, Abb. 20 und 21. Die zugehörigen Differenzkurven zeigen den großen Unterschied gegenüber einfachem Kurzschluß. Während bei diesem (Abb. 19) zunächst die Anzugszeit, dann die Abfallzeit überwiegt, zeigt Abb. 20 ein starkes Überwiegen der Abfallzeit, Abb. 21 ein solches der Anzugszeit. Zum Ver-

<sup>5)</sup> Schalter  $S_2$  in der rechten Stellung.

<sup>6)</sup> Mühlbrett-Boysen, Femmelderrelais, 1933.

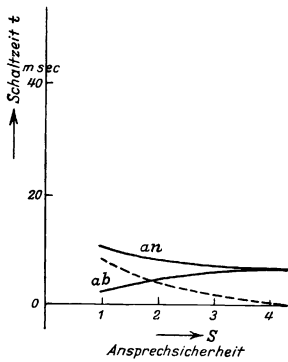


Abb. 18. Leerlauf.

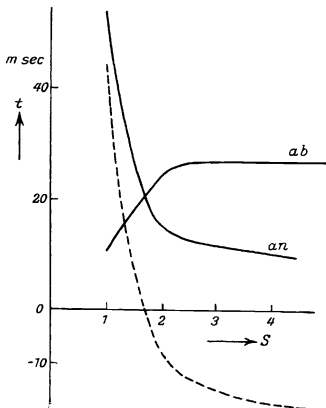


Abb. 19. Kurzschluß.

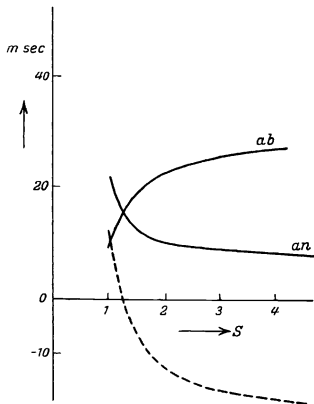


Abb. 20. S-Gleichrichter.

gleich wurden die Werte entsprechend Abb. 21 noch einmal gemessen unter Verwendung eines Kupferoxydul-Gleichrichters (Abb. 22). Die Anzugszeit hat sich hier nicht vergrößert gegenüber

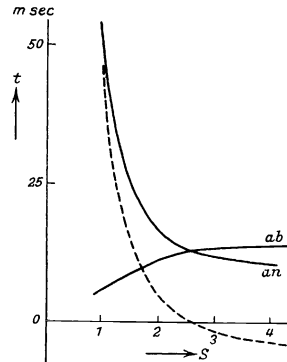


Abb. 21. Wie Abb. 20, aber Gleichrichter umgepolt.

Abb. 21, dagegen ist die Abfallzeit kleiner geworden, was erkennen läßt, daß dieser Gleichrichter im Durchlaßbereich keinen kleineren, dagegen im Sperrbereich einen höheren Widerstand hat als der Selen-Gleichrichter. Infolgedessen liegt auch die Differenzkurve hier noch höher als bei Selen. Zum Vergleich sind die Differenzkurven,

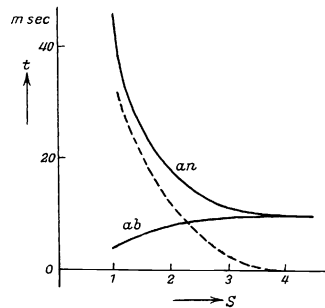


Abb. 22. Cu-Gleichrichter.

die ein idealer Gleichrichter bei dem verwendeten Relais erzeugen würde, mit Hilfe der Abb. 18 und 19 konstruiert worden (Abb. 23). Kurve I stellt die Differenz zwischen Anzug bei Kurzschluß und Abfall bei Leerlauf, II zwischen Anzug bei Leerlauf und Abfall bei Kurzschluß dar. Die verwendeten Gleichrichter bleiben, wie man sieht,

noch einige Millisekunden unter diesen Werten. Eine letzte Messung wurde noch gemacht, bei der beide Wicklungen des Relais mit einem Gleich-

Zum Schluß möchte ich auch an dieser Stelle dem VDE, Bezirk Berlin-Brandenburg, für die bereitgestellten Mittel, der Deutschen Forschungs-

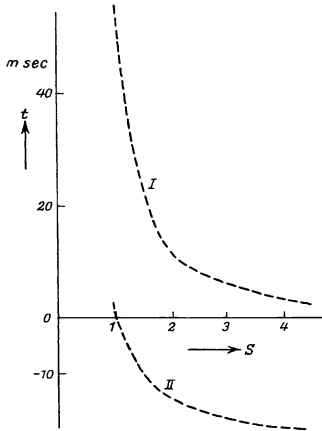


Abb. 23. Idealer Gleichrichter.

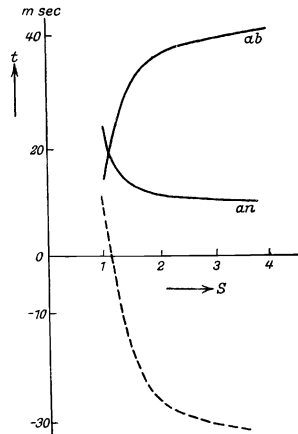


Abb. 24. Zwei Gleichrichter.

richter belastet wurden, Wicklung 2 abfallverzögernd, Wicklung 1 so, daß der Batteriestrom durch den Gleichrichter in der Sperrichtung floß. Dann mußte er ebenfalls wesentlich abfallverzögernd wirken. Das Ergebnis (Abb. 24) bestätigt dies. Die Differenzkurve fällt bis unter  $-30$  msec.

gesellschaft für die Überlassung von Apparaten und den Herren Prof. Dr. Dr.-Ing. e. h. K. W. Wagner, Prof. Küpfmüller und Prof. Dr. Leithäuser für die mir zuteil gewordene Unterstützung meinen Dank zum Ausdruck bringen.

(Eingegangen am 26. Juli 1937.)

## Lebenslauf.

Ich wurde am 25. Mai 1903 in Angermünde geboren. Nach dem Besuch des Gymnasiums in Erfurt, wo ich Ostern 1921 das Reifezeugnis erhielt, arbeitete ich als Praktikant in der Erfurter Eisenbahnhauptwerkstatt bis Oktober 1921. Dann studierte ich Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Berlin. Die Diplom-Prüfung bestand ich im April 1930. In den Jahren 1931 bis 1934 arbeitete ich als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Schwingungsforschung in Charlottenburg insbesondere an der Untersuchung von Vokalklängen. Seit 1934 bin ich bei Siemens und Halske, Abteilung für Fernsprengerät tätig.