



Veröffentlichungen

aus dem Gebiete der

Nachrichtentechnik

Reche	Übertragungswege der Fernschreibtechnik
Wüsteney	Verzerrungen im Fernschreibbetrieb
Jipp-Armaier	Neues Aufbausystem für Wechselstromtelegrafie
Wachenhusen	Frequenzgang und Ersatzschaltbild des Elektrolytkondensators
Herrmann	Neuere Elektrolytkondensatoren
Rihl-Heering	Ein Fernmeldekabel mit Kunststoffmantel
Henkler-Otto	Modulation
Artus	Stabilität mechanisch-elektrischer Regelsysteme
Barthel-Eisele	Überwachung des Drahtfunks
Hözlner	Verzerrungen bei der Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen
Gerling	Lautstärkemessungen und DIN-Lautstärkemesser
Bidlingmaier	Schwabungssummer und Röhrenspannungsmesser für Tonfrequenz
Ebinger-Linder	Glimmerkondensatoren für die Meßtechnik



Veröffentlichungen
aus dem Gebiete der
Nachrichtentechnik

SIEMENS & HALSKE AG · BERLIN-SIEMENSSTADT

I N H A L T

K. Reche	Die Übertragungswege der Fernschreibtechnik Sonderdruck aus „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh- Technik“, 30. Jahrg. (1941), Heft 6	1
H. Wüstenev	Verzerrungen im Fernschreibbetrieb Sonderdruck aus „Schwachstrom“, 17. Jahrg. (1941), Heft 3 u. 4	13
A. Jipp und A. Arzmaier	Neues Aufbausystem für Wechselstromtelegrafie Sonderdruck aus „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh- Technik“, 30. Jahrg. (1941), Heft 3	21
Chr. Wachenhusen	Frequenzgang und Ersatzschaltbild des Elektrolyt-Kondensators Sonderdruck aus „Hochfrequenztechnik und Elektroakustik“, Bd. 57 (1941), Heft 5, S. 125	27
W. Herrmann	Neuere Elektrolytkondensatoren und ihre Eigenschaften Sonderdruck aus der „Siemens-Zeitschrift“, Bd. 21 (1941), Heft 3	37
W. Rihl und H. Heering	Über ein Fernmeldekabel mit Kunststoffmantel Sonderdruck aus „Elektrotechnische Zeitschrift“, 62. Jahrg. (1941), Heft 9, S. 197	45
O. Henkler und R. Otto	Modulation Sonderdruck aus „Archiv für Technisches Messen“ (1940/1941), V 3718-1, 2, 3	49
W. Artus	Über die Behandlung der Stabilität mechanisch-elektrischer Regelsysteme Sonderdruck aus „Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus den Siemens-Werken“, XX. Band, I. Heft	61
K. Barthel und E. Eisele	Die Überwachung des Drahtfunks Sonderdruck aus „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh- Technik“, 30. Jahrg. (1941), Heft 5	83
E. Hölzler	Über die Wirkung von Verzerrungen bei der Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen Sonderdruck aus „Elektrotechnische Nachrichten-Technik“, Bd. 18 (1941), Heft 5	91
H. Gerling	Lautstärkemessungen und der DIN-Lautstärkemesser, ein neues akustisches Meßgerät Sonderdruck aus „Siemens-Zeitschrift“, Bd. 21 (1941), Heft 4 . . .	103
M. Bidlingmaier	Ein neuer Schwebungssummer und ein neuer Röhren- spannungsmesser für Tonfrequenz	113
A. Ebinger und L. Linder	Glimmerkondensatoren, ihre Eigenschaften und ihre Be- deutung für die Meßtechnik Sonderdruck aus „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 59. Jahrg. (1941), Heft 25/26, S. 286	123

Ausgegeben am 1. Juli 1941

Anfragen: Sämtliche Anfragen, die den Inhalt und die Zustellung dieser Veröffentlichungen betreffen, sind zu richten an die „Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik“, Berlin-Siemensstadt, Wernerwerk/Hochhaus.

Erscheinungsweise: Die „Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik“ (VN) erscheinen in zwangloser Folge hauptsächlich als Sammlung von Sonderdrucken der Aufsätze von Angehörigen der Siemens-Werke.

Die Übertragungswege der Fernschreibtechnik^{*)}

Von K. Reche

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh-Technik“, 30. Jahrg. (1941), Heft 6

DK 621. 394. 1

Übersicht

Um die Richtlinien klarzulegen, nach denen ein Fernschreibsystem auszubilden ist, werden die wichtigsten technischen Eigenschaften der Fernschreiber, der Tastverfahren und der Grundsaltungen der Fernschreibübertragung behandelt. Hiervon ausgehend werden die Übertragungssysteme beschrieben und miteinander verglichen, die als Ortsteilnehmer-, Fernsteilnehmer- und Weitverkehrssysteme bestimmte Aufgaben in den Fernschreibnetzen zu lösen haben. Besonders eingehend wird ihr Verhalten gegenüber Pegelschwankungen, Störströmen und Erhöhungen der Schrittgeschwindigkeit untersucht, da dieses oftmals für den Einsatz des Systems entscheidend ist.

I. Die Grundlagen der Übertragung von Fernschreibzeichen

1. Betriebseigenschaften der Fernschreiber

Es gehört zu den Eigenschaften der Fernschreibtechnik, daß man in der Lage ist, Fernschreiber und Übertragungssystem in weiten Grenzen aufeinander abzustimmen. So kann man beispielsweise für jede beliebige Frequenzbandbreite einer Fernschreibverbindung einen geeigneten Fernschreiber entwickeln, während man über eine Fernsprechverbindung mit einem zu schmalen Übertragungsbereich auch bei noch so geschickter Bemessung der Endgeräte keine hinreichende Verständigung mehr erzielen wird. Es hängt dies damit zusammen, daß man die Forderungen, die der Fernschreiber an das Übertragungssystem stellt, durch Veränderung der Schreibgeschwindigkeit bei geeigneter Systemwahl sehr stark beeinflussen kann. Auch die Art der Zeichengabe selbst kann dem Zustand der Übertragungswege und den jeweiligen Bedürfnissen des Verkehrs angepaßt werden.

Infolge der vielen Variationsmöglichkeiten hat das Bestreben, für jede Aufgabe die günstigste Lösung zu finden, zu recht unterschiedlichen Fernschreibern geführt. In bezug auf ihre Übertragungseigenschaften sind hierbei die neuzeitlichen Geräte nicht immer den älteren ohne weiteres überlegen; vielmehr hängen alle Bewertungen stark davon ab, auf was für Nachrichtenwegen die Fernschreiber eingesetzt werden und wie der Fernschreibverkehr abgewickelt wird. Wenn man trotzdem die meisten älteren Fernschreiber als überholt betrachten muß, so erklärt sich das daraus, daß sie selbst bei guten technischen Eigenschaften den Bedürfnissen des neuzeitlichen Betriebs nicht mehr entsprechen. Dieser zielt immer mehr darauf hin, die Fernschreiber unmittelbar bei dem Absender und dem Empfänger der Nachricht aufzustellen. Hieraus ergibt sich zwangsläufig die grundlegende Forderung nach einfach bedienbaren Geräten und nach völlig zuverlässigen Übertragungssystemen. Diese

Entwicklung kommt auch in starkem Maße dem Post- und Behördenbetrieb zugute, da sie die Technik vereinfacht und die Bedienungskosten senkt.

Die neuzeitliche Fernschreibtechnik stützt sich daher im wesentlichen auf zwei Fernschreiber:

- die Fernschreibmaschine [1]¹⁾, die vorzugsweise für den Einsatz auf hochwertigen Leitungen entwickelt wurde, und
- den Siemens-Hell-Schreiber [2], der für drahtlose Verkehrswege und für Leitungen mit erheblichen Störungen bestimmt ist.

Im folgenden sollen einige wichtige Betriebseigenschaften dieser beiden Fernschreiber behandelt werden, wobei zum Vergleich der Drehpulschreiber herangezogen wird, der auf drahtlosen Weitverbindungen noch in merklichem Umfang eingesetzt wird.

2. Störungsempfindlichkeit der Fernschreiber

Jedes von einem Fernschreiber ausgesandte Zeichen ist auf dem Übertragungsweg durch eine Stromschrittgruppe gekennzeichnet, die aus einer Anzahl von Schritten

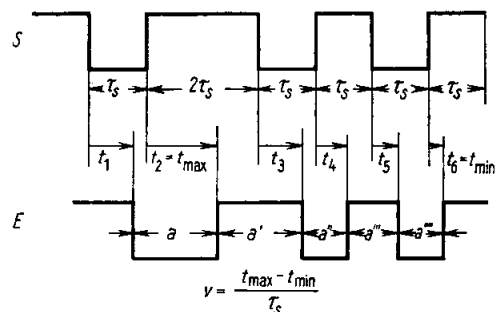


Abb. 1. Definition der Fernschreibverzerrung

S = unverzerrtes Sendezichen $a, a' \dots$ = Zeichenabschnitte
 E = verzerrtes Empfangszichen $t_1 \dots t_6$ = Wiedergabeverzögerungen
 τ_s = Schritt v = Verzerrung
 Einseitige Verzerrung, wenn $t_1 = t_2 = t_3 \dots, t_2 = t_3 = t_4 \dots, t_1 \neq t_2$ ist.

gleicher Länge besteht. Die Schritte können sich durch Amplitude, Phase oder Frequenz voneinander unterscheiden und in beliebiger Reihenfolge zusammengestellt werden. Von dem Übertragungssystem wird gefordert, daß es die aus einzelnen Schritten gebildeten Zeichenabschnitte längengetreu überträgt. Diese scharfe Bedingung wird dadurch stark gemildert, daß die Fernschreiber gewisse Längenänderungen zulassen, ohne daß sich daraus Fehler ergeben. Ein Maß für die Längenänderungen bildet die Fernschreibverzerrung. Man versteht hierunter das Verhältnis des größten Unterschieds der Wiedergabe-

^{*)} In dem Aufsatz sind die Bezeichnungen Telegraphentechnik, Telegraphieübertragung, Telegraphenapparate usw. allgemein durch die Bezeichnungen Fernschreibtechnik, Fernschreibübertragung, Fernschreiber usw. ersetzt.

¹⁾ Siehe Schrifttumsverzeichnis am Ende.

verzögerungen der Flanken der einzelnen Abschnitte zur Dauer eines Schrittes [3]. Diese Definition sowie die des Sonderfalls der einseitigen Verzerrung ist in Abb. 1 näher erläutert.

Die verschiedenen Fernschreiber sind gegen Verzerrung der übertragenen Zeichen verschieden empfindlich [2]. Während bei der Fernschreibmaschine eine einseitige Verzerrung von 50 % die Nachricht bereits unleserlich macht, wird die Güte der Übertragung beim Siemens-Hell-Schreiber und beim Drehspulschreiber selbst durch wesentlich größere

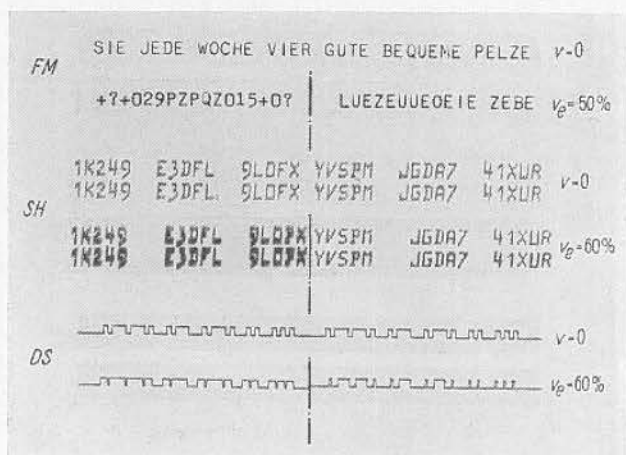


Abb. 2. Störanfälligkeit verschiedener Fernschreiber
links: Stromabschnitte verlängert,
rechts: Pausenabschnitte verlängert

FM = Fernschreibmaschine v_e = Verzerrung
SH = Siemens-Hell-Schreiber v_e = einseitige Verzerrung
DS = Drehspulschreiber

Verzerrungen fast gar nicht beeinflusst (Abb. 2). Man bezeichnet den Bereich, innerhalb dessen die Verzerrung liegen darf, ohne daß falsche Zeichen zum Abdruck gelangen, als Spielraum des Fernschreibers. Er beträgt bei einer sorgfältig eingestellten Fernschreibmaschine etwa 48 % (Abb. 3).

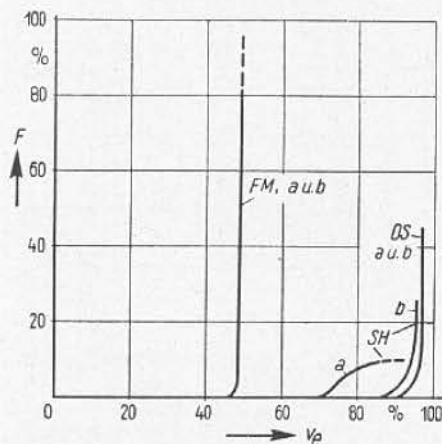


Abb. 3. Spielraumkennlinien verschiedener Fernschreiber

v_e = einseitige Verzerrung
 $F = \frac{\text{Zahl der falsch wiedergegebenen Zeichen}}{\text{Zahl der gesendeten Zeichen}} \cdot 100 \text{ in } \%$
FM = Fernschreibmaschine
SH = Siemens-Hell-Schreiber
DS = Drehspulschreiber
a = Stromabschnitte verlängert
b = Pausenabschnitte verlängert

Im praktischen Betrieb wird er bei etwa 40 % liegen. Der Spielraum des Siemens-Hell-Schreibers ist wesentlich größer. Es liegt dies in der punkweisen Zusammensetzung des Buchstabenbildes begründet. Alle Fehler werden subjektiv bewertet, so daß die Erkennbarkeit der Zeichen bei wachsender Übung steigt. Noch etwas günstiger liegen die Verhältnisse beim Drehspulschreiber, obgleich dieser anderen Störungen gegenüber bisweilen empfindlicher als der Siemens-Hell-Schreiber ist.

3. Schrittgeschwindigkeit und Frequenzbandbreite

Die Fernschreibnachricht ist, wie schon erwähnt, in der zeitlichen Aufeinanderfolge von Zeichenabschnitten von der Dauer eines einfachen Schrittes oder eines ganzen Vielfachen davon enthalten, die sich durch Amplitude, Phase oder Frequenz voneinander unterscheiden. Der Übergang von einem Zeichenabschnitt zum anderen vollzieht sich am Sender zumeist sprunghaft. Infolgedessen enthalten dort die Fernschreibströme Frequenzen von 0 bis ∞ . Zur verzerrungsarmen Übertragung einer beliebigen Nachricht ist dieses Frequenzband nun keineswegs erforderlich. Man darf es vielmehr, von der Schrittfrequenz ausgehend, nach oben und in besonderen Fällen auch nach unten zu merklich beschneiden. Unter Schrittfrequenz versteht man hierbei die Grundfrequenz, die sich bei einer stetigen Folge von Zeichenabschnitten einfacher Schrittlänge und wechselnder Stromrichtung, sogenannten Wechsellern, ergibt. Dem Betrage nach ist sie gleich der halben auf 1 s entfallenden Schrittzahl, d. h. gleich der halben Schrittgeschwindigkeit. Ein Verzicht auf die tiefen Frequenzen hat sich mit Erfolg nur im Seekabelfern-schreiben eingeführt. Hingegen ist eine Beschränkung des höheren Frequenzbereiches für die Fernschreibtechnik allgemein von grundlegender Bedeutung. Nimmt man an, daß für die Zeichenübertragung ein Weg zur Verfügung steht, dessen Übertragungsfaktor von 0 bis zur höchsten Übertragungsfrequenz f_g konstant ist und dessen Phase innerhalb dieses Bereiches linear verläuft, so lassen sich die durch die Frequenzbandbegrenzung hervorgerufenen Verzerrungen für den Fall eines einzelnen Gleichstromschrittes nach Abb. 4 in einfacher Weise rechnerisch ermitteln [4].

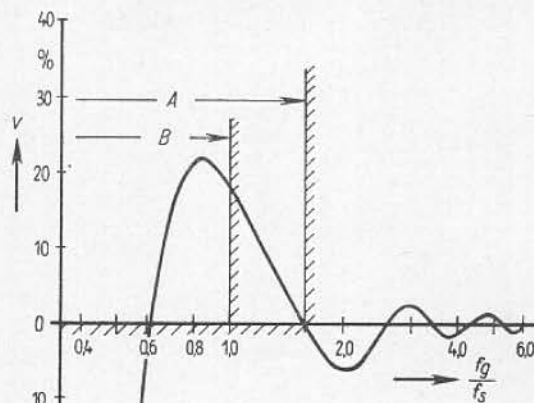


Abb. 4. Verzerrung in Abhängigkeit von der Breite des Übertragungsbereiches

f_g = Grenzfrequenz des Fernschreibkanals
 f_s = Schrittfrequenz
A = ausreißende Grenzfrequenz ($f_g = 1,6 f_s$)
B = Grenze für die Übertragung von Wechsellern ($f_g = f_s$)

Man erkennt, daß sie klein bleiben, solange die Grenzfrequenz f_g größer als die 1,6fache Schrittfrequenz f_s ist. Eine Folge von Wechsellern kann man natürlich nur dann übertragen, wenn die Grenzfrequenz mindestens gleich der Schrittfrequenz ist. Das vorübergehende Abfallen der Verzerrung bei Werten von f_g/f_s unter 1 ist daher nur für den berechneten Sonderfall eines einzelnen Schrittes von Bedeutung. Die Erfahrung hat die an dem idealisierten Übertragungssystem durchgeführte Rechnung bestätigt, so daß man vielfach auf das Frequenzgebiet oberhalb der 1,6fachen Schrittfrequenz verzichtet. Da die Fernschreibmaschine mit einer Schrittgeschwindigkeit von 50 Baud arbeitet, der eine Schrittfrequenz von 25 Hz entspricht, so genügt für das Gleichstromfern-schreiben, das seiner Natur nach ein Einseitenbandverfahren ist, grundsätzlich ein Frequenzband von 40 Hz. Bei Zweiseitenbandverfahren, wie sie beim

Trägerfern schreiben üblich sind, ist ein Band von 80 Hz erforderlich. Da der Siemens-Hell-Schreiber je nach der gewählten Schreibgeschwindigkeit mit einer Schrittgeschwindigkeit von 122,5 bzw. 245 Baud arbeitet, liegen die entsprechenden Zahlen bei 100 und 200 bzw. 200 und 400 Hz. Man sieht aus diesen Zahlenwerten, daß der große Spielraum und die geringe Störanfälligkeit des Siemens-Hell-Schreibers durch ein sehr breites Frequenzband erkauft werden. Beim Drehpulschreiber ist dies nicht im gleichen Maße der Fall, da er sich, bezogen auf gleiche Schreibgeschwindigkeit, mit einem ähnlich schmalen Frequenzband wie die Fernschreibmaschine begnügt. Trotzdem tritt er aber wegen seiner schwierigen Handhabung immer stärker in den Hintergrund. Infolge ihrer einfachen Bedienbarkeit bei geringem Frequenzbandbedarf hat sich die Fernschreibmaschine auf Kabel- und Freileitungsverbindungen sehr stark gegenüber allen anderen Fernschreibern durchgesetzt, so daß alle Übertragungssysteme heute in erster Linie im Hinblick auf die Bedürfnisse des Fernschreibmaschinenbetriebs betrachtet werden müssen.

4. Übertragungseigenschaften von Einfachstrom- und Doppelstromverfahren

Nachdem die wichtigsten Eigenschaften der Fernschreiber kurz gestreift worden sind, sollen jetzt die Verfahren behandelt werden, nach denen die Nachrichten übertragen werden. In Abb. 5 sind die verschiedenen Tastarten

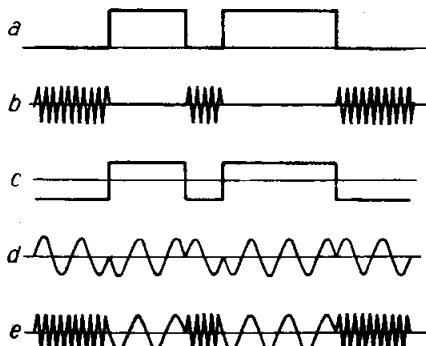


Abb. 5. Tastarten der Fernschreibtechnik
Einfachstrom: a = Arbeitsstrom (Gleichstrom)
b = Ruhestrom (Trägerstrom)
Doppelstrom: c = Doppeltgleichstrom
d = Phasensprung
e = Doppeltton

einander gegenübergestellt. Der Sender des Fernschreibers öffnet und schließt einen Stromkreis. Hierdurch oder durch zusätzliche Schaltmittel wird der Trägerstrom auf der Leitung so gesteuert, daß er praktisch stets voll durchmoduliert wird. Als Träger kann sowohl Gleichstrom als auch Wechselstrom verwendet werden. Schwankt der Strom zwischen einem konstanten Wert und 0, so spricht man von Einfachstrom, wobei man zwischen Arbeitsstrom und Ruhestrom unterscheidet, je nachdem, ob zur Zeit der Ruhe auf der Leitung Stromlosigkeit herrscht oder über sie Strom fließt. Im Gegensatz zu dem Einfachstromverfahren stehen die Verfahren mit Doppelstromcharakter, bei denen sich die einzelnen Schritte entweder durch Umkehr der Stromrichtung oder durch eine Änderung der Frequenz unterscheiden. Bei weitem die größte Bedeutung hat das Doppelstromverfahren im Gleichstromfern schreiben gewonnen, aber auch die beim Trägerfern schreiben üblichen Verfahren der Phasensprungtastung und besonders der Doppeltontastung haben für stör anfällige Übertragungswege Bedeutung.

Im folgenden sollen einige Unterschiede der verschiedenen Tastarten klargestellt werden. Auf völlig ungestörten Leitungen sind alle Tastverfahren in bezug auf ihre Übertragungseigenschaften gleichwertig. Treten jedoch Störungen auf, so unterscheiden sie sich erheblich voneinander. Dies zeigt sich bereits bei dem einfachen Fall einer Leitungsunterbrechung. Bei einem Ruhestromsystem wird ein solcher Fehler sehr bald bemerkt werden, da in den Schreibpausen Strom über die Leitung fließt und die Unterbrechung den Empfänger am Leitungsende betätigt. Bei einem Arbeitsstromsystem wird man den Fehler erst dann feststellen, wenn man über die Verbindung schreiben will. Beim Doppelstromsystem kommen längere Zeiten der

Stromlosigkeit auch während des Schreibens nicht vor, so daß man Leitungsunterbrechungen stets einfach feststellen kann. In bezug auf die Leitungsüberwachung ist daher der Doppelstrom dem Einfachstrom und bei Einfachstrombetrieb wiederum der Ruhestrom dem Arbeitsstrom überlegen. Noch stärker treten diese Unterschiede hervor, wenn es sich um Leitungsstörungen geringeren Ausmaßes handelt. Diese können entweder durch Schwankungen der Empfangsenergie oder durch Störströme hervorgerufen sein. Die hierbei bei Einfachstrom und Doppelstrom vorliegenden Verhältnisse sollen der Einfachheit halber an Gleichstromzeichen untersucht werden, zumal die Überlegungen auch bei Trägerstromzeichen richtig bleiben.

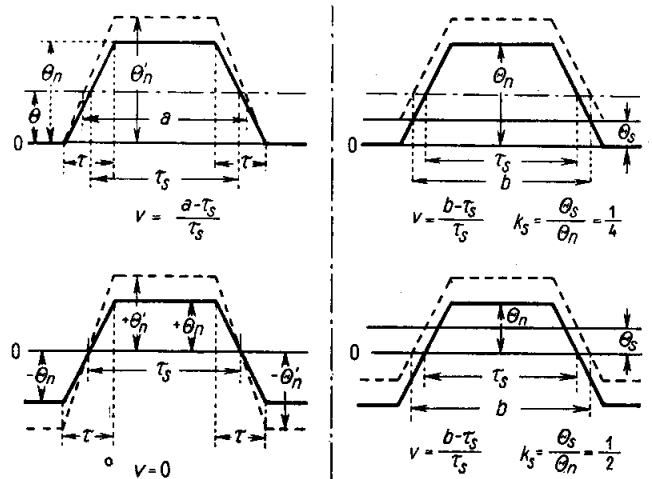


Abb. 6. Einfluß von Pegelschwankungen und Störströmen auf Einfachstrom- und Doppelstromzeichen
links: Pegelschwankungen, rechts: Störströme

In Abb. 6 sind Einfachstrom- und Doppelstromzeichen dargestellt, deren Flanken durch Einschwingvorgänge abgeflacht sind. Durchläuft ein Gleichstromzeichen eine idealisierte Spulenleitung mit der Grenzfrequenz f_g , so braucht es eine Zeit

$$\tau = \frac{1}{2f_g} \quad (1)$$

um nahezu auf seinen vollen Wert einzuschwingen. Der Einschwingvorgang eines Trägerzeichens, das ein Bandfilter von der Breite Δf durchläuft, ist durch die Zeit

$$\tau = \frac{1}{\Delta f} \quad (2)$$

bestimmt [5]. Beide Formeln sind identisch, wenn man sich die Dämpfungskurve der Spulenleitung an der Ordinatenachse gespiegelt denkt, sie somit als ein Bandfilter von der Breite $\Delta f = 2f_g$ auffaßt und den Gleichstrom als einen Trägerstrom der Frequenz 0 betrachtet. Man ist darum auch berechtigt, die an Gleichstromzeichen gesammelten Erfahrungen ohne weiteres auf entsprechende Trägerzeichen zu übertragen, wobei es in erster Näherung gleichgültig ist, ob man sich hierbei unter dem Trägerdoppelstrom ein Phasensprung- oder ein Doppeltontverfahren vorstellt.

Wir untersuchen den Einfluß der Pegelschwankungen [6] und der Störströme an Gleichstromzeichen und nehmen, um möglichst übersichtliche Verhältnisse zu schaffen, für den Einfachstrom und den Doppelstrom ein Empfangsorgan gleicher Empfindlichkeit an. Es kann dies z. B. ein gepoltes Relais sein. Beim Einfachstrom wird man dieses Relais durch eine Haltdurchflutung Θ vorspannen und ihm zu seiner Erregung die Nutzdurchflutung $\Theta_n = 2 \cdot \Theta$ geben, damit es im Ruhe- wie im Arbeitszustand mit der gleichen Kraft auf der jeweiligen Kontaktseite gehalten wird. Abb. 6 zeigt, daß infolge von Pegelschwankungen und Störströmen das Empfangsrelais früher oder später ansprechen oder abfallen kann, als es den Sollwerten entspricht. Hieraus ergeben sich Unterschiede in der Wiedergabeverzögerung der Zeichenflanken, aus denen sich unter Benutzung der Definitionsgleichung der Verzerrung (Abb. 1) die in Abb. 6 aufgeführten Formeln leicht herleiten lassen.

Betrachten wir jetzt den Einfluß von Pegelschwankungen näher, so ergibt eine einfache geometrische Überlegung, daß eine Änderung der Durchflutung von dem Betrag Θ_n

auf den Betrag Θ_n' beim Einfachstrom eine Verzerrung der Größe

$$v = \frac{\tau}{\tau_s} \left(1 - \frac{\Theta_n}{\Theta_n'} \right) = \frac{\tau}{\tau_s} (1 - e^{-\Delta p}) \quad (3)$$

hervorruft, wobei Δp die in Neper gemessene Pegeländerung ist. Beim Doppelstrom hingegen ruft eine Schwankung der Empfangsenergie, so lange sie nicht in die Größenordnung der Ansprechempfindlichkeit des Relais kommt, keinerlei Verzerrung hervor, weil sich die Pegeländerung auf beide Stromrichtungen in gleicher Weise auswirkt. Es ist dies der wichtigste Unterschied zwischen einem Einfachstromsystem und einem Doppelstromsystem.

Um die Verhältnisse bei Störströmen zu untersuchen, kann man sich den Störstrom zunächst als einen Stör gleichstrom vorstellen. Hierdurch wird eine Einseitigkeit hervorgerufen, die die Zeichen entweder verlängern oder verkürzen wird. Versteht man unter k_s das Verhältnis der Stördurchflutung zur Nutzdurchflutung, so ergibt sich wiederum aus der Geometrie der dargestellten Zeichen die Verzerrung.

Bei Einfachstrom ist: $v = 2 \frac{\tau}{\tau_s} k_s$, (4)

und bei Doppelstrom ist: $v = \frac{\tau}{\tau_s} \cdot k_s$. (5)

Wenn man einen Übertragungsweg gegebener Bandbreite zur Verfügung hat, der mit einem bestimmten Störstrom behaftet ist, und an seinem Ende das gleiche Empfangsrelais verwendet, so ist es beim Gleichstromfern schreiben hinsichtlich der Störungen gleichgültig, ob man sich für Einfachstrom oder Doppelstrom entscheidet. Es hängt dies damit zusammen, daß man beim Einfachstrom mit Rücksicht auf die Haltekraft des Relais eine doppelt so große Stromamplitude wie beim Doppelstrom wählen muß. Bei gegebenem Störstrom ist deshalb das Störverhältnis k_s beim Einfachstrom nur halb so groß wie beim Doppelstrom, so daß man für beide Fälle die gleiche Verzerrung erhält. Bei Gleichstromübertragungssystemen kann man beim Übergang von Doppelstrom auf Einfachstrom in der Regel ohne Gefahr die Stromstärke verdoppeln, weil sie hier in erster Linie durch die auf Nachbarleitungen hervorgerufenen Störungen begrenzt ist. Diese hängen aber von den Amplituden der in der Fernschreibnachricht enthaltenen Wechselströme ab, die bei einem Doppelstrom der Stromstärke I ebenso groß wie bei einem Einfachstrom der Stromstärke $2I$ sind. Bei Trägersystemen liegen die Bedingungen meist anders, da die Stromstärke mit Rücksicht auf die Übersteuerungen der Einzelteile des Übertragungsweges vorgeschrieben ist. Hier wird daher durch den Übergang vom Einfachstrombetrieb auf den Doppelstrombetrieb die durch Störströme hervorgerufene Verzerrung verringert.

Die in diesem Abschnitt abgeleiteten Formeln haben seit langem ihre praktische Brauchbarkeit bewiesen. Da jedoch in der Annahme des gradlinigen Einschwingvorgangs und in der Beschränkung auf einen Stör gleichstrom stark idealisierende Bedingungen erblickt werden müssen, lag es nahe, den Gültigkeitsbereich der Formeln festzustellen. Hierzu wurde über eine Kunstleitung, die einer Kabelleitung von 50 km Länge mit starker Leitungskapazität entsprach, über eine zur Abflachung dienende Spulenleitung mit einer Grenzfrequenz von 120 Hz Doppelstrom fernschreibtext mit einer Sendespannung $U_0 = \pm 60$ V und

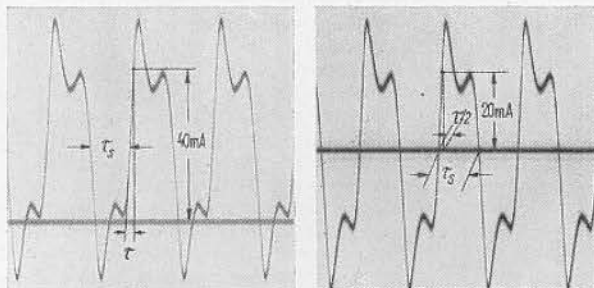


Abb. 7. Stromverlauf von Einfachstrom- und Doppelstromwechseln auf einem 50 km langen Kabel mit Abflachschaltung
 $\tau_s = 20$ ms $\tau = 4,5$ ms

einem Dauerwert des Sendestroms von ± 20 mA gesendet, wobei ein gepoltes Fernschreibrelais als Empfangsorgan diente. Mit einer sehr niederohmigen Stromquelle wurden Störströme in die Leitung induziert. In einem zweiten Fall wurde Einfachstromtext mit $U_0 = 120$ V und 40 mA Dauer gleichstrom unter sonst gleichen Verhältnissen über die Leitung gesandt, wobei das Empfangsrelais über eine Haltewicklung auf halbe Dauerdurchflutung vorgespannt war. Abb. 7 zeigt die Kurvenform der Zeichen, aus der sich eine Einschwingzeit $\tau = 4,5$ ms ablesen läßt. Dieser Wert stimmt recht gut mit dem aus der Formel 1 ermittelten Wert von 4,2 ms überein. Um den Einfluß der Pegel schwankungen zu erfassen, wurde zunächst die Sendespannung U_0 auf den Betrag U_1 verändert und die Verzerrung in Abhängigkeit von $\Delta p = \ln \frac{U_1}{U_0}$ gemessen. Man erkennt aus Abb. 8 deutlich, daß die Verzerrung bei Doppelstrom

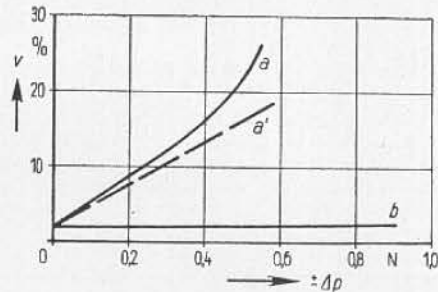


Abb. 8. Einfluß von Pegelschwankungen auf die Verzerrung bei Gleichstromzeichen
 Einfachstrom: a gemessen
 a' errechnet ($\tau = 4,5$ ms; $\tau_s = 20$ ms)
 Doppelstrom: b

praktisch konstant bleibt, während sie bei Einfachstrom in guter Annäherung mit Formel 3 ansteigt. Abb. 9 zeigt dann zunächst, daß sich die durch Störströme hervorgerufene Verzerrung bei Einfachstrom und bei Doppelstrom praktisch nur durch eine Änderung des Maßstabes der

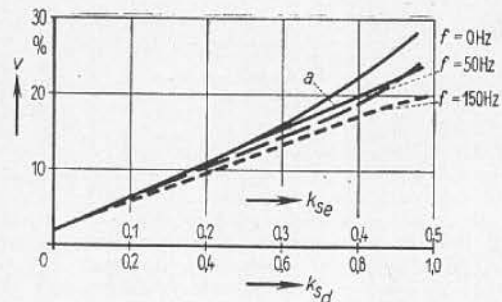


Abb. 9. Einfluß von Störströmen auf die Verzerrung bei Gleichstromzeichen

$$k_{se} = \frac{\hat{I}_s}{I_n} \text{ bei Einfachstrom}$$

$$k_{sd} = \frac{\hat{I}_s}{I_n} \text{ bei Doppelstrom}$$

\hat{I}_s = Scheitelwert des Störstromes

I_n = Dauergleichstrom

f = Frequenz des Störstromes

a = errechnete Kennlinie ($\tau = 4,5$ ms, $\tau_s = 20$ ms)

Abzissenachse im Verhältnis 1 : 2 unterscheidet. Weiterhin erkennt man, daß sie bei dem untersuchten Einschwingvorgang innerhalb weiter Grenzen des Störfaktors praktisch unabhängig von der störenden Frequenz ist. Erst wenn der Störstrom sich der Ansprechstromstärke des Empfangsrelais nähert oder die Störfrequenz so hoch wird, daß das Relais auf sie nicht mehr anspricht, ergeben sich stärkere Abweichungen. Auch in bezug auf die durch Störströme hervorgerufene Verzerrung stimmen Rechnung und Versuch sehr gut überein.

5. Grundsaltungen der Fernschreibtechnik

Die Ausbildung der Fernschreibübertragungssysteme wird sehr stark durch die Verkehrsmöglichkeit bestimmt, die man von ihnen fordert. Es kann sich hierbei um Richtungsverkehr, Wechselverkehr oder Gegenverkehr handeln. Der erste Fall, bei dem der Nachrichtenfluß stets nur in einer Richtung vor sich geht, ist in der Fernschreibtechnik verhältnismäßig selten. Man findet ihn bei Konferenzschaltungen, im Pressenachrichten- und im Wettermeldedienst sowie bei der Tastung von Funksendern. Für die Fernschreibtechnik hat hingegen der Wechselverkehr ganz besondere Bedeutung. Er stellt die gebräuchlichste Betriebsart dar und wird z. B. immer dann angewendet, wenn der Fernschreiber die von ihm ausgesendete Nachricht unmittelbar mitschreibt. Alle im Fernschreibteilnehmerverkehr eingesetzten Fernschreibmaschinen und auch die meisten Siemens-Hell-Schreiber arbeiten im Wechselverkehr. Der Gegenverkehr wird praktisch nur im allgemeinen Telegraphendienst der Postverwaltungen eingesetzt. Hier hat man geschultes Personal zur Verfügung, das blind schreibt, so daß man mit der Fernschreibmaschine senden und gleichzeitig auf ihr eine andere Nachricht empfangen kann. Das Übertragungssystem muß daher die gleichzeitige Übertragung zweier voneinander unabhängiger Nachrichten in zwei verschiedenen Richtungen zulassen.

Ist die Verkehrsart durch die Bedürfnisse des Betriebes vorgeschrieben, so bestehen für die Ausführung der Übertragungsschaltungen [7] verschiedene Möglichkeiten. Die nächstliegende Lösung besteht darin, daß man in beiden Verkehrsrichtungen jeweils Sender und Empfänger durch zwei Adern miteinander verbindet. Es ergibt sich so ein Zweiwegsystem, das einen Gegenverkehr zuläßt (Abb. 10). Von diesen Zweiwegsystemen wird vorwiegend dann Gebrauch gemacht, wenn sich die dafür notwendigen Verkehrswege mit verhältnismäßig geringem Kostenaufwand schaffen lassen, wie das beim Trägerfernschreiben der Fall ist. Beim Gleichstromfernschreiben haben sich diese Systeme nur wenig einführen können. Man wendet sie meist nur dann an, wenn man die Erde als Rückleitung benutzen kann, so daß zwei Adern zur Übertragung genügen. Die Bereitstellung zweier unabhängiger Übertragungswege stößt verständlicherweise aus wirtschaftlichen Gründen oft auf Schwierigkeiten, namentlich dann, wenn es sich um schlecht ausgenutzte Verbindungen handelt. Man hat daher frühzeitig Einwegschaltungen entwickelt, die für den Verkehr zweier Fernschreiber miteinander nur einen Übertragungsweg erfordern. Die Lösung dieser Aufgabe ist für den Richtungsverkehr ohne weiteres gegeben, und auch für den Wechselverkehr ist sie dann verhältnismäßig einfach, wenn man mit Einfachstrom arbeitet, so wie es bei der einfachen Einwegschaltung erforderlich ist. Hierbei wird der Sendekontakt selbst zum Abschalten des Empfängers benutzt. Diese Schaltungen bilden die Grundlage der Morsetechnik und werden auch in der neuzeitlichen Fernschreibtechnik für die Lösung sehr einfacher Aufgaben herangezogen. Bei längeren Verbindungen ist die Verwendung des Einfachstromes aus Verzerrungsgründen nachteilig, außerdem wirkt es störend, daß sich die Leitung bei der Umschaltung über das Empfangsorgan entlädt. Man ist daher zu der Wendeschaltung*) übergegangen, bei der durch ein besonderes Hilfsrelais der Empfänger beim Wechsel der Verkehrsrichtung von der Leitung getrennt wird. Im Ruhezustand liegen die Empfangsrelais beider Teilnehmer an der Leitung. Sendet jedoch ein Teilnehmer, so wird durch den Kontakt seines Hilfsrelais das eigene Empfangsrelais abgeschaltet und durch eine Stromquelle ersetzt, die so geschaltet ist, daß beim Arbeiten des Sendekontaktes Doppelstromzeichen übertragen werden. Die Wendeschaltung ist für Wechselverkehr bestimmt.

Eine besonders wichtige Einwegschaltung ist die Gegenschreibschaltung. Bei ihr ist eine Leitungsnachbildung erforderlich, die im allgemeinen aus Widerständen und Kondensatoren besteht; Nachbildung und Leitung werden dann

*) Die Wendeschaltung verdankt ihre praktische Brauchbarkeit weitgehend den Arbeiten von F. Kreuzer.

entweder über eine Differentialschaltung oder eine Brückenschaltung derart zusammengeschaltet, daß die Sendeströme auf das eigene Empfangsorgan wirkungslos bleiben. Man gelangt so zu Schaltungen, die einen Gegenbetrieb auf einem Weg ermöglichen und die für die Fernschreibtechnik grundlegende Bedeutung erlangt haben. Ein besonderer Vorteil der Gegenschreibschaltung ist darin zu erblicken, daß sie bei Wechselverkehr einen stabilen und nahezu wartungsfreien Betrieb ergibt, da man sich in diesem Fall — allerdings nur bei Verzicht auf große Reichweiten — mit einer sehr einfachen, fest einstellbaren Nachbildung begnügen kann.

11. Ausbildung der Fernschreibübertragungseinrichtungen

1. Netzgestaltung [8]

Sind Fernschreiber und Verkehrsart durch die Forderung des Betriebs festgelegt, so kann man Bandbreite, Tastverfahren und Schaltungsart nach den angegebenen Gesichtspunkten wählen. Die Wahl würde sehr leicht fallen, wenn man in allen Fällen mit gleichartigen Leitungen, gleichen Leitungslängen und gleicher Nachrichtenmenge rechnen könnte. In Wirklichkeit müssen jedoch Fernschreibnachrichten über Kabel, Freileitungen und Funkwege übertragen werden. Weiterhin werden die Fernschreiber bisweilen innerhalb eines Hauses stehen, oft aber auch Tausende von Kilometern voneinander entfernt sein. Es

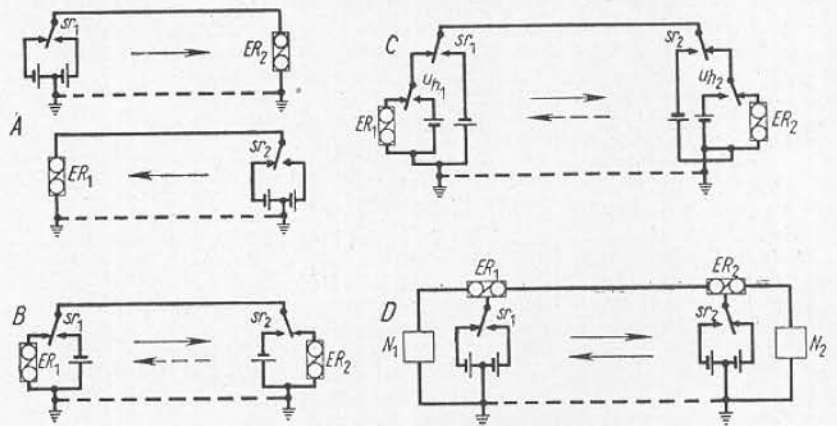


Abb. 10. Grundsaltungen der Fernschreibtechnik

- | | |
|---|--------------------------|
| A = Zweiwegschaltung, | sr = Senderrelaiskontakt |
| B... D = Einwegschaltungen | uh = Hilfsrelaiskontakt |
| B = einfache Einwegschaltung (Arbeitsstrom) | ER = Empfangsrelais |
| C = Wendeschaltung | N = Leitungsnachbildung |
| D = Gegenschreibschaltung | |

gibt Fernschreibwege, über die täglich nur einige Nachrichten gesandt werden, und andere, die nahezu ununterbrochen im Lochstreifenbetrieb ausgenutzt werden. In vielen Fällen wird nur eine einzige Fernschreibverbindung zwischen zwei Orten bestehen, in anderen werden zahlreiche Fernschreibverbindungen parallel laufen müssen. Berücksichtigt man all diese Gesichtspunkte, so erkennt man, daß es unwirtschaftlich wäre, für die Übertragung der Fernschreibzeichen ein einheitliches Übertragungssystem vorzusehen, das alle Forderungen gleichzeitig erfüllt. Es haben sich daher für die Lösung klar umrissener Aufgaben mehrere verschiedene Systeme als jeweils wirtschaftlich erwiesen. Um die Gründe für ihre Ausbildung darzulegen, ist es notwendig, zunächst kurz auf den Aufbau neuzeitlicher Fernschreibnetze einzugehen.

Die einfachste Aufgabe für ein Übertragungssystem liegt dann vor, wenn es sich darum handelt, zwei Fernschreiber durch eine feste Leitung miteinander zu verbinden. In diesem Fall ist es grundsätzlich möglich, den Übertragungsweg und den Fernschreiber aufeinander abzustimmen. Diese Möglichkeit hat man auch früher weitgehend ausgenutzt. Man war hierbei gezwungen, Übertragungseinrichtungen und Fernschreiber räumlich nebeneinander anzuordnen, so daß man beispielsweise Schwankungen des Leitungswiderstandes durch Änderungen der Empfindlichkeit des Empfangsmagneten des Fernschreibers wieder ausgleichen konnte.

Die Hauptnachteile dieser Betriebsweise bestehen darin, daß sie ein gänzlich starres, schlecht ausgenutztes Netz

ergibt, daß der Schreibende die technischen Eigenschaften der Leitungen und der Übertragungseinrichtungen wenigstens oberflächlich kennen muß und daß die Durchschaltung einer Verbindung über mehrere Zwischenstellen praktisch nicht möglich ist. Diese Betriebsart führte daher auch zu einem Umtelegraphieren aller Nachrichten an den Verbindungsstellen zweier Systeme und hat daher den Verkehr erheblich verteuert und verzögert. Will man diese Nachteile vermeiden, so muß man alle Fernschreiber und auch alle Übertragungssysteme so ausbilden, daß sie beliebig gegeneinander austauschbar sind. Für die Fernschreiber bedeutet das, daß alle Geräte die gleichen Forderungen an den Übertragungsweg stellen, im Idealfall also völlig gleich sein müssen. Die Festlegung der einheitlichen Schrittgeschwindigkeit von 50 Bd durch das CCIT stellt einen wichtigen Schritt in dieser Richtung dar. Während die Einheitlichkeit der Fernschreiber technisch durchaus zu verwirklichen ist, ist eine völlige Einheitlichkeit der Übertragungssysteme praktisch nicht zu erzielen, weil man diese aus wirtschaftlichen Gründen an die verschiedenen Leitungsarten und Leitungslängen sowie Betriebsverhältnisse anpassen muß. Die Mannigfaltigkeit der Fernschreibwege wird noch dadurch erhöht, daß man vielfach normale Fernsprechwege zusätzlich durch Fernschreiben ausnützen will. Man wird daher auch in Zukunft auf eine völlige Einheitlichkeit der Übertragungssysteme verzichten und nur verlangen, daß sie die ihnen aufgeprägten Fernschreibzeichen mit dem gewünschten Strom, der gewünschten Spannung und der erforderlichen Flankensteilheit unter Einhaltung eines bestimmten Verzerrungswertes wiedergeben. Derartige Übertragungssysteme kann man dann in der gewünschten Weise zusammenschalten und schafft somit die Voraussetzungen für die Einrichtung eines Fernschreibvermittlungsdienstes, dessen gewaltige wirtschaftliche Vorzüge nicht näher erläutert zu werden brauchen.

Die Einführung der geschilderten Technik bringt es mit sich, daß die Verantwortung für die Instandhaltung der Fernschreiber und der Übertragungssysteme klar umrissen ist. Das Bedienpersonal der Fernschreiber braucht nur die Bedienung des Fernschreibers zu beherrschen, die Übertragungswege können durch zweckmäßige Meßgeräte überwacht werden. Die Vorzüge dieser Betriebsart sind so groß, daß man sie bei neuzeitlichen Planungen auch dort verwendet, wo grundsätzlich ein Punkt-zu-Punkt-Verkehr noch möglich wäre. Man ebnet hierbei auch den Weg für den künftigen Ausbau des Fernschreibverkehrs und den Anschluß an das zwischenstaatliche Fernschreibnetz.

Der Wunsch, möglichst viele Teilnehmer unmittelbar miteinander verkehren zu lassen, führte zur Bildung von Fernschreibnetzen, für die grundsätzlich das Maschennetz oder das Knotenpunktnetz als Aufbauform gewählt werden kann. Der Vorteil des Maschennetzes liegt in der geringen Zahl der Vermittlungsstellen im Zuge einer Verbindung, der Vorteil des Knotenpunktnetzes in der dichten Bündelung der Verkehrswege auf den wichtigen Verbindungen und in der wirtschaftlichen Ausnutzung der Leitungen.

In einem kontinentalen Fernschreibvermittlungsnetz sind die drei folgenden Aufgaben durch die Übertragungssysteme zu lösen:

1. Anschluß des Fernschreibers durch ein Ortsteilnehmersystem an die Vermittlungsstelle oder an ein übergeordnetes Übertragungssystem.
2. Übertragung der Fernschreibzeichen über mittlere Entfernungen durch besonders wirtschaftliche Fernsteilnehmersysteme.
3. Übertragung der Fernschreibzeichen über große Entfernungen durch verzerrungsarme Weitverkehrssysteme.

Im folgenden soll gezeigt werden, wie diese Aufgaben unter Berücksichtigung der verschiedenen zur Verfügung stehenden Verkehrswege und der unterschiedlichen Bedürfnisse des Betriebes gelöst werden können.

2. Ortsteilnehmersysteme

Der Fernschreibteilnehmer wird zweckmäßig durch eine gesonderte Leitung mit dem ihm zunächst liegenden Vermittlungsamt verbunden. Diese Leitungen stehen daher allein diesem Teilnehmer für die Übertragung jeweils nur einer einzigen Fernschreibnachricht zur Verfügung. Sie sind infolgedessen sehr schlecht ausgenutzt, haben jedoch den technischen Vorteil, daß das gesamte Frequenzband für die Zeichenübermittlung ausgenutzt werden kann, so daß man sehr steile Zeichen erreichen kann. Schwankungen

der Leitungsdämpfung und Störströme werden bei den steilen Zeichen nur geringe Zeichenverzerrungen hervorgerufen, so daß man in diesem Bereich Einfachstromsysteme für die Übertragung wählen kann. Man hat sich für ein Ruhestromsystem entschieden, um eine besondere Stromquelle beim Teilnehmer zu vermeiden und eine selbsttätige Leitungüberwachung zu erreichen. Dieser Betriebsweise ist auch die Fernschreibmaschine angepaßt. Alle Fernschreibmaschinen, die im Wechselverkehr betrieben werden, werden aus Gründen der Leitungsersparnis über ein Einwegsystem mit dem Amt verbunden. Die Schaltungen innerhalb der Ämter selbst sind jedoch, da hier der Gesichtspunkt der Leitungsersparnis ohne Bedeutung ist, zweifach ausgeführt. Sie werden außerdem mit Doppelstrom betrieben. Der Teilnehmer muß also mit dem Amt über eine Schaltung verbunden werden, die einerseits eine Umsetzung vom Einwegverfahren auf das Zweifachverfahren und andererseits vom Einfachstrom auf den Doppelstrom und umgekehrt vornimmt. Diese Aufgabe wird mit der in Abb. 11 dar-

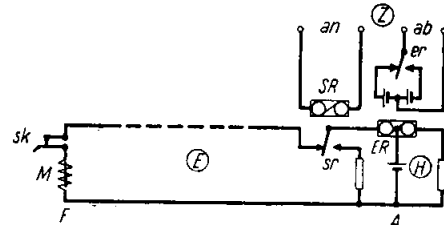


Abb. 11. Teilnehmerschaltung

F -- Fernschreibmaschine : M = Empfangsmagnet, sk = Sendekontakt
 A -- Amtsschaltung : SR, sr = Senderrelais
 ER, er = Empfängerrelais
 E = Einfachstrom-Einwegkreis
 H = Halbestromkreis
 Z = Doppelstrom-Zweifachkreis

gestellten Teilnehmerschaltung sehr einfach gelöst [1]. Arbeit der Ortsteilnehmer im Gegenbetrieb, so wird er vierdrahtmäßig über eine Zweifachschaltung angeschlossen.

Um die Betriebseigenschaften der Teilnehmerschaltung für Wechselverkehr zu zeigen, wurde die Schaltung einmal an eine Freileitung angeschlossen, so daß sich steile Zeichen ergeben, und das andere Mal auf einem Übertragungsweg mit eingegengtem Frequenzband eingesetzt, so daß die Einfachstromzeichen stark abgeflacht werden. Die abgeflachten Zeichen sind gegenüber Pegelschwankungen und Störströmen sowie gegenüber einer Erhöhung der Schrittgeschwindigkeit weitaus empfindlicher als die steilen Zeichen. Besonders macht sich die bei Freileitungen nie ganz vermeidbare Schwankung in der Ableitung hierbei ungünstig bemerkbar. Das sind die Gründe dafür, daß man die Reichweite der Teilnehmerkreise bewußt so weit begrenzt, daß man stets eine ausreichende Flankensteilheit erhält. Im Rahmen des Teilnehmerwählverkehrs ist beispielsweise geplant, über Leitungslängen von 30 km mit Einfachstromschaltungen nicht hinauszugehen. Die Betriebseigenschaften der Ortsteilnehmerschaltung können den Kurven a und b der Abb. 12...15 entnommen werden, die den Stromverlauf auf der Empfangsseite und den Einfluß von Pegeländerungen, Störströmen und erhöhter Schrittgeschwindigkeit auf die Verzerrung für die gebräuchlichsten Übertragungssysteme zeigen. Die Kurven c...f dieser Abbildungen werden im weiteren Verlauf der Arbeit behandelt werden.

3. Fernsteilnehmersysteme

Würde man alle Teilnehmer mit Einfachstromkreisen an die Vermittlungsämter anschließen, so würde sich bei der geringen Reichweite der Einfachstromkreise eine so große Zahl von Vermittlungsämtern ergeben, daß diese in keinem gesunden Verhältnis zur Fernschreibteilnehmerzahl stehen würde. Man geht daher so vor, daß man Vermittlungsämter nur in Schwerpunkten des Verkehrs einrichtet und weiter entfernt liegende Teilnehmerstellen durch besondere Fernsteilnehmersysteme anschließt. Während man sich bei Ortsteilnehmersystemen auf Entfernungen beschränkt, bei denen die Leitungseigenschaften noch nicht stark auf die Güte der Übertragung eingehen, ist dies bei den Fernsteilnehmersystemen, die Entfernungen bis etwa 100 km überbrücken müssen, bereits in starkem Maße der Fall. Hieraus ergibt sich, daß für verschiedene Übertragungswege auch verschiedenartige Fernschreibübertragungs-

systeme gewählt werden müssen. Da die Fernteilnehmerleitungen im allgemeinen schlecht ausgenutzt werden, wird man sich bemühen, auf ihnen Systeme mit niedrigen Anschaffungs- und Unterhaltungskosten einzusetzen. Es kommen vorzugsweise Gleichstromsysteme in Frage. Um von den Schwankungen des Leitungswiderstandes und der Ableitung unabhängig zu sein, werden fast ausschließlich Doppelstromsysteme verwendet. Im einzelnen hängt ihre Gestaltung stark von der Art der Leitung, ihrer Ausnutzung und der gewünschten Verkehrsart ab.

Am einfachsten liegen die Verhältnisse, wenn für den Fernschreibweg eine eigene Leitung zur Verfügung steht. In diesem Fall könnte man grundsätzlich den ganzen Übertragungsbereich der Leitung für das Fernschreiben ausnutzen, so daß man sehr steile Zeichen erhalten würde. Leider kann man diese Möglichkeit nicht voll ausschöpfen. Da die Fernschreibströme, verglichen mit den Strömen des Fernsprechens, verhältnismäßig groß sind, stören die im Tonfrequenzgebiet liegenden Frequenzen der steilen Zeichen bei geringer Nebensprechdämpfung benachbarte Fernsprechadern. Man ist daher gezwungen, das Frequenzband der Fernschreibwege durch besondere Abflachschaltungen nach den höheren Frequenzen zu begrenzen. Derartige Abflachschaltungen sind als eingliedrige Spulenleitungen mit Grenzfrequenzen zwischen 120 und 200 Hz ausgeführt. In Abb. 12...15 Fall c sind die Betriebseigenschaften eines mit Abflachung arbeitenden Doppelstromzweigesystems beim Einsatz auf einem Kabel dargestellt. Der Vergleich mit der unter gleichen Bedingungen eingesetzten Einfachstromteilnehmerschaltung (Fall b) zeigt deutlich die übertragungstechnischen Vorzüge des Doppelstromsystems.

Für die Fernschreibübertragung kann man entweder eine Freileitung oder ein Kabel benutzen. Die Dämpfung einer



Abb. 12. Stromverlauf auf der Empfangsseite verschiedener Fernschreibübertragungssysteme

- a = Teilnehmerkreis auf Freileitung
- b = " " " " Kabelleitung mit Abflachung
- c = Doppelstromfern schreiben auf Kabelleitung mit Abflachung
- d = Unterlagerungsfern schreiben auf Kabelleitung
- e = Vielträgerfern schreiben (120 Hz Trägerabstand) Arbeitsstrom

Freileitung ist, verglichen mit der eines gleich langen Kabels, außerordentlich klein. Sie schwankt jedoch infolge der Temperatur und sonstiger Witterungseinflüsse wesentlich stärker als die des in die Erde verlegten Kabels. Vor allem stören bei der Freileitung die durch schlechte Isolation hervorgerufenen Ableitungsänderungen. Die Reichweiten der Freileitungssysteme sind daher nicht durch die Leitungsdaten selbst, sondern in erster Linie durch deren Schwankungen bestimmt.

Besteht die Freileitung nur aus einer Ader, so kann diese unter Benutzung der Erdrückleitung mit einer Einwegschaltung belegt werden. Auf zwei Adern kann man nach Wahl entweder eine Zweiwegschaltung unter Mitbenutzung der Erde oder eine Einwegschaltung ohne Erdrückleitung einsetzen. Mit Rücksicht auf den meist bestehenden Leitungsmangel sind Zweiwegschaltungen beim Gleichstrom-

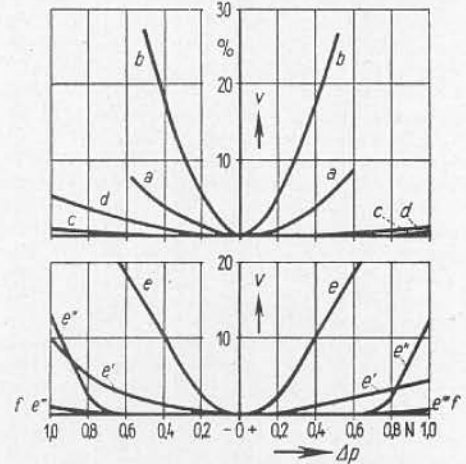


Abb. 13. Durch Pegelschwankungen hervorgerufene zusätzliche Verzerrung

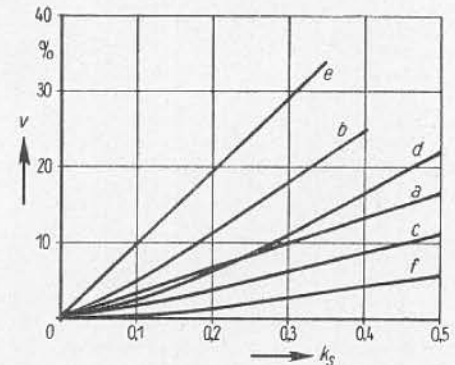


Abb. 14. Durch Störströme hervorgerufene zusätzliche Verzerrung

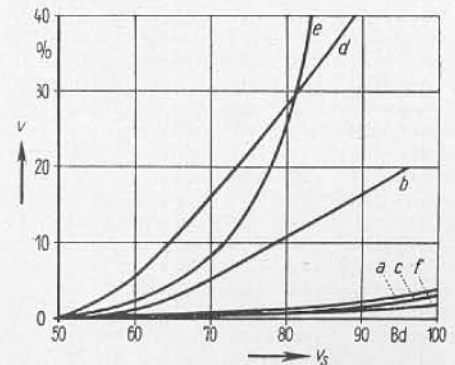


Abb. 15. Durch erhöhte Schrittgeschwindigkeit hervorgerufene zusätzliche Verzerrung

- e' = Vielträgerfern schreiben (120 Hz Trägerabstand) Ruhestrom
- e'' = " " " " " " mit Regelrelais
- e''' = " " " " " " mit Regelverstärker
- f = Doppeltonfern schreiben mit breitem Frequenzband

ferschreiben über längere Leitungen verhältnismäßig selten, obgleich sie gerade auf weiten Entfernungen einen sicheren Betrieb gewährleisten und ohne besondere Vorkehrungen gegenschreibfähig sind. Wesentlich größere Bedeutung kommt im Freileitungsferschreiben [9] der Gegenschreibschaltung und der Wendeschaltung zu. Die erste wird man immer dann einsetzen, wenn Gegenverkehr gefordert ist. Ein Nachteil der Gegenschreibschaltung ist die bei ihr erforderliche Nachbildung. Diese muß die Leitung um so genauer nachbilden, je größer deren Dämpfung ist. Sie kann daher bei langen Leitungen nicht fest eingestellt werden, sondern muß von Zeit zu Zeit neu abgeglichen werden. Wenn hierfür auch geeignete Meßgeräte zur Verfügung stehen, so fehlt es doch häufig an dem ausreichend geschulten Personal, so daß man mehr und mehr dazu übergeht, bei Gegenschreibschaltungen zugunsten einer einfachen Nachbildung auf äußerste Reichweiten zu verzichten. Begnügt man sich mit Wechselverkehr, so kommt man in vielen Fällen mit einer festen Nachbildung aus, die im einfachsten Fall nur aus einem Ohmschen Widerstand besteht. Man erhält so eine außerordentlich einfache und betriebs-sichere Schaltung.

Werden bei starken Schwankungen der Leitungseigenschaften größere Reichweiten gefordert, so wird bisweilen die Wendeschaltung eingesetzt, natürlich nur dann, wenn der Wechselverkehr den Betriebsbedürfnissen entspricht. Leider erfordert die Wendeschaltung neben dem ihr stets zugeordneten Hilfsrelais für das Wenden der Verkehrsrichtung eine Reihe zusätzlicher Relais, deren Aufgabe es ist, die Leitung bei der Umschaltung zu entladen, Störungen durch gleichzeitiges Schreiben beider Teilnehmer zu verhindern und ein einwandfreies Anlaufen der Maschine bei der Aufnahme des Betriebes sicherzustellen. Besonders unübersichtlich wird die Schaltung dann, wenn sie im Vermittlungsverkehr eingesetzt werden soll. Dieser verwickelte Schaltungsaufbau macht die Wendeschaltung trotz ihrer guten Übertragungseigenschaften bisweilen unbeliebt, so daß man meist die Gegenschreibschaltung mit fester Nachbildung vorzieht.

Während sich für die Ausnutzung von Freileitungen verschiedene Möglichkeiten ergeben, liegen die Verhältnisse bei Kabeln wesentlich anders. Zum mindesten bei vielpaarigen Kabeln kommt ein Betrieb der Kabeladern gegen Erde nicht in Betracht, weil er die aus Gründen des Nebensprechens stets angestrebte Erdsymmetrie der Kabelleitungen stören würde. Für das Fernschreiben ist daher ein voller Stamm erforderlich, auf dem man bei den betrachteten Reichweiten praktisch stets eine Gegenschreibschaltung einsetzen wird. Man kann dies tun, weil die Dämpfungsänderungen der Kabel, verglichen mit denen der Freileitungen, gering sind und eine merkliche Ableitung in dem Frequenzgebiet des Gleichstromferschreibens sehr selten ist.

Wir haben zunächst die Fälle untersucht, in denen für den Fernschreibverkehr eine eigene Leitung zur Verfügung steht. Beim Verkehr über größere Entfernungen sind diese Fälle heute jedoch bereits recht selten, und sie werden mit wachsender Dichte des Fernschreibverkehrs immer seltener werden. Es ist verständlicherweise unwirtschaftlich, von dem großen Übertragungsbereich einer Leitung nur das Gebiet bis etwa 100 Hz für den Nachrichtenfluß auszunutzen. Man ist daher frühzeitig dazu übergegangen, das Fernschreiben neben dem Fernsprechen über die gleiche Leitung zu übertragen, und hat hierdurch die Wirtschaftlichkeit des Fernschreibens sehr stark erhöht. Beschränken wir wieder unsere Betrachtungen zunächst auf Gleichstromsysteme, so bestehen für den gleichzeitigen Betrieb von Fernschreib- und Fernsprecheinrichtungen auf der gleichen Leitung zwei Möglichkeiten. Die Fernschreibwege können durch Bildung von Phantomkreisen geschaffen werden, oder man kann sie den Fernsprechkreisen unterlagern, wobei die frequenzmäßige Trennung von Fernschreibweg und Fernsprechweg mit Hilfe von Weichenschaltungen vorgenommen wird. Beide Verfahren haben für das Gleichstromferschreiben große Bedeutung erlangt.

Der einfachste Phantomkreis [7] ergibt sich dadurch, daß man den mit Übertragern abgeschlossenen Stamm einer Fernsprechleitung als Hinleitung und die Erde als Rückleitung benutzt (Stamm-Erde-Ferschreiben). Beim Viererferschreiben verwendet man einen gleichartigen Phantomweg als Rückleitung. Das Stamm-Erde-Ferschreiben wird vorzugsweise auf Freileitungen, das Viererferschreiben überwiegend auf Kabeln eingesetzt. Falls außer den Stämmen auch die Vierer der Kabelleitungen zum Fernsprechen benutzt werden, müssen für das Fernschreiben zwei Vierer

zu einem Achter zusammengefaßt werden. Voraussetzung hierfür ist, daß die vier Stämme dieses Phantomkreises völlig symmetrisch aufgebaut sind und betrieben werden. Sind in ihnen Verstärker enthalten, so müssen sie stets an der gleichen Stelle eingeschleift sein. Diese scharfen Symmetriebedingungen engen den Einsatz des Achterferschreibens stark ein. Außerdem erhält man beim Achterferschreiben jeweils aus vier Stämmen nur eine zusätzliche Fernschreibverbindung. Wenn sich trotzdem das Achterferschreiben mehr und mehr eingeführt hat, so liegt das daran, daß es die Beibehaltung des niederfrequenten Rufs oder der niederfrequenten Wahl im Fernsprechbetrieb zuläßt.

Eine wesentlich bessere Leitungsausnutzung bei günstigeren Übertragungseigenschaften ergibt das Unterlagerungsferschreiben [1]. Es wurde bereits gezeigt, daß zur verzerrungsarmen Zeichenübertragung bei einer Schrittgeschwindigkeit von 50 Baud ein Frequenzband zwischen 0 und 40 Hz ausreicht. Andererseits hat man im Fernsprechverkehr aus wirtschaftlichen Gründen auf die Frequenzen unterhalb von 300 Hz verzichtet, weil diese zur Verständlichkeit der Sprache praktisch nichts mehr beitragen, sondern lediglich die Klangfarbe beeinflussen. Zwischen der höchsten Frequenz des Fernschreibens und der tiefsten des Fernsprechens liegt somit ein Frequenzabstand von 260 Hz, der zur einwandfreien Trennung der beiden Nachrichten mit Hilfe von Frequenzweichen ausreicht.

Für das erfolgreiche Nebeneinanderarbeiten von Fernschreib- und Fernsprechsystemen auf der gleichen Leitung ist es notwendig, daß die Fernschreibzeichen über genügende Entfernungen verzerrungsarm übertragen werden und daß die Sprache durch das Fernschreiben nicht merklich gestört wird. Die Reichweite des Unterlagerungsferschreibens wird man so wählen, daß sie mit der Länge eines oder mehrerer Verstärkerfelder übereinstimmt, weil die Zwischenverstärker für Gleichstrom nicht durchlässig sind und daher durch besondere Weichenschaltungen umgangen werden müssen. Da diese das Frequenzband des Unterlagerungsferschreibens stark bescheiden, beschränkt man die Reichweite der Fernschreibabschnitte auf zwei Verstärkerfeldlängen. Das im deutschen Kabelnetz allgemein eingeführte Unterlagerungsferschreiben ist ein Doppelstromsystem (40 V, 4 mA) mit einer Gegenschreibschaltung, deren Nachbildung beim Einrichten der Verbindung fest eingestellt wird. Der Verlauf des Übertragungswiderstandes (Abb. 16) zeigt, daß das Frequenzband des Übertragungs-

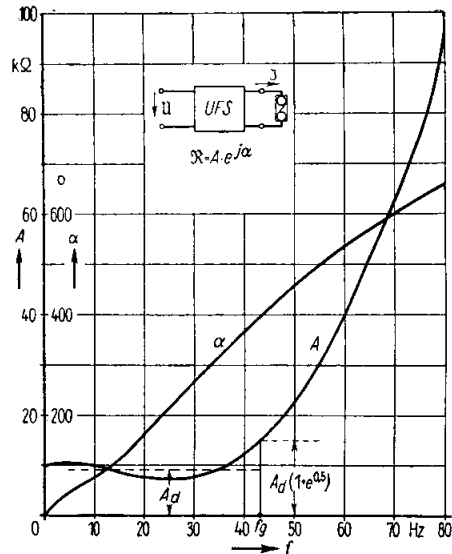


Abb. 16. Übertragungswiderstand des Unterlagerungsferschreibsystems beim Betrieb über ein längeres Pupinkabel

A_d = Mittelwert im Durchlaßbereich
 f_g = Grenzfrequenz

bereichs recht schmal ist ($\tau = 1/2 f_g = 12 \cdot 10^{-3}$ s). Infolgedessen ist das Unterlagerungsferschreiben gegenüber Störungen verhältnismäßig empfindlich (Abb. 12...15, Fall d). Das macht sich besonders dann bemerkbar, wenn das System im Gegenverkehr betrieben wird. Bei ungenügender Lei-

tungsnachbildung gelangt ein Teil der Sendeenergie auf das Empfangsrelais. Nimmt man die Nachbildgüte

$$b_n = \ln \frac{I_e}{I_1 - I_2} \quad (6)$$

als Maß für die Übereinstimmung zwischen Leitung und Nachbildung, wobei I_e der Empfangsstrom, I_1 der in die Leitung und I_2 der in die Nachbildung fließende Sendestrom ist, so ergibt sich bei der praktisch erreichten Nachbildgüte von etwa 2,5 N bereits ein Störstromverhältnis 1 : 12, das einer zusätzlichen Verzerrung von etwa 5 % im Gegenverkehr entspricht. Da die Schwankungen der Leitungsdämpfung im wesentlichen jahreszeitlich bedingt sind, können sie meist durch gelegentliche Einstellung der Leitungsnachbildung unschädlich gemacht werden.

Der Einsatz des Unterlagerungsfernschreibens in der bisher behandelten Form ist an die Voraussetzung geknüpft, daß das gesamte Frequenzband unterhalb der Sprache dem Fernschreiben zur Verfügung steht. Sehr häufig ist jedoch dieses Band durch niederfrequente Ruf- oder Wahlsysteme bereits belegt. Wenn man das Unterlagerungsfernschreiben als Fernteilnehmersystem einsetzt, ist die Wahrscheinlichkeit groß, mit derartigen Ruf- und Wahlsystemen zusammenzutreffen. Bei den kurzen Entfernungen, um die es sich hier handelt, werden nämlich vielfach unverstärkte Leitungen benutzt, auf denen man aus wirtschaftlichen Gründen keine tonfrequente Wahl einsetzt. Man bemüht

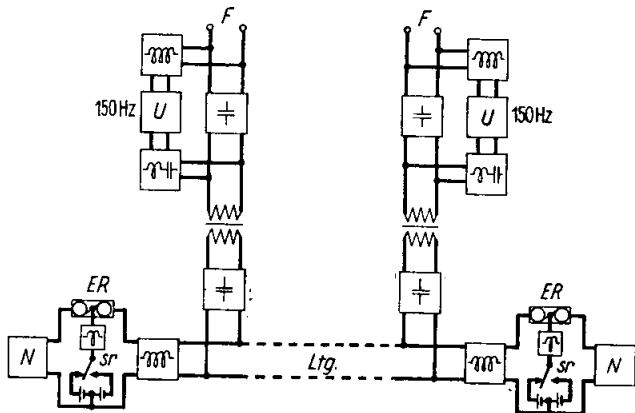


Abb. 17. Unterlagerungsfernschreiben mit 150 Hz-Wahl oder -Ruf

F = Fernsprecher
U = 150 Hz-Wahl- oder Rufumsetzung

Ltg. = Leitung
N = Fernschreibnachbildung

sich also, sowohl für das Fernschreiben als auch für die Wahl und den Ruf die Betriebskosten durch Einsatz röhrenloser Systeme klein zu halten. Um die sich hieraus ergebenden Schwierigkeiten zu umgehen, wurde ein Unterlagerungsfernschreibensystem [10] entwickelt, das zwischen Fernschreib- und Fernsprechkanal noch die Einschlebung eines Wahl- oder Rufkanals mit einem Träger von 150 Hz erlaubt (Abb. 17). Die Eigenschaften dieses Systems entsprechen praktisch denen des Unterlagerungsfernschreibens ohne 150 Hz-Ruf und -Wahl. Die 150 Hz-Spannung wird durch Verdreifachung der Netzfrequenz mit Hilfe von übersättigten Eisendrosseln erzeugt. Als Empfangsorgan für Ruf und Wahl dient ein kleines, neu entwickeltes gepoltes Fernschreibrelais mit Haltewicklung, das von dem 150 Hz-Strom über Gleichrichter gespeist wird. Dieses Relais arbeitet infolge seiner hohen Kontaktkraft, seines robusten Aufbaus, seiner Schutzkappe und seiner Platin-Nickel-Kontakte außerordentlich betriebssicher. Die Verbindung des Unterlagerungsfernschreibens mit einem einfachen röhrenlosen Wahl- und Rufsystem hat dem Gleichstromfernschreiben auf Kabelleitungen neue Einsatzmöglichkeiten erschlossen.

Während sich das Unterlagerungsfernschreiben auf Kabeln allgemein eingeführt hat, bevorzugt man auf Freileitungen das Doppelunterlagerungsfernschreiben [1] [7] (Abb. 18). Man versteht hierunter ein Fernschreibensystem, das unter Benutzung der Erde als Rückleitung auf dem Stamm einer Fernsprech-Freileitung zwei Fernschreibewege schafft. Belegt man jeden dieser Wege mit einer Gegenschreibschaltung, so kann man auf ihnen zwei voneinander unabhängige Fernschreibverbindungen herstellen. Mit Rücksicht auf die Nachbildschwierigkeiten bei Freileitungen

wird man sich jedoch meist mit einer Zweiwegschaltung begnügen und erhält so eine sehr betriebssichere Fernschreibverbindung. Das Doppelunterlagerungsfernschreiben arbeitet gegenüber dem Unterlagerungsfernschreiben mit erhöhter Sendespannung (± 60 V) und erhöhtem Sendestrom (20...30 mA), so daß sich ein guter Störabstand ergibt. Die vom Fernsprechen an das System gestellten Forderungen sind milder als beim Unterlagerungsfernschreiben, da infolge der geringen Dämpfung der Freileitung Verstärker im Leitungszuge selten sind.

Bei der Fülle der verschiedenartigen Gleichstromfernschreibensysteme gewinnt man leicht den Eindruck, daß sich aus ihr ein unübersichtlicher Netzaufbau ergeben müßte. Das ist in Wirklichkeit nicht der Fall. Man hat alle Systeme in ihrer Reichweite so begrenzt, daß bestimmte Beträge der Verzerrung auch bei geringer Wartung der Übertragungseinrichtungen nicht überschritten werden. Da alle Systeme durch Relais einheitlich abgeschlossen sind, sind sie ohne weiteres gegeneinander austauschbar. Eine einheitliche Fertigung erreicht man trotz der Vielgestaltigkeit dadurch, daß man die stets wiederkehrenden Bauelemente zu Baugruppen zusammenfaßt, die für die verschiedenen Systeme einheitlich sind und nur durch spezielle Zusatzteile ergänzt zu werden brauchen. Der in jüngster Zeit durchgeführte Aufbau der Einrichtungen mit einheitlich gelochten Schienen hat ihre Fertigung weiterhin vereinfacht.

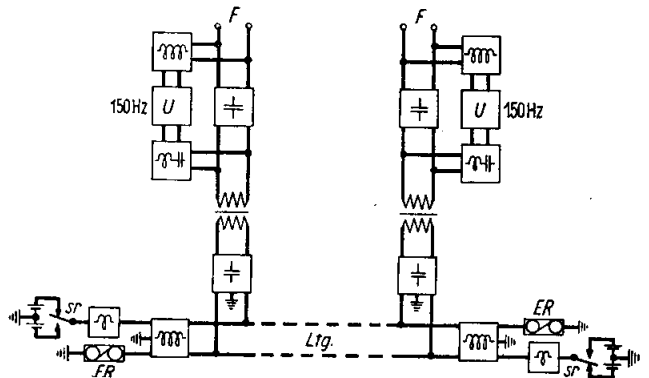


Abb. 18. Doppelunterlagerungsfernschreiben mit 150 Hz-Ruf

ER = Empfangsrelais
sr = Senderrelaiskontakt

4. Weitverkehrssysteme

Während das Gleichstromfernschreiben bei Entfernungen bis zu etwa 100 km im allgemeinen dem Trägerfernschreiben [11] in stationären Netzen wirtschaftlich überlegen ist, gleicht sich dieser Unterschied bei längeren Leitungen, die viele Zwischenverstärker enthalten, infolge der für das Gleichstromfernschreiben notwendigen Verstärkerumlagen und Umsetzerschaltungen immer mehr aus. Es wirken sich dann aber einige technische Vorzüge des Trägerfernschreibens so stark aus, daß man in der neuzeitlichen Netzplanung für Weitverbindungen ausschließlich Träger-systeme vorsieht.

Tastet man einen Träger mit Fernschreibtext, so ergibt sich ein Frequenzgemisch, das aus dem Träger und seinen Seitenbändern besteht und das, wenn man sich auf die Übertragung von Frequenzen bis zum 1,6fachen der Schritt-frequenz beschränkt, bei einer Schrittgeschwindigkeit von 50 Baud ein Band von 80 Hz umfaßt. An und für sich würde es genügen, ähnlich wie es vielfach beim Fernsprechen üblich ist, nur eins der beiden Seitenbänder zu übertragen. Praktisch stößt das jedoch auf Schwierigkeiten, da normalerweise für die Zeichenbildung der Träger und das ihm unmittelbar benachbarte Frequenzgebiet herangezogen werden müssen, so daß man für die Trennung von Träger und Seitenband nicht wie bei der Sprache über eine ausreichende Frequenzbandlücke verfügt. Man arbeitet daher beim Trägerfernschreiben bisher stets im Zweiseitenbandverfahren.

Da ein Fernschreibkanal nur eine Bandbreite von etwa 80 Hz beansprucht, kann man im Übertragungsbereich der Fernsprechwege (300...2700 Hz) eine große Zahl von Fernschreibkanälen unterbringen. Mit Rücksicht auf die für das

Trennen der einzelnen Kanäle notwendigen Lücken ist ein gegenseitiger Trägerabstand von 120 Hz erforderlich, so daß man auf einem Sprachband 18 Fernschreibkanäle einsetzen kann. Diese Kanäle werden durch Sende- und Empfangsfilter, die als Differentialfilter mit 90 Hz Bandbreite ausgeführt sind, voneinander getrennt.

Ebenso wie die Gleichstromfernschreibsysteme werden auch Trägerfernschreibsysteme im Gegenverkehr und im Wechselverkehr betrieben. Während jedoch in der Gleichstromtechnik vorzugsweise Einwegschaltungen angewendet werden, arbeitet man in der Trägertechnik mit Zweiwegschaltungen. Jede Trägerfernschreibverbindung besitzt daher für jede Verkehrsrichtung einen besonderen Kanal. Grundsätzlich wäre es möglich, die Vielfach-Trägerfernschreibsysteme außer auf Vierdrahtleitungen auch auf Zweidrahtleitungen einzusetzen. Für eine einwandfreie Fernschreibübertragung müßte man jedoch von der Zweidrahtleitung eine Rückflußdämpfung von etwa 3,5 N verlangen. Selbst in diesem Falle würden die auf den Empfänger gelangenden Sendeströme noch eine Zusatzverzerrung von 3% hervorrufen. Praktisch gehen aber die Rückflußdämpfungen der Zweidrahtleitungen bis auf wenige Zehntel Neper herunter, so daß auf ihnen ein Vielfach-Trägerfernschreibbetrieb mit den gleichen Trägern in beiden Richtungen im allgemeinen nicht zu empfehlen ist. Die Deutsche Reichspost benutzt daher für das Trägerfernschreiben ausschließlich Vierdrahtleitungen oder vierdrahtmäßig arbeitende Trägerfernsprechsysteme. In Fällen, in denen nur Zweidrahtleitungen für die Übertragung zur Verfügung stehen, hilft man sich damit, daß man die Trägerfernschreibkanäle in zwei Gruppen aufteilt, die beide durch Weichen voneinander getrennt werden und von denen die eine die Kanäle der einen Richtung und die andere die Kanäle der Gegenrichtung enthält. In diesem Fall erhöht sich die Rückflußdämpfung um die Übersprechdämpfung der Filter, so daß ein einwandfreier Fernschreibbetrieb möglich wird. Die Ausnutzung der Leitung ist jedoch wegen der Trennlücke zwischen den beiden Kanalgruppen ungünstiger als die einer Vierdrahtleitung.

Unter den verschiedenen Tastarten bei Trägerstromsystemen nimmt der Einfachstrom gegenwärtig eine überragende Stellung ein. Hierbei sind, abgesehen von gewissen Unterschieden in der Pegelregelung, der Arbeitsstrom und der Ruhestrom einander nahezu gleichwertig. Beide Stromarten werden in großem Umfang verwendet. Von den Doppelstromsystemen hat das Doppeltonprinzip [2] größere Verbreitung gefunden, namentlich auf drahtlosen Nachrichtenwegen; auf Leitungen hat es sich bisher infolge des erhöhten Aufwandes und des größeren Frequenzbedarfs nicht eingeführt, zumal hier Einfachstromsysteme vollkommen zufriedenstellend arbeiten. Das Phasensprungverfahren benötigt zwar kein breiteres Frequenzband als das Einfachstromverfahren, hat jedoch den Nachteil, daß der Träger an der Empfangsseite phasenrichtig zugesetzt werden muß. Da bei Leitungsstörungen die Phase um 180° gedreht werden kann, sind besondere Maßnahmen zur Phasenberichtigung erforderlich. Insgesamt ergibt sich für das Phasensprungverfahren ein merklich größerer Aufwand als für ein Einfachstromverfahren, so daß es sich bisher praktisch kaum eingeführt hat.

Bei jeder Einfachstromschaltung wird der Träger im Rhythmus der ankommenden Gleichstromzeichen mit einem Fernschreibrelais oder einem Fernschreibmodler [13] getastet. Die Träger eines 18fach-Fernschreibsystems werden entweder gemeinsam durch ein Tonrad oder getrennt durch

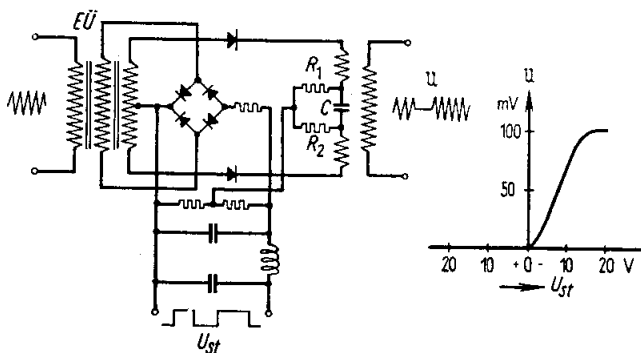


Abb. 19. Fernschreibmodler mit großer Ruhedämpfung
 U_{st} = Gleichstrom-Steuerspannung, u = getastete Trägerspannung

Röhrensummer erzeugt. Bei größeren Ämtern ist das Tonrad den Röhrensummern wirtschaftlich überlegen, bei kleineren Ämtern und beweglichen Anlagen sind Röhrensummer vorzuziehen. In der jüngsten Zeit wird von dem Fernschreibmodler (Abb. 19) immer mehr Gebrauch gemacht. Er besteht aus einer Gleichrichter- und Übertragerschaltung, die so bemessen ist, daß der Modler eine Durchlaßdämpfung von weniger als 0,1 N hat, so lange eine Gleichspannung bestimmter Polarität an ihm liegt, und daß die Dämpfung auf 8 N ansteigt, so bald man die Richtung der Gleichspannung umkehrt. Man kann den Fernschreibmodler so ausbilden, daß er dann, wenn keine Gleichspannung an ihm liegt, den Trägerstrom durchläßt oder ihn sperrt. Der Modler hat sich im praktischen Betrieb sehr gut bewährt und wird in Zukunft das Senderrelais in sehr vielen Trägerfernschreibschaltungen ersetzen.

Die getasteten Träger werden durch Sendefilter auf das gewünschte Frequenzband beschränkt und dann wie Fernsprechströme über die Leitung übertragen. Am Empfangsende wird das auf der Leitung vorhandene Frequenzgemisch durch Filter wieder den einzelnen Trägerfrequenzen entsprechend aufgeteilt. Die ankommenden Zeichen werden verstärkt, gleichgerichtet und steuern dann die Arbeitswicklung eines mit einer Ilaltewicklung versehenen gepolten Fernschreibrelais. Auch relaislose Empfangsschaltungen sind entwickelt worden und werden in Zukunft größere Bedeutung gewinnen. Infolge der verhältnismäßig großen Einschwingzeitkonstante der Trägerfernschreibkanäle ist das System in bezug auf Pegeländerungen recht empfindlich. Da $2\tau \approx \tau_{\text{N}} = 20 \text{ ms}$ ist, entspricht beispielsweise einer Pegeländerung von 10% auch eine ebenso große zusätzliche Verzerrung, wenn man keine selbsttätige Pegelregelung vorsieht. Auf langen Fernsprechleitungen treten Pegelschwankungen auf, die erheblich größer sind. Abb. 20

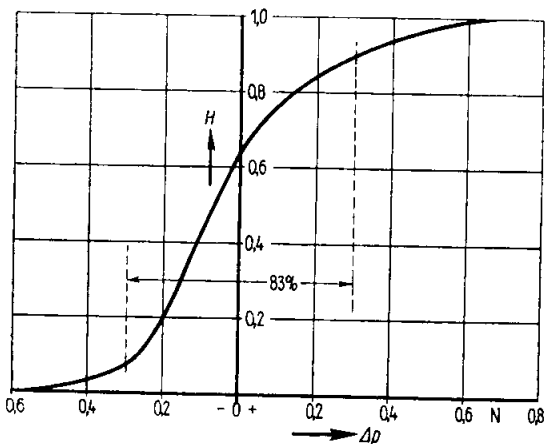


Abb. 20. Summenhäufigkeit von Pegelschwankungen einer langen Fernleitung während eines Vierteljahres nach Untersuchungen von K. H. Hahne

zeigt dies in Gestalt der Summenhäufigkeitskurve von Pegelschwankungen [14] im Niederfrequenzkanal einer 1200 km langen, leicht belasteten Vierdrahtleitung mit 20 Zwischenverstärkern über die Dauer eines Vierteljahres. Man erkennt, daß das Schwergewicht der Meßpunkte bei Abweichungen unter $\pm 0,3 \text{ N}$ vom Sollpegel liegt und daß nur ein kleiner Rest auf größere Schwankungen entfällt. Nähere Untersuchungen ergaben, daß gerade die großen Pegelsprünge meist auf unkontrollierbare Schaltmaßnahmen in den Verstärkerämtern zurückzuführen sind.

Da starke Pegelschwankungen einen einwandfreien Fernschreibbetrieb unmöglich machen, müssen sie entweder vermieden oder unwirksam gemacht werden. Die für das Trägerfernschreiben benutzten Leitungen werden zunächst durch besondere Kennzeichnung vor äußeren Eingriffen während des Betriebes geschützt. Man pegelt sie außerdem besonders sorgfältig ein und gleicht auf diese Weise langsame Schwankungen, die durch Änderungen der Kabeltemperatur oder der Verstärkungseigenschaften der Röhren bedingt sein können, von vornherein aus. Hierdurch wird das Ausmaß der dargestellten Pegelschwankungen bereits stark vermindert. Die verbleibenden Störungen müssen durch eine ständige Pegelregelung des Trägerfernschreibsystems ausgeglichen werden. Diese zerfällt in eine Rege-

lung von Hand und in eine selbsttätige Pegelregelung. Bei der Handregelung sendet man über die einzelnen Kanäle Wechsel und regelt den Haltestrom des Empfangsrelais so ein, daß die durch Pegeländerungen bedingte Einseitigkeit der Zeichen ausgeglichen wird. Kurzzeitige Pegeländerungen müssen durch die selbsttätige Regelung unschädlich gemacht werden. Diese kann entweder in einer Gesamtregelung aller 18 Kanäle mit Hilfe eines Regelverstärkers [15] oder in einer Einzelkanalregelung bestehen. Der Regelverstärker setzt voraus, daß sich der Pegel aller Kanäle in gleicher Weise ändert wie der des ihn steuernden Steuerkanals. Das ist weitgehend der Fall. Als Steuerkanal kann man beispielsweise einen normalen Trägerfernschreibkanal verwenden, der weiterhin auch für Signalisierungszwecke brauchbar bleibt. Es braucht sich also durch den Einsatz des Regelverstärkers kein Verlust an Fernschreibverbindungen zu ergeben. Eine Einzelkanalregelung [12] [16] führt man meist in der Weise durch, daß man den Gitterstrom einsetzt einer Röhre zur Verformung der Hüllkurve der Zeichen ausnutzt. Diese muß so vorgenommen werden, daß die Zeichenlänge konstant bleibt. Je nach der Ausbildung der Pegelregelung erhält man verschiedene Regelkurven (Abb. 13). Hierbei ist in den Fällen e und e' die Regelung lediglich durch geschickte bemessene Widerstände und Kondensatoren durchgeführt. Man sieht, daß unter dieser Voraussetzung die Ruhestromschaltung einen breiteren Regelbereich als die Arbeitsstromschaltung ergibt. Durch ein zusätzliches Relais läßt sich aber auch für die Arbeitsstromschaltung der Regelbereich erweitern (Fall e''). Besonders leicht erreicht man einen breiteren Regelbereich durch die Einschaltung des Regelverstärkers (Fall e'''), der sich im praktischen Betrieb sehr gut bewährt hat.

Bei einem Trägerfernschreibsystem mit 120 Hz Trägerabstand ist der Betrag des Störfaktors nach Formel (4) etwa gleich dem der Verzerrung, da $2 \cdot \tau \approx \tau_s = 20$ ms ist. Das System ist daher gegen Störströme ziemlich empfindlich (Abb. 14, Fall e). Bei den Störströmen kann es sich entweder um Fremdstörer handeln, wie sie besonders auf Freileitungen auftreten (Nebensprechen, Funk, Starkstrombeeinflussung usw.) oder um Störströme, die durch das System selbst beim Einsatz auf nicht völlig linearen Übertragungswegen entstehen. Eine Erhöhung der Sendeleistung bringt gegenüber Fremdströmen einen Gewinn an Störpegelabstand und somit eine Verringerung der Verzerrung. Bei nichtlinearen Störungen hingegen wird im allgemeinen die Erhöhung der Sendeleistung die Übertragung verschlechtern, weil dann die nichtlinearen Teile wie Röhren, Spulen oder Übertrager noch weiter ausgenutzt werden. Die Sendeleistung darf andererseits auch nicht beliebig verringert werden, weil dann die stets vorhandenen Fremdstörer stärker in Erscheinung treten. Bei dem 18fach-Trägerfernschreibsystem hat sich eine Sendeleistung von 0,01 mW je Kanal und eine ebenso große Empfangsleistung als zweckmäßig erwiesen. Störungen auf nichtlinearen Übertragungswegen werden besonders wirksam durch eine geeignete Aufteilung des Frequenzbandes [17] verringert. Durch den quadratischen Anteil der nichtlinearen Kennlinie, der meist auf schlechte Linearität der Röhrenkennlinien zurückzuführen ist, werden Klirrtöne hervorgerufen, die man dadurch bekämpfen kann, daß man die Trägerfrequenzen als ungerade Vielfache einer Grundfrequenz wählt. In diesem Fall liegen die Obertöne und die Kombinationstöne der in dem Frequenzspektrum mit besonders starker Amplitude auftretenden Träger gerade an den Stellen, an denen sich die Dämpfungskurven der Filter überschneiden, an denen also eine starke Dämpfung (etwa 1,5 N) vorhanden ist. Bei dieser Frequenzwahl hat der n -te Träger eines Systems, das auf der Grundfrequenz f_0 aufgebaut ist und dessen unterster Träger das m -fache dieser Grundfrequenz ist, die Frequenz

$$f_n = (2 \cdot (n - 1) + m) \cdot f_0$$

Beim 18fach-Trägerfernschreibsystem ist $f_0 = 60$ Hz und $m = 7$, so daß seine Träger zwischen 420 und 2460 Hz im gleichmäßigen Abstand von 120 Hz voneinander liegen.

Gegen Klirrtöne, die auf kubische Nichtlinearität zurückzuführen sind, schützt diese Frequenzteilung nicht. In diesem Fall sind die Klirrtöne stets ungerade Vielfache von f_0 und fallen somit gerade in die Durchlaßbereiche der Siebe. Ein kubischer Klirrfaktor ist also wesentlich störender als ein quadratischer Klirrfaktor gleichen Betrages. Für ein einwandfreies Arbeiten des Trägerfernschreibens auf einem Übertragungsweg muß man fordern, daß der Klirrfaktor des Übertragungsweges unter 2% bleibt und

nur ein Bruchteil dieses Wertes auf den kubischen Anteil entfällt. Das Trägerfernschreiben stellt an die Linearität der Leitung wesentlich höhere Anforderungen als die Sprache, die gegen Klirrtöne recht unempfindlich ist.

Neben den bereits behandelten Pegeländerungen und Störströmen sind noch eine Anzahl anderer Eigenschaften der Leitungen für die Güte des Trägerfernschreibens von Bedeutung. So ist es unzulässig, ein Unterlagerungsfernschreibsystem neben einem niederfrequenten Trägerfernschreibsystem auf der gleichen Pupilleitung zu betreiben, weil die Gleichströme des Unterlagerungsfernschreibens ebenso wie beispielsweise die eines Gleichstromrufs infolge des Flattereffekts der Pupilsulen eine Störmodulation der Trägerfernschreibzeichen hervorrufen. Unangenehm machen sich im Trägerfernschreibbetrieb im Gegensatz zur Sprachübertragung auch kurzzeitige Leitungsunterbrechungen und Pegelsprünge bemerkbar, wie sie bei Schaltmaßnahmen in den Verstärkerämtern oder bei Dämpfungsreglern mit grober mechanischer Rasterung vorkommen. Beim Einsatz des Trägerfernschreibens auf Trägerfernsprechsystemen ist ferner darauf zu achten, daß die Träger dieser Systeme auf der Sende- und auf der Empfangsseite sehr genau übereinstimmen. Das Trägerfernschreiben stellt also in fast jeder Hinsicht an die Leitung schärfere Anforderungen als die Sprache. Da diese Bedingungen jedoch bereits bei der Entwicklung neuer Nachrichtenübertragungssysteme berücksichtigt werden, haben sich hieraus praktisch keine Schwierigkeiten ergeben.

Das 18fach-Trägerfernschreibsystem ist konstruktiv in ein Maschinengestell, ein Signal- und Sicherungsgestell und drei Gestelle mit je sechs Kanälen unterteilt. Werden nur wenige Fernschreibverbindungen verlangt, wie es in Gegenden mit schwachem Nachrichtenverkehr oder in privaten oder behördlichen Sondernetzen vorkommen kann, so ist diese Aufteilung, die für 18 oder wenigstens für 12 Verbindungen geplant ist, nicht mehr wirtschaftlich, weil in diesem Fall der Kostenanteil, der von dem Maschinengestell und dem Sicherungsgestell auf den einzelnen Kanal entfällt, sehr stark ansteigt. Für solche Zwecke ist ein Trägerfernschreibsystem mit Röhrengeneratoren und Netzanschlußbetrieb [18] entwickelt worden. Dieses System arbeitet nach dem Ruhestromverfahren. Sender und Empfänger jeder Verbindung sind zu einem voll betriebsfähigen Aufbauteil vereinigt, das sich aus drei Baugruppen zusammensetzt, von denen die erste die Sende- und Empfangstastung, die zweite den Summer und den Netzanschluß und die dritte die Siebe enthält. Durch planmäßigen Aufbau der einzelnen Baugruppen kann man Vielfachträgerfernschreibsysteme mit verschiedenen Kanalzahlen zusammenstellen. Das System ist so ausgeführt, daß es auch auf Zweidrahtverbindungen im Trennbandverkehr eingesetzt werden kann, wobei die unteren Kanäle den Verkehr in der einen, die oberen Kanäle den Verkehr in der anderen Richtung übernehmen. Wünscht man eine tonfrequente Durchschaltung einzelner Kanäle oder will man diese staffeln, so ist das mit dem neuen System besonders einfach durchzuführen. Meist ist es dabei zweckmäßig, die Bandbreite der Filter zu erhöhen, weil sonst die Reihenschaltung der Siebmittel den Übertragungsbereich unzulässig einengen würde. Man geht aus diesem Grund auf den doppelten Trägerabstand (240 Hz) über und erkauft so mit schlechterer Frequenzbandausnutzung eine größere Beweglichkeit des Systems.

Der Übergang zu größerem Trägerabstand ist besonders dann zweckmäßig, wenn man das Trägerfernschreiben in einem Frequenzgebiet oberhalb der Sprache als Mittelfrequenzfernschreiben [19] einsetzen will, weil hier die Herstellung von Filtern für einen Trägerabstand von nur 120 Hz gewisse Schwierigkeiten bereitet. Das Mittelfrequenzfernschreiben entspricht im übrigen in seinem Aufbau und in seiner Schaltung genau dem dargestellten Trägerfernschreibsystem. Es besitzt sechs Träger zwischen 3300 und 4500 Hz für den Verkehr in der einen und sechs Träger zwischen 5700 und 6900 Hz für den Verkehr in der anderen Richtung. Es wird im Zusammenhang mit Trägerfrequenzfernsprechsystemen auf einer Freileitung eingesetzt, wobei die beiden Verkehrsrichtungen wie üblich durch Weichenschaltungen voneinander getrennt werden. Man hat somit für den Trägerfernschreibbetrieb auf Freileitungen die Wahl, entweder das Mittelfrequenzfernschreiben einzusetzen oder auf einem trägerfrequenten Sprechkanal ein 18fach-Trägerfernschreibsystem zu betreiben.

Die beschriebenen Trägersysteme werden den Anforderungen gerecht, die sich bei ihrem Einsatz auf Leitungen

ergeben. Auf drahtlosen Verbindungen hingegen treten jedoch häufig so starke Pegelschwankungen und Störströme auf, daß normale Einfachstromsysteme mit stark abgeflachten Zeichen nicht mehr zufriedenstellend arbeiten. In diesen Fällen erweisen sich Doppeltontonsysteme als überlegen, die auch unter ungünstigen Verhältnissen sehr störungssicher sind (Abb. 12...15, Fall f). Der größere Frequenzbandbedarf dieser Systeme fällt auf drahtlosen Nachrichtenwegen nicht sehr stark ins Gewicht, weil man hier meist genügend breite Frequenzbänder zur Verfügung hat. Ebenso wie die Technik der Gleichstromfernsehreibsysteme ist auch die der Trägerfernsehreibsysteme heute so durchgebildet, daß sie sich allen Bedürfnissen des Betriebes anzupassen vermag.

Zusammenfassung

Es wurde gezeigt, daß man für die Ausbildung eines Fernsehreibübertragungssystems zunächst Spielraum und Schrittgeschwindigkeit des benutzten Fernsehreibers kennen muß, weil sich hieraus die zulässige Verzerrung und die erforderliche Frequenzbandbreite des Übertragungsweges ergibt. Ist weiterhin die gewünschte Verkehrsart bekannt, so hat man sich auf Grund der dem System zufallenden Aufgabe für Stromart und Grundschaltung zu entscheiden. In bezug auf Sicherheit sind zwar im allgemeinen die Doppelstromverfahren den Einfachstromverfahren überlegen; diese besitzen jedoch eine Reihe technischer und wirtschaftlicher Vorzüge, so daß sie in sehr großem Umfang, namentlich im Trägerfernsehreiben, verwendet werden. Von den verschiedenen Grundschaltungen der Fernsehreibtechnik hat für das Gleichstromfernsehreiben die Gegenschreibschaltung und für das Trägerfernsehreiben die Zweiwegschaltung die größte Bedeutung erlangt.

Für die Ausgestaltung der kontinentalen Fernsehreibnetze sind Ortsteilnehmer-, Fernsteilnehmer- und Weitverkehrssysteme erforderlich. Die Ortsteilnehmerkreise werden mit Einfachstrom gespeist, sie sind daher in bezug auf Störungen empfindlich, so daß ihre Reichweite begrenzt ist. Wesentlich größere Entfernungen lassen sich mit den mit Doppelstrom arbeitenden Fernsteilnehmersystemen überbrücken. Ihre wichtigsten Ausführungsformen sind das Unterlagerungsfernsehreiben und das Achterfernsehreiben für Kabelleitungen und das Doppelunterlagerungsfernsehreiben für Freileitungen. Diese Systeme zeichnen sich durch geringe Leitungskosten aus, weil sie vorhandene Fernspreckwege zusätzlich ausnutzen. Nahezu der gesamte Weitverkehr spielt sich über Vielfach-Trägerfernsehreibsysteme ab, für deren technische Ausbildung der Wunsch nach wirtschaftlicher Frequenzbandausnutzung und hoher Störungssicherheit bestimmend war. Durch geschickte Aufteilung des Frequenzbandes und zweckmäßige Pegelregelung wurden beide Aufgaben zufriedenstellend gelöst. Die Übertragungswege der Fernsehreibtechnik können heute mit Hilfe geeigneter Systeme so ausgebildet werden, daß

sie den an sie gestellten Anforderungen in wirtschaftlicher und technischer Hinsicht gerecht werden. Trotz dieses hohen Entwicklungsstandes wird es sicherlich in Zukunft gelingen, die Fernsehreibtechnik weiter zu vervollkommen.

Schrifttumsverzeichnis

- [1] A. Jipp, *Moderne Telegrafie*. Jul. Springer, Berlin 1934.
- [2] K. Reche, A. Arzmaier, R. Zimmermann, *Verringerung der Fehleranfälligkeit drahtloser Telegrafiewege durch Maßnahmen im Niederfrequenzteil der Übertragungssysteme*. *Telefunken-Ztg.* 20, S. 53, 1938.
- [3] *Empfehlung Nr. 301 des CCIT, Warschau 1936*.
- [4] O. Erhardt, *Übertragungsleitwerte und Zeichenverzerrungen von Telegrafensystemen mit linear von der Frequenz abhängiger Phase*. *ENT* 11, S. 267, 1934.
- [5] K. Küpfmüller, *Über Einschwingvorgänge in Wellenfiltern*. *ENT* 1, S. 141, 1924.
- [6] H. Jenß, *Zur Berechnung der Verzerrung von Telegrafenzeichen in der Wechselstromtelegrafie*. *TFT* 22, S. 249, 1933.
- [7] P. Storch, *Anwendung der Fernsehreibtechnik im In- und Ausland*. *Jahrbuch d. elektr. Fernmeldewesens* 1937, S. 151.
- [8] Fernau, *Das deutsche Teilnehmer-Fernsehreibnetz als Kern eines europäischen Fernsehreibnetzes*. *Postarchiv* 68, S. 523, 1940.
- [9] A. Jipp, *Telegrafie auf Freileitungen*. *TFT* 26, S. 231, 1937.
- [10] H. Fülling, V. Gandtner, *Fernwahl auf Zweidrahtleitungen für gleichzeitige Telegrafie und Telefonie*. *VDE-Fachberichte* 10, S. 174, 1938.
- [11] F. Lüschen, *Trägerfrequenz-Wechselstromtelegrafie*. *ETZ* 44, S. 1, 1923.
- [12] A. Arzmaier, A. Ebert, *Die Mehrfachwechselstromtelegrafie*. *TFT* 23, S. 107, 1934.
- [13] E. Bähr, G. Junga, *Der Telegrafmodler, eine kontaktlose Sendetastenschaltung für die Trägerfrequenztelegrafie*. *TFT* 29, S. 49, 1940.
- [14] Hierüber wird demnächst von K. H. Hahne berichtet werden.
- [15] Ein Aufsatz hierüber von A. Arzmaier und G. Junga ist in Vorbereitung.
- [16] G. Junga, *Eine Empfangsschaltung der Wechselstromtelegrafie mit großem Pegelregelbereich*. *TFT* 27, S. 324, 1938.
- [17] F. Lüschen, K. Küpfmüller, *Über die Wahl der Trägerfrequenzen für die Tonfrequenztelegrafie*. *ENT* 4, S. 165, 1927.
- [18] A. Jipp, A. Arzmaier, *Neues Aufbausystem für Wechselstromtelegrafie*. *TFT* 30, S. 88, 1941.
- [19] H. Fülling, H. Pretsch, *Das Mittelfrequenzfernsehreibsystem*. *TFT* 29, S. 345, 1940.

Verzerrungen im Fernschreibbetrieb

Von H. Wüsteney

Mitteilung aus der Abteilung für Telegrafengerät der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus »Schwachstrom«, Zeitschrift für die Praxis der Fernmeldetechnik, 17. Jahrgang 1941, Heft 3 und 4

DK 621. 394, 8

Bei der Nachrichtenübermittlung auf große Entfernungen durchlaufen die von einem Sender ausgesandten Fernschreibzeichen meist eine große Anzahl von Übertragungsmitteln, z. B. Relais, Model- und Entmodelgeräte, Siebketten, Verstärker und schließlich die Leitungen selbst. Es ist daher nicht zu erwarten, daß die zeitliche Einteilung der am Ende der Verbindung dem Empfangsgerät zugeführten Zeichen völlig genau mit derjenigen der Sendung übereinstimmt. Ein einfaches Beispiel kann dies veranschaulichen. Es sei angenommen (Bild 1), daß ein Lochstreifensender A für Fernschreib-

Zeichen R fortlaufend aussendet, sind in Bild 2 die verschiedenen Formen dargestellt, in denen die Zeichen im Zuge der Verbindung erscheinen:

- In Bild 2 a: Einfachstromzeichen auf der Teilnehmerleitung AB.
 „ „ 2 b: Doppelstromzeichen auf der Strecke BC.
 „ „ 2 c: Stromverlauf auf der UT-Strecke.
 „ „ 2 d: Stromverlauf auf der WT-Strecke.
 „ „ 2 e: Vom Umsetzrelais in die Teilnehmerleitung JK getastete Einfachstromzeichen.

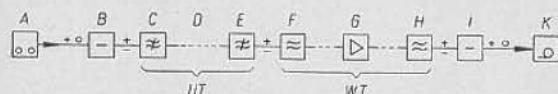


Bild 1

maschinen Zeichen aussendet, die mit der höchstmöglichen Geschwindigkeit aufeinander folgen. Bekanntlich wird dabei jedes Zeichen durch 5 Schritte gleicher Länge, aber unterschiedlichen Stromzustandes dargestellt. Vor dieser Gruppe von 5 Schritten wird immer ein Anlaufschritt und danach ein Sperrschritt ausgesandt, die alle die gleiche Länge haben. Ist der Sender, wie üblich, für Einfachstrom eingerichtet, so wird der Anlaufschritt durch eine Stromunterbrechung, der Sperrschritt durch eine Stromschließung wiedergegeben. Die Zeichen gelangen in dieser Form zunächst zur Umsetzschaltung B, die sie in Form von positiven und negativen Stromstößen weitergibt. Die weitere Übermittlung soll über eine Strecke Unterlagerungstelegraphie (UT) und anschließend eine Fernleitung mit Wechselstromtelegraphie (WT) führen. Infolgedessen liegen im Zuge der Verbindung: Sendeeinrichtung C der UT mit Relais und Siebketten, Fernleitung D, Empfangseinrichtung E der UT. Dann folgen die Sendeeinrichtung F der WT mit Senderrelais, Modler und Sieb, die Fernleitung G mit zahlreichen Verstärkern und schließlich die WT-Empfangseinrichtung H; diese gibt Doppelstromzeichen an die Relaisübertragung J, von der sie als Einfachstromzeichen über die Teilnehmerleitung dem Empfangsapparat K übermittelt werden.

Schon auf dieser verhältnismäßig einfach aufgebauten Verbindung werden die Fernschreibzeichen also sehr häufig umgesetzt. Für den Fall, daß der Sender A das

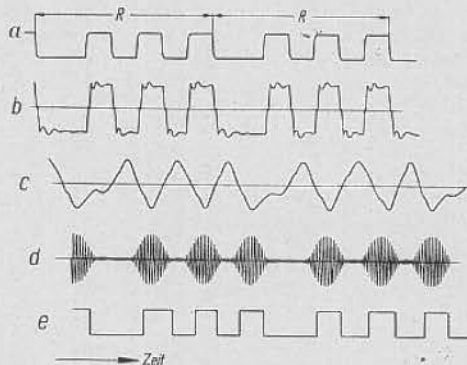


Bild 2

Als Folge der häufigen Umsetzung und sonstigen Beeinflussungen ergeben sich in der zeitlichen Aufteilung der empfangenen Zeichen merkliche Abweichungen gegenüber der Sendung. Diese Abweichungen werden als Verzerrung bezeichnet.

Die bisher stillschweigend gemachte Voraussetzung, daß der Sender ideale Zeichen tastet, trifft im allgemeinen nicht zu. In Wirklichkeit werden auch diese Zeichen schon eine gewisse Verzerrung, d. h. Verschiedenheit von der theoretisch genauen Zeitaufteilung haben.

Aus der grundlegenden Begriffsbestimmung ergibt sich, daß die Verzerrung von Fernschreibzeichen festgestellt wird, indem man die zeitliche Lage der Einsätze der verschiedenen Stromzustände mit den für die betreffenden Zeichen theoretisch gegebenen Zeitpunkten vergleicht. Der Zahlenwert der Verzerrung ist gleich dem Verhältnis der Gesamtabweichungen zur Länge des kürzesten Schritts. In Bild 3 a ist, um dies zu zeigen,

die gleiche Zeichenfolge dargestellt wie in Bild 2 e. Zur Feststellung der Abweichungen kann man z. B. einen Maßstab benutzen, dessen Teilung die theoretisch genauen Schrittlängen wiedergibt. Dieses Schrittmaß wird zu der Zeichenfolge in eine solche Lage gebracht, daß sich einer seiner Teilstriche mit einem beliebigen Zei-

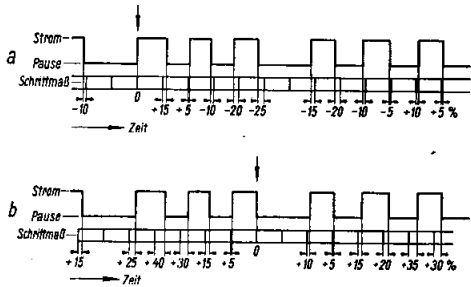


Bild 3

cheneinsatz deckt. Das ist in Bild 3 a an der durch einen Pfeil gekennzeichneten Stelle der Fall. Wäre keine Verzerrung vorhanden, so müßten sich nun alle Einsätze mit den Teilungen des Maßstabes decken. Die tatsächlichen Abweichungen betragen jedoch in voreilender Richtung (links von den entsprechenden Marken des Maßstabes) -5 , -10 , -15 , -20 und -25 %, in nacheilender Richtung (rechts) $+5$, $+10$ und $+15$ %. Der gesamte Bereich, in dem die Abweichungen liegen, ist also $25 + 15 = 40$ %, alle Angaben bezogen auf die Länge eines Schritts.

Das Ergebnis bleibt das gleiche, wenn das Schrittmaß sich, wie in Bild 3 b, mit einem anderen Einsatz deckt. In diesem Falle ist die Abweichung in voreilender Richtung 0 , in nacheilender Richtung bis zu 40 %. Die dargestellten Zeichen haben demnach 40 % Verzerrung.

Die nähere Betrachtung dieses Beispiels läßt wichtige Schlußfolgerungen zu. Zunächst ist klar, daß es für die Verzerrung kein bestimmtes Vorzeichen gibt, da jeder beliebige Einsatz als Ausgangspunkt der Messung gewählt werden kann. Im Falle des Bildes 3 a beträgt die Verzerrung nicht etwa $+15$ % und -25 %, sondern 40 %.

Für die Bestimmung des Verzerrungsgrades ist, wie erwähnt, der zeitliche Einsatz der verschiedenen Stromabschnitte maßgebend. Notwendige Voraussetzung dafür ist, daß diese Einsätze in dem Stromverlauf klar hervortreten, wie in Reihe a, b und e von Bild 2. Bei abgeflachtem Stromverlauf wie bei c und d mit allmählichem Übergang von dem einen zum anderen Stromzustand muß die Zeiteinteilung, die sich daraus hinter dem folgenden Empfangsrelais ergibt, abhängig sein von dem Punkt der Stromkurve, in dem das Relais bzw. der Empfangsverstärker oder dergleichen anzusprechen beginnt, und der Zeit, in der dieser Ansprechvorgang beendet ist. Man kann also aus solchen abgeflachten Stromkurven nicht den Wert der Verzerrung entnehmen.

Für die Ableitung des Verzerrungsbegriffs ist bei den zwischenstaatlichen Festlegungen des CCIT (Zwischenstaatlicher Beratender Telegraphenausschuß) ein anderer Weg benutzt worden. Aus Bild 2 ist zu erkennen, daß zwischen dem Zeitpunkt eines Schrittanfangs an der Sendestelle und seiner Wiedergabe am Empfangsende eine gewisse Verzögerung liegt, die bedingt ist durch die Ansprech- und Umschlagszeiten von Relais, Einschwingzeiten von Siebketten usw. Diese Zeit wird als Wiedergabeverzögerung bezeichnet. In Bild 4 sind

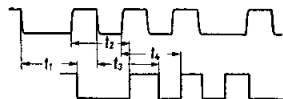


Bild 4

die Zeichenfolgen auf der Sendeseite und der Empfangsseite entsprechend Bild 2 Reihe a und e noch einmal dargestellt. Wenn für die ausgesandten Zeichen volle Genauigkeit vorausgesetzt wird, so unterscheiden sich die Wiedergabeverzögerungen t_1 , t_2 , t_3 usw. um dieselben

Beträge, um die die Einsätze der empfangenen Zeichen vom Schrittmaß abweichen. Die Verzerrung ist also auch gleich dem größten Unterschied der Wiedergabeverzögerungen im Verhältnis zur Länge eines Schritts.

Die Messung der Verzerrung kann, wie in den obigen Beispielen angenommen, dadurch erfolgen, daß die Zeichenfolgen aufgezeichnet und ausgemessen werden. Dazu ist die Auszeichnung mit dem Oszillographen oder, bei weniger hohen Genauigkeitsanforderungen, auch mit einem sonstigen Schreibgerät geeignet. Für die betriebsmäßige Messung ist eine solche Methode zu umständlich. Deshalb wurden Geräte entwickelt, die die unmittelbare Ablesung der Verzerrung gestatten. Ein solches Gerät ist der Verzerrungsmesser von Siemens & Halske.¹⁾²⁾ Von einem Motor M, Bild 5, wird eine Achse angetrieben, die zwei Glimmlampen G_1 und G_2 trägt. Beide Glimmlampen sind genau einander gegenüber befestigt. Beim Aufleuchten geben sie je einen schmalen Lichtstrich hinter einer Ringskala. Beide Glimmlampen sind hintereinander geschaltet, die Spannung wird ihnen über Schleifringe und Kohlebürsten zugeführt. Das Aufleuch-

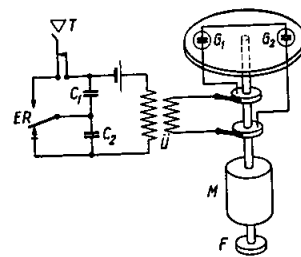


Bild 5

ten der Glimmlampen wird gesteuert von dem Anker des Empfangsrelais ER, welcher bei jedem Umschlag den Ladestromstoß eines der Kondensatoren C_1 und C_2 über den Übertrager T erzeugt. Dieser Stromstoß bewirkt jedesmal ein sehr kurzzeitiges Aufleuchten der beiden Glimmlampen an einer Stelle der Skala, die durch den Zeitpunkt des Relaisumschlags, also durch das Eintreffen der Einsätze selbst, gegeben ist. Die Drehzahl des Motors ist durch einen Fliehkraftkontaktregler F sehr genau geregelt. Bei der im Fernschreibbetrieb üblichen Schrittgeschwindigkeit von 50 Baud, d. h. einer Schrittlänge von 20 ms, beträgt die Drehzahl 1500 U/min, also 25 U/s. Eine halbe Umdrehung entspricht daher der Länge eines Schritts. Dementsprechend ist die Skala in 2×100 Teile eingeteilt, so daß jeder Teilstrich 1 % der Schrittlänge darstellt. Auf den Zweck der Taste T wird später eingegangen.

Der Vorgang der Verzerrungsmessung ist genau der gleiche wie in Bild 3 a: Die Skala des Verzerrungsmessers stellt das Schrittmaß dar, die umlaufenden Glimmlampen bewirken gleichsam ein Abrollen der Zeichen auf dem Umfang der Skala und kennzeichnen dabei alle Zeicheneinsätze. Bild 6 a stellt diesen Vorgang dar,

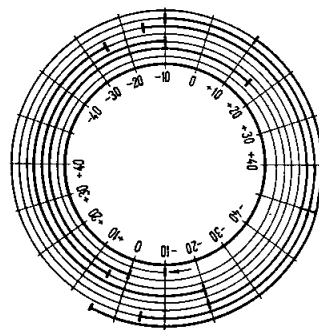


Bild 6 a

und zwar für die gleichen Zeichen und die gleiche Lage des Skalen-Nullpunktes wie in Bild 3 a. Die Stromzeiten sind in starken, die Unterbrechungszeiten in schwachen

¹⁾ Keller, ETZ 60 (1939) S. 742.

²⁾ Schiweck, TET 29 (1940) S. 81.

Linien dargestellt; alle Einsätze sind besonders hervorgehoben. Das Bild gibt nur die Aufleuchtunkte für eine Glühlampe, durch die zweite Glühlampe werden alle Einsätze um 180° verschoben und damit die in den unteren Bereich der Skala fallenden Einsätze ebenfalls in der Nähe des oberen Nullpunktes abgebildet. Das gesamte hier entstehende Leuchtbild ist in Bild 6 b dargestellt.



Bild 6 b

gestellt. Die von der zweiten Glühlampe erzeugten, in Bild 6 a unten liegenden Leuchtmarken sind unterbrochen gezeichnet. Man kann sofort ablesen, daß alle Einsätze in einem Bereich zwischen 25 % Voreilung und 15 % Nacheilung gegenüber dem beliebig gelegten Nullpunkt liegen, die Verzerrung also 40 % beträgt. Zur bequemen Ablesung wird man, wie das auch in Bild 3 b geschehen ist, den Nullpunkt so legen, daß er sich mit einem außenliegenden Wert, z. B. dem nacheilenden, deckt. An der Skala läßt sich dann der Wert von 40 % Verzerrung unmittelbar ablesen. Das zweite, gegenüberliegende Meßbild wird nicht benutzt. Da es die gleichen Werte anzeigt, könnte der Nullpunkt der Skala auch hierher gelegt werden.

In Bild 5 ist nur der Empfangsteil des Verzerrungsmessers skizziert. Darüber hinaus enthält das Gerät eine von dem gleichen Motor angetriebene Sendeanordnung, die die Aussendung sehr genauer Zeichen für die Messung und ferner zur Prüfung der eigenen Empfangsanordnung gestattet. Es können wahlweise verschiedene Zeichen oder Text ausgesandt werden. Außerdem gehören zu dem Gerät einige Zusatzeinrichtungen. Bild 7 zeigt eine Ansicht des Verzerrungsmessers.

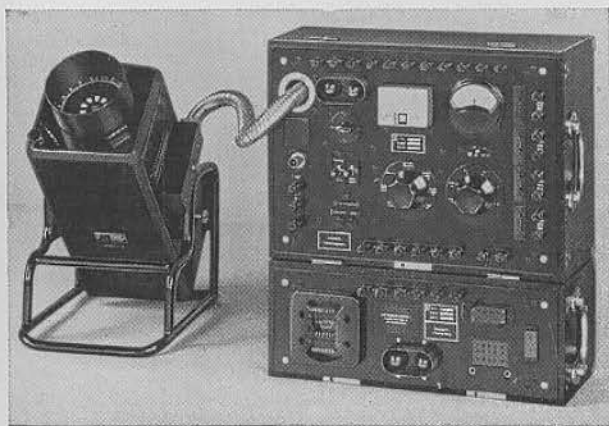


Bild 7

Bei Verzerrungsmessungen über eine Leitungsschleife, wie sie meist im Laboratorium vorkommen, wird das gleiche Gerät zum Senden und Empfangen benutzt. Das stroboskopische Bild der Leuchtstriche steht gegenüber der Skala im ganzen still und kann beliebig lange und sehr genau abgelesen werden. Bei den im praktischen Betrieb vorkommenden Verzerrungsmessungen benutzt man je einen Verzerrungsmesser an beiden Enden der Leitung. Da die Drehzahlen der beiden Geräte nicht vollkommen gleichmäßig sind, ist die Meßgenauigkeit dann etwas geringer.

An einigen Beispielen soll die Entstehung verschiedenartiger Verzerrungen gezeigt werden. In Bild 8 I stellt die Kurve a den Stromverlauf auf einer UT-Strecke bei unverzerrten Zeichen dar. Es sei angenommen, daß das Empfangsrelais jeweils bei den Werten $+J_a$ und $-J_a$ anspreche. Dann ergeben sich die gekennzeichneten Schnittpunkte der Stromkurve mit diesen Werten als Ansprechpunkte und, unter Vernach-

lässigung der Ansprech- und Umschlagszeit des Empfangsrelais, die in Bild 8 II dargestellten vom Relais wiedergegebenen Zeichen.

Die Leitung soll nun z. B. durch hochgespannten Wechselstrom beeinflusst sein, der einen Strom nach Kurve b induziert. Dann wird die Spule des Empfangsrelais von der Summe der beiden Ströme durchflossen, die dem Verlauf der Kurve c entspricht. Der Ansprech-

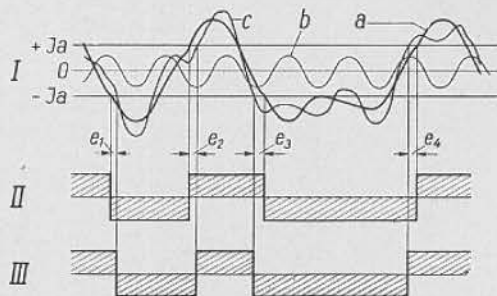


Bild 8

wert $\pm J_a$ für das Empfangsrelais wird durch die Überlagerung des Störstromes früher oder später erreicht, je nachdem, ob sich im gegebenen Augenblick der Störstrom addiert oder subtrahiert. Daraus ergeben sich also wechselnde Verschiebungen $e_1, e_2, e_3 \dots$ im Ansprechzeitpunkt des Empfangsrelais. Die weitergegebenen Zeichen (Bild 8 III) haben in diesem Falle eine „unregelmäßige“ Verzerrung.

Unregelmäßige Verzerrung kann auch durch zahlreiche andere Ursachen entstehen, z. B. Kontaktprellungen und Einfluß der Lagerreibung an Relais, Beeinflussung des Empfangsrelais durch die Sendezichen bei ungenauem Abgleich in Gegenschreibschaltungen.

Hat der Störstrom auf der Leitung nicht einen wechselnden Stromverlauf, sondern gleichbleibende Stromstärke bestimmter Richtung, so tritt ebenfalls eine Verzerrung ein. In Bild 9 I sind als Kurve a wieder der Verlauf des Stromes auf einer UT-Strecke und in 9 II die vom Empfangsrelais wiedergegebenen Zeichen dargestellt. Der Störstrom verläuft nach der Geraden b in 9 I, die Summe der Ströme gibt Kurve c. Die Ansprechzeitpunkte des Empfangsrelais zum Beginn positiver Stromabschnitte werden immer um den Betrag e_1 ver-

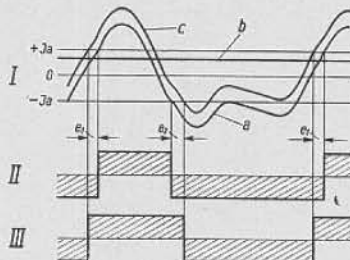


Bild 9

früht, diejenigen zum Beginn negativer Abschnitte stets um e_2 verspätet. Die Verzerrung der vom Relais gestasteten Zeichen (9 III) ergibt also bei allen positiven Stromabschnitten eine Verlängerung um $e_1 + e_2$, bei den negativen die gleiche Verkürzung. Man spricht in einem solchen Falle von einseitiger Verzerrung. Sie entsteht auch durch nicht neutral eingestellte Relais oder bei Doppelstrombetrieb durch ungleiche Spannung der beiden Batteriehälften.

Bei Einfachstrombetrieb ist die Gefahr für das Auftreten einseitiger Verzerrung besonders groß. Da bei Strom und Pause durchaus verschiedene Schaltzustände im Stromkreise bestehen, wirken sich alle Beeinflussungen durch Selbstinduktion, Kapazität, Ableitung auf beide verschieden aus. Den häufigsten Fall des Einfachstrombetriebes stellt die Teilnehmerschaltung Bild 10 dar. Sie dient zum Anschluß der mit Einfachstrom betriebenen Fernschreibmaschinen an die Amtseinrichtungen bzw. UT - WT - Leitungen. Im Ruhezustand fließt Strom von der Batterie über die linke Wicklungshälfte

des Relais A, Anker und Kontakt des Relais B, Teilnehmerleitung, Empfangsmagneten EM und Sendekontakt SK der Fernschreibmaschine. Der Regelwiderstand R dient dazu, den Linienstrom unabhängig von der Länge der Teilnehmerleitung auf den festen Wert von 40 mA einzustellen. In der rechten Wicklungshälfte des Relais A fließt ein Dauerstrom wesentlich geringerer Stärke als in der linken Wicklungshälfte, so daß der Einfluß der linken Wicklungshälfte überwiegt.

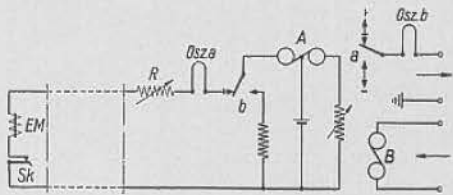


Bild 10

Bei der Aussendung von Zeichen wird der Strom in der Schleife durch den Sendekontakt SK unterbrochen. Dadurch legt der Ruhestrom in der rechten Wicklungshälfte den Anker des Relais A nach der Zeichenseite um. Bild 11 zeigt oben den mit der Oszillographenschleife aufgenommenen Stromverlauf in der Teilnehmerleitung bei fortgesetzter Aussendung des Zeichens R und unten die vom Relais A wiedergegebenen Doppelstromzeichen, die mit der Schleife b aufgezeichnet sind. In diesem Falle ist eine sehr kurze Teilnehmerleitung angenommen, so daß in der Schleife nur Ohmscher Widerstand liegt. Die Dimensionierung der Schaltung ist so getroffen, daß die Doppelstromzeichen unverzerrt weitergegeben werden.

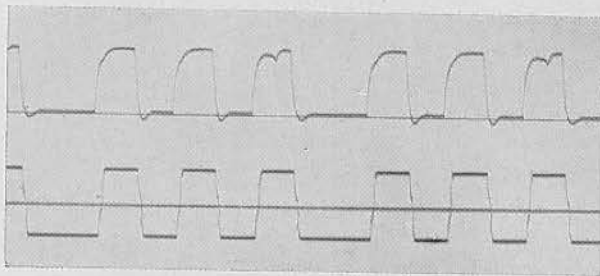


Bild 11

In Bild 12 ist der Stromverlauf für die gleiche Schaltung angegeben, wenn eine lange Teilnehmerleitung eingeschaltet ist. Die erhebliche Kapazität dieser Leitung hat eine Verlangsamung des Stromabfalls in den Pausen zur Folge, infolgedessen tritt eine Verschiebung im Umschlag des Relais A ein. Die Doppelstromzeichen sind, wie Bild 12 unten zeigt, sehr stark einseitig verzerrt. Es ist natürlich möglich, durch Nachregelung des Haltestroms diese Verzerrung wieder auszugleichen. Daraus ergibt sich, daß die Einregelung mit Zeichen erfolgen muß, die von der Teilnehmerstelle aus gegeben werden. Die früher übliche Einregelung durch Unterbrechung der Schleife unmittelbar im Amt berücksichtigt nicht den Einfluß der Leitungskapazität und führt daher von vornherein zu Verzerrungen.

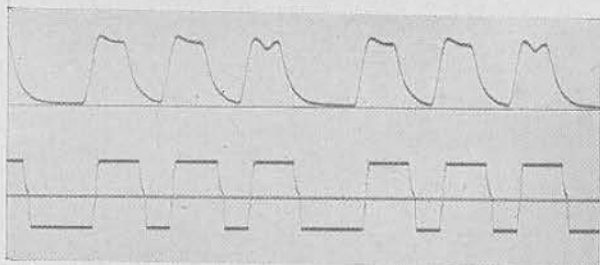


Bild 12

Ebenso wie die Leitungskapazität bei Einfachstrom eine einseitige Verzerrung zur Folge hat, entsteht eine solche auch durch zusätzliche Selbstinduktion, z. B. durch Einschaltung eines zweiten Empfangsmagneten oder eines Relais. Allgemein ist es daher unbedingt richtig, die Verwendung von Einfachstrom so weit wie möglich einzuschränken und ihn nur da vorzusehen, wo durch Einsparung örtlicher Stromquellen und Leitungsadern die Vorteile wesentlich sind und andererseits die Gewähr dafür gegeben ist, daß keine unzulässigen Verzerrungen auftreten.

Die einseitige Verzerrung hat stets eine bestimmte Richtung, wobei entweder die trenn- oder die zeichenseitigen Schritte verlängert werden. Man spricht demgemäß von trennseitiger oder zeichenseitiger Einseitigkeit. Im Verzerrungsmesser gibt die einseitige Verzerrung ein Bild, bei dem die Einsätze aller positiven bzw. trennseitigen Abschnitte auf einen Punkt der Skala und die Einsätze der negativen bzw. zeichenseitigen Abschnitte auf einen anderen Punkt fallen. Die Richtung der Verzerrung ist daraus nicht ohne weiteres zu erkennen. Um sie feststellen zu können, ist am Verzerrungsmesser der Schlitz für die eine Glühlampe unterteilt, so daß er sich von dem anderen durchgehenden Schlitz unterscheidet. Drückt man die Taste T in Bild 5, so wird das Aufleuchten der Glühlampen für den Beginn der zeichenseitigen Stromabschnitte unterbunden. Es erscheinen also nur die Einsätze der trennseitigen Abschnitte, die alle an einer Stelle der Skala liegen, wenn keine weiteren Verzerrungen vorhanden sind. Nach Loslassen der Taste T erscheinen die Einsätze der zeichenseitigen Abschnitte an einer anderen Stelle der Skala. Liegt diese Stelle im Drehsinn gegenüber der ersten verschoben, so sind die Trennabschnitte verlängert. Es liegt also eine trennseitige Einseitigkeit vor. Ist der zweite Punkt entgegen dem Drehsinn verschoben, so ist die Verzerrung zeichenseitig.

Wenn mit dem Einsatz eines Stromabschnitts ein allmählicher Stromanstieg oder ein Einschwingvorgang längerer Dauer verbunden ist, so entsteht die dritte Art der Verzerrung, die Einschwingverzerrung. Sie erklärt sich daraus, daß der Einschwingvorgang eines Stromabschnitts noch nicht beendet ist, wenn bereits der nächste Abschnitt beginnt. Die Überlagerung dieser beiden Vorgänge führt dazu, daß z. B. alle einfachen Schritte verkürzt und alle längeren Stromabschnitte verlängert wiedergegeben werden. Ein Beispiel einer besonders weitgehenden Einschwingverzerrung gibt der Stromverlauf an einem Seekabel, der in Bild 13 darge-

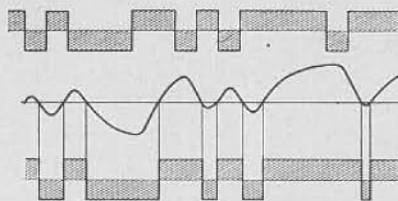


Bild 13

stellt ist. Oben ist die Kontaktgabe des Senderrelais in rechteckiger Form dargestellt, darunter der Verlauf des Empfangsstroms und ferner die vom Empfangsrelais wiedergegebenen Zeichen. Man erkennt leicht, daß die kurzen Abschnitte von der Länge eines einfachen Schritts im Empfangsstrom bei weitem nicht den vollen Stromwert erreichen, während die längeren Abschnitte nahezu auf den Dauerwert des Stromes ansteigen. Die einfachen Schritte, die zwischen längeren Abschnitten umgekehrter Stromrichtung liegen, werden dabei sehr weitgehend benachteiligt und dementsprechend auch durch das Empfangsrelais verkürzt wiedergegeben.

Bei anders aufgebauten Leitungen kann auch der Fall eintreten, daß durch Einschwingverzerrung die kürzesten Schritte verlängert werden.

Um die Einschwingverzerrung festzustellen, ist die Benutzung bestimmter Zeichenfolgen notwendig. Der Siemens-Verzerrungsmesser ist deshalb so eingerichtet, daß man damit Zeichen 1 : 6, 6 : 1, und noch andere Zeichenfolgen senden kann. Dabei werden also fortge-

setzt je ein Zeichenschritt und 6 Trennschritte bzw. 6 Zeichenschritte und 1 Trennschritt verzerrungsfrei ausgesendet. Liegt eine Einschwingverzerrung vor, so wird bei 1 : 6 der Zeichenschritt, bei 6 : 1 der Pausenschritt in derselben Weise verkürzt. Erst wenn man sich davon überzeugt hat, daß diese Verzerrung unabhängig von der Polarität vorhanden ist, ist sichergestellt, daß es sich um eine Einschwingverzerrung handelt.

Während sich die unregelmäßige Verzerrung bequem nur mit dem Verzerrungsmesser messen läßt, kann man die einseitige Verzerrung sehr leicht mit einem einfachen Meßinstrument feststellen, besonders, wenn es sich um Doppelstromzeichen handelt. Ein Gleichstrom-Meßinstrument, dessen Zeigersystem träge ist im Vergleich zu den Fernschreibzeichen, stellt sich bei gleichmäßiger Zeichenfolge auf den zeitlichen Mittelwert des Stromes ein. Bei völlig verzerrungsfreien Doppelstrom-Wechseln ist dieser Wert Null. Liegt eine trennseitige Einseitigkeit vom Betrage $\delta\%$ vor, so ist die Länge der positiven Schritte $100 + \delta - u$, die der negativen $100 - \delta - u$, wobei u die Umschlagszeit des Relais in % des Schrittes bedeutet (Bild 14). Der Mittelwert des Stroms über beliebig viele positive und negative Schritte ist dann:

$$J_m = \frac{n \cdot J \cdot (100 + \delta - u) - n \cdot J \cdot (100 - \delta - u)}{n \cdot 2 \cdot 100}$$

$$= \frac{2\delta}{200} \cdot J = \frac{\delta}{100} \cdot J.$$

Der Zeigerausschlag, gemessen in % des Ruhestroms, gibt also unmittelbar Betrag und Richtung der einseitigen Verzerrung.

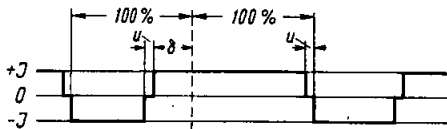


Bild 14

Man kann auch die Einschwingverzerrung mit einem trägen Meßinstrument feststellen. Hierbei ist jedoch die Meßgenauigkeit nicht ausreichend, weil bei den Zeichen 1 : 6 bzw. 6 : 1 der Mittelwert über je 7 Schritte gebildet werden muß. Da außerdem bestimmte Sendeeinrichtungen zur Aussendung der Meßzeichen notwendig sind, hat man davon abgesehen, hierfür neben dem Verzerrungsmesser besondere Instrumente zu schaffen.

Für den Aufbau großer Fernschreibnetze besteht ein sehr reges Interesse daran, die aus der Summe der Einzelverzerrungen entstehende Gesamtverzerrung der Verbindungen zu kennen. Es erscheint zunächst naheliegend, daß die Verzerrungen der einzelnen Abschnitte sich summieren müßten. Wenn z. B. in Bild 1 die Fernschreibmaschine die Zeichen mit einer Verzerrung von 5% aussendet und die Umsetzschaltung B eine eigene Verzerrung von 5% besitzt, ferner die Verzerrung der UT und der WT-Strecken je 10% beträgt, so würde sich daraus eine Gesamtverzerrung von 30% ergeben. Die praktische Nachprüfung ergibt fast ausnahmslos einen geringeren Wert als die einfache Summe der Einzelverzerrungen. Das schließt jedoch nicht aus, daß in besonderen Fällen die Gesamtverzerrung größer sein kann als die Summe der Einzelwerte. Wie bereits erwähnt, muß unterschieden werden zwischen unregelmäßiger, einseitiger und Einschwingverzerrung. Im allgemeinen Betriebsfall ist anzunehmen, daß jeder Leitungsabschnitt einen gewissen Anteil aller drei Verzerrungsarten hervorbringt. Um nun das Gesamtergebnis zu übersehen, sollen zunächst die Fragen der Überlagerung gleichartiger Verzerrungen geprüft werden.

Bei der unregelmäßigen Verzerrung sind die größten Unterschiede der Wiedergabeverzögerung, die den gesamten Streubereich der Einsätze und damit den Verzerrungswert bestimmen, verhältnismäßig selten. Werden die mit unregelmäßiger Verzerrung behafteten Zeichen auf einem zweiten Leitungsabschnitt wieder durch unregelmäßige Verzerrung beeinflusst, so ist es unwahrscheinlich, daß die an den Grenzen des Streubereichs

liegenden Einsätze auf der zweiten Strecke noch einmal die größten zusätzlichen Laufzeitunterschiede erhalten. Das bedeutet aber, daß für die Gesamtverzerrung nicht die Summe der Einzelverzerrungen der Leitungsabschnitte, sondern ein geringerer Wert zu erwarten ist. Für den Fall, daß auf jedem Leitungsabschnitt die Verzerrung als Auswirkung einer großen Anzahl etwa gleichwertiger Ursachen entsteht, ist eine Vorausberechnung auf Grund der Wahrscheinlichkeitslehre möglich. Sind δ_1, δ_2 usw. die Werte der unregelmäßigen Verzerrung auf den einzelnen Leitungsabschnitten, so ergibt sich für die Gesamtverzerrung am Ende der Verbindung:

$$\delta_s = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 \dots}$$

Für den einfachen Fall der Hintereinanderschaltung von zwei Abschnitten mit je 10% unregelmäßiger Verzerrung wird $\delta_s = \sqrt{10^2 + 10^2} = 14,2\%$. Da dieser Wert unter bestimmten Voraussetzungen berechnet ist, kann man nicht erwarten, daß er genau dem tatsächlich gemessenen entspricht. Die Annäherung wird aber um so besser, je größer die Zahl der Einzelabschnitte ist.

Bei der einseitigen Verzerrung liegen die Verhältnisse wesentlich einfacher. Besteht auf einem Leitungsabschnitt eine einseitige Verzerrung von 10% nach der Trennseite und hat der folgende Leitungsabschnitt den gleichen Wert einseitiger Verzerrung in der gleichen Richtung, so beträgt die Gesamtverzerrung 20% einseitig nach der Trennseite. Ist die einseitige Verzerrung in Höhe von 10% auf dem zweiten Leitungsabschnitt nach der Zeichenseite gerichtet, so hebt sie die Verzerrung des vorherigen Leitungsabschnittes vollkommen auf. Einseitige Verzerrungen sind daher algebraisch zu summieren. Allerdings ist das nur zulässig, solange sichergestellt ist, daß die entstehende Verlängerung und Verkürzung der Schritte keine zusätzliche Einschwingverzerrung zur Folge hat.

Das Problem der Addition ist besonders schwierig für die Einschwingverzerrung, weil ihre Größe unmittelbar von der Länge und damit von der Verzerrung der auf den Leitungsabschnitt gegebenen Zeichen abhängt. Es gibt infolgedessen keine einfache rechnerische Methode zur Vorausbestimmung der Gesamtverzerrung. Statt dessen benutzt man für jedes Leitungssystem durch Versuche festgestellte Kurven, in denen die Verzerrung am Ende des Leitungsabschnitts in Abhängigkeit von der Verzerrung am Eingang aufgetragen ist. Bild 15 stellt eine solche Kennlinie dar, und zwar für

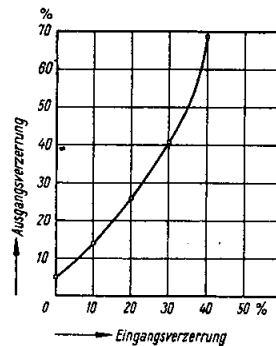


Bild 15

eine ungünstig bemessene Leitung. Beim Betrieb mit unverzerrten Zeichen beträgt die Verzerrung am Ausgang nur 5%, auch bei 10% und 20% Eingangsverzerrung ist die Ausgangsverzerrung nur etwa um den gleichen Betrag größer. Bei größeren Werten der Eingangsverzerrung jedoch steigt die Ausgangsverzerrung ganz erheblich. Bei 40% Eingangsverzerrung sind schon 70% Ausgangsverzerrung vorhanden.

Die entsprechenden Kennlinien für die tatsächlich ausgeführten UT- und WT-Kanäle sind in Bild 16 und 17 wiedergegeben. Beide stellen im praktisch verwendeten Bereich fast gerade Linien unter 45° dar, d. h., die Ausgangsverzerrung wächst in gleichem Maße wie die Eingangsverzerrung.

Um solche Kennlinien aufzunehmen, ist der Verzerrungsmesser mit einem Verzerrer ausgerüstet, welcher gestattet, den vom Sender des Verzerrungsmessers ausgehenden Zeichen bestimmte Verzerrungen zu geben.

Für den praktischen Betrieb ist die Frage wichtig, wie weit die auftretenden Verzerrungen beseitigt werden können. Unregelmäßige Verzerrung entsteht, wie bereits erläutert, durch unsaubere Kontaktgabe, Achsreibung und dgl. an Relais, durch Störspannung auf der Leitung, Oberwelligkeit der Stromquellen und dgl. Die Vermeidung dieser Ursachen ist zumeist eine Angelegenheit der einmaligen Konstruktion und der Fertigung. Die Einschwingverzerrung ist gegeben durch die Eigenschaften der Siebe, Leitungen und Verstärker, die keinesfalls durch betriebsmäßige Einregulierung geändert werden können. Anders liegen die Verhältnisse für einseitige Verzerrungen. Ungenaue Einstellung des Haltestroms in dem Umsatzrelais einer Teilnehmeranschlußschaltung, Unterschiede in der Batteriespannung zwischen positiver und negativer Seite, einseitige Einstel-

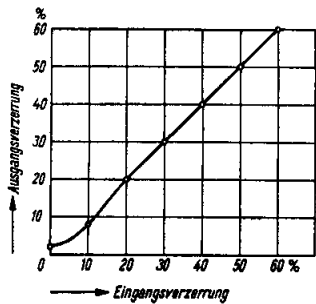


Bild 16

lung eines Relaisankers, Pegelschwankungen und viele andere Ursachen führen dazu, daß bei nahezu allen längeren Verbindungen eine merkliche einseitige Verzerrung zu beobachten ist. Während aber die Einschwingverzerrung vollständig und die unregelmäßige Verzerrung meist mit dem Leitungssystem und seinen Bauelementen unmittelbar und unveränderlich gegeben sind, kann und soll die einseitige Verzerrung im Betrieb vollständig ausreguliert werden. Die wesentlichste Aufgabe der Betriebsbeamten ist daher die Beseitigung der einseitigen Verzerrungen.

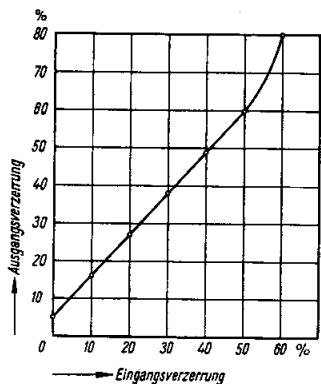


Bild 17

Die Auswirkung der Verzerrungen ist bei den verschiedenen Fernschreibgeräten unterschiedlich. Da im neuzeitlichen Verkehr nur Fernschreibmaschinen in Frage kommen, kann die Untersuchung auf diese eine Geräteart beschränkt werden. Bekanntlich arbeitet die Fernschreibmaschine nach dem Springschreiberprinzip, d. h. der Gleichlauf zwischen Sender und Empfänger wird bei jeder Umdrehung neu hergestellt. Im Verlauf der Umdrehung der Empfängerachse finden die Abtastungen der fünf Schritte statt, wobei jede Abtastung theoretisch in unendlich kurzer Zeit erfolgt. Sind die Zeichen unverzerrt, so decken sich die Einsätze mit den Sollzeitpunkten, die durch Anlegen des Schrittmaßes an den Anlaufesatz gegeben sind. Die Abtastungen liegen

in der Mitte der Schritte (Bild 18). Sind Verzerrungen vorhanden, durch die zwischen dem Einsatz des Anlaufschritts und den übrigen Einsätzen Verschiebungen entstehen, so tritt die gleiche Abstandsänderung zwischen den Abtastzeitpunkten und den Einsätzen auf. Aus Bild 18 ergibt sich, daß die größte Verschiebung, bei der noch keine Fehlabtastung erfolgt, im Idealfalle $\pm 50\%$ betragen darf. Maßgebend für die Sicherheit des Empfangs ist also die Lage der Einsätze in bezug auf den Einsatz des Anlaufschritts. Die größte der in einer Reihe von Fernschreibmaschinen-Zeichen vorkommenden Abweichungen der Einsätze gegenüber den durch die Anlaufesätze gegebenen Sollzeitpunkten wird als Bezugsverzerrung bezeichnet. Sie wird, wie die Verzerrung, in % der Schrittlänge ausgedrückt, ihr Zahlenwert braucht aber nicht mit dem übereinzustimmen, der an denselben Zeichen als Verzerrung schlechthin gemessen wird.

Der Begriff der Bezugsverzerrung läßt sich auch aus der Wiedergabeverzögerung ableiten. In Bild 4 ist t_1 die Wiedergabeverzögerung für den Anlaufesatz des betrachteten Zeichens. Die größte Abweichung der Wiedergabeverzögerungen t_2, t_3 usw. gegenüber t_1 , ausgedrückt in % der Schrittlänge, entspricht dann der Bezugsverzerrung.

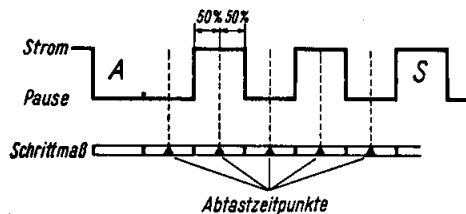


Bild 18

Liegen die Einsätze früher als die Sollzeitpunkte, sind also ihre Wiedergabeverzögerungen kleiner als die des Anlaufesatzes, so hat die Bezugsverzerrung negatives Vorzeichen und wird als Voreilverzerrung bezeichnet, im umgekehrten Falle handelt es sich um Nacheilverzerrung mit positivem Vorzeichen.

Ein Beispiel für den Zusammenhang zwischen Verzerrung und Bezugsverzerrung ist in Bild 19 gegeben. Die dargestellten Zeichen sind die gleichen wie in Bild 2 e und Bild 3 mit 40% unregelmäßiger Verzerrung. An dem mit dem Einsatz I beginnenden Zeichen läßt das Schrittmaß ablesen, daß der darauf entfallende Teil der Gesamtverzerrung $25 + 10 = 35\%$ beträgt. Die größte Verschiebung zwischen einem Einsatz und dem zugehörigen Sollzeitpunkt und somit die Bezugsverzerrung ist jedoch nur $+25\%$. Auf das mit dem Einsatz II beginnende zweite Zeichen entfällt ebenfalls ein Verzerrungsanteil von 35%, der hier zugleich den Wert

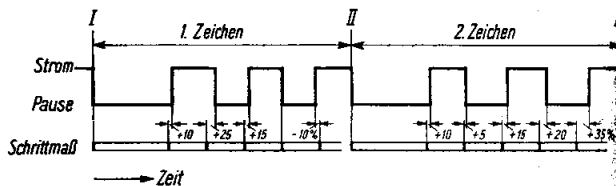


Bild 19

der Bezugsverzerrung darstellt. Die gesamte Bezugsverzerrung beider Zeichen ist also 35% entsprechend dem größten vorkommenden Wert.

Aus Bild 19 ist abzulesen, daß die Bezugsverzerrung in diesem Falle 35% Nacheil- und 10% Voreilverzerrung enthält.

Die bei dem ersten Zeichen festgestellte Bezugsverzerrung ist geringer, weil in diesem Falle die Einsätze der Zeichenschritte zum Teil voreilend (-10%) und zum Teil nacheilend ($+25\%$) verschoben sind. Sind diese Verschiebungen oder ein Teil davon auf Senderverzerrung zurückzuführen, die bei allen Zeichen in gleicher Weise wiederkehrt, so ergibt sich daraus, daß die Bezugsverzerrung stets geringer ist als die mit dem Verzerrungsmesser gemessene Verzerrung der gleichen Zeichenfolge. Auch andere Gründe sprechen

dafür, daß im allgemeinen für die Bezugsverzerrung ein kleinerer Wert gemessen wird als für die Verzerrung. Wie bereits erläutert und am Beispiel Bild 19 gezeigt, ergibt sich der Meßwert für die unregelmäßige Verzerrung meist erst bei Beobachtung einer größeren Zahl von Zeichen, während auf ein einzelnes Fernschreibmaschinenzeichen nur die Wiedergabeverzögerungen von 6 Einsätzen entfallen. Für die Einschwingverzerrung liegen ebenfalls besondere Bedingungen vor, weil die regelmäßig wiederkehrenden Anlauf- und Sperrschritte das Auftreten langer Stromzustände gleicher Richtung verhindern. Nur die einseitige Verzerrung wirkt sich in jedem Fall voll aus. Bei reiner Einseitigkeit ist daher die Verzerrung gleich der Bezugsverzerrung. Insgesamt kann der abgelesene Wert der Bezugsverzerrung schwanken zwischen dem halben und dem vollen Wert der Verzerrung für dieselbe Zeichenreihe.

Für die Beurteilung der Betriebssicherheit muß naturgemäß mit dem ungünstigsten Fall gerechnet werden. Eine mit dem Verzerrungsmesser gemessene Verzerrung von X % kann sich auswirken als $\pm X$ % Bezugsverzerrung, also sowohl Voreil- wie Nacheilverzerrung der vollen Größe.

Um die Bezugsverzerrung zu messen, kann man die Verringerung der Betriebssicherheit unmittelbar an der empfangenden Fernschreibmaschine feststellen. Ein entsprechendes Meßgerät steht im Empfangssteller der Fernschreibmaschine zur Verfügung. Um damit brauchbare Zahlen zu erreichen, sind allerdings besondere Voraussetzungen für die Einregelung dieser Fernschreib-



Bild 20

maschine notwendig, die im allgemeinen nicht mit genügender Genauigkeit erfüllt sind. Es wurde daher ein besonderes Meßgerät entwickelt, das bisher die Bezeichnung Siemens-Verzerrungszeiger trägt, folgerichtig aber als Bezugsverzerrungsmesser bezeichnet werden muß (Bild 20). Dieses Gerät arbeitet grundsätzlich wie der Empfänger einer Fernschreibmaschine.³⁾ Es enthält eine Nockenwelle, die bei jedem Zeichen für eine Umdrehung ausgelöst wird. Statt der sonst möglichst punktförmigen, theoretisch unendlich kurzen Abtastzeit ist hier eine einstellbare Abtastlänge vorhanden, die bei jeder Einstellung für alle 5 Schritte gleich groß ist und sich beiderseits zur Mitte des theoretischen Abtastzeitpunktes erstreckt (Bild 21). Alle Einsätze, die in diese Abtastzeiten fallen, werden durch Aufleuchten einer Glühlampe angezeigt.

Die grundsätzliche Meßschaltung ist in Bild 22 wiedergegeben. Das Empfangsrelais ER nimmt die Zeichen aus der Leitung auf und bewirkt beim Anlaufschritt über einen (nicht dargestellten) Magneten die Auslösung der Nockenwelle. Die Einsätze der Zeichenschritte haben jedesmal ein Umlegen des Ankers von ER zur Folge, wobei der Kondensator C geladen bzw. entladen wird. Die Lade- bzw. Entlade-Stromstöße fließen über das ungepolte Meßrelais MR, welches zeitweise durch die von Nocken gesteuerten Kontakte $K_1 \dots K_7$ kurzgeschlossen ist. Fällt ein Relaisumschlag in eine Zeit,

³⁾ Nähere Beschreibung: Keller, ETZ 60 (1939) S. 742.

in der MR nicht kurzgeschlossen ist, so wird dieses erregt und läßt die Glühlampe G kurz aufleuchten.

Die Kontakte K_4 und K_5 sowie K_6 und K_7 sind jeweils parallel- und beide Gruppen hintereinandergeschaltet. Die daraus sich ergebenden Kontaktzeiten sind aus Bild 23 a ersichtlich. Die senkrechten, mit E bezeichneten

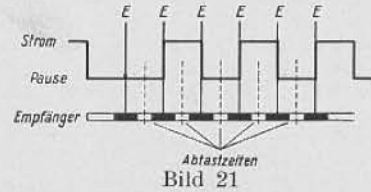


Bild 21

Linien stellen die Sollzeitpunkte der Schritteinsätze dar. Bei Einstellung des Meßgerätes auf Null decken sich die Kontaktzeiten von K_4 und K_5 vollständig. Bei Einstellung auf X % verschiebt sich K_4 um X % in voreilender Richtung. Die Kontaktzeiten von K_6 und K_7 liegen in der gleichen Größe umgekehrt zu den Sollzeitpunkten, so daß K_6 um X % in nacheilender Richtung schließt. Die Gesamtschaltung der 4 Kontakte ergibt entsprechend Bild 23 b Schließzeiten von je X % in vor- und nacheilender Richtung, in denen das Meßrelais überbrückt ist. Diejenigen Einsätze, deren Verschiebung gegenüber den Sollzeitpunkten größer als X % ist, bewirken Erregung des Relais und Aufleuchten der Glühlampe. Zur Feststellung der größten Verschiebung, also der gesamten Bezugsverzerrung, wird der Wert X so groß

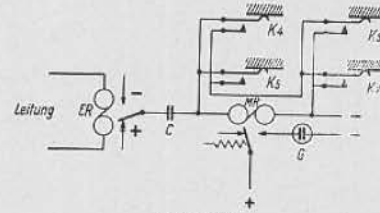


Bild 22

eingestellt, daß alle Einsätze erfaßt werden. Das ist der Fall, wenn bei allmählicher Vergrößerung von X das Aufleuchten der Glühlampe gerade aufhört.

Die Messung wird also in der Weise durchgeführt, daß von der Zeigerstellung Null beginnend der Drehknopf des Gerätes langsam in Richtung der größeren Verzerrungswerte gedreht wird, bis gerade kein Aufleuchten der Glühlampe mehr stattfindet. Dann ist am Zeiger der Wert der Bezugsverzerrung abzulesen.

Durch einen zusätzlichen Schalter können entweder K_6 und K_7 oder K_4 und K_5 kurzgeschlossen werden. Im ersteren Falle sind die Kontaktzeiten von K_4 und K_5 allein maßgebend, wobei K_5 alle mit Nacheilung eintreffenden Einsätze überbrückt. Es wird also nur der

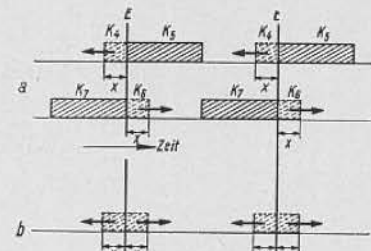


Bild 23

Wert der Voreilverzerrung gemessen. Bei Kurzschluß von K_4 und K_5 ergibt sich in entsprechender Weise mit K_6 und K_7 die Nacheilverzerrung.

Die Meßgenauigkeit kann beim Bezugsverzerrungsmesser naturgemäß nicht die gleiche sein wie beim Verzerrungsmesser. Durch geringe Unterschiede in den Auslösezeiten der Nockenwelle, in der Betätigung der Kon-

takte durch 5 Nocken je einer Nockenscheibe sowie etwaige geringe Ungenauigkeit in der Drehzahleinstellung wird das Meßergebnis beeinflusst. Infolge besonders sorgfältiger Ausführung ist eine Meßgenauigkeit von $\pm 2\%$ erreicht worden. Insbesondere sind Maßnahmen getroffen, um die Auslösezeit von Schwankungen der Ortskreisspannung unabhängig zu machen.

Es sei noch erwähnt, daß die tatsächliche Länge der Schließzeiten von $K_1 \dots K_7$ gegenüber der theoretischen etwas abweicht, um die Ansprech- und Umschlagzeit des Relais MR auszugleichen.

Im Gegensatz zum Verzerrungsmesser ist der Bezugsverzerrungsmesser zur Messung an Leitungen im Betrieb geeignet, ohne die Nachrichtenübermittlung zu stören. Das hochempfindliche Empfangsrelais des Meßgerätes wird dabei zum Empfangsrelais des zu messenden Leitungsabschnittes parallelgeschaltet. Der Bezugsverzerrungsmesser ist daher das gegebene Gerät zur laufenden Überwachung des Fernschreibbetriebs.

Eine Einordnung der mit dem Bezugsverzerrungsmesser festgestellten Werte nach den Verzerrungsarten, also unregelmäßiger, einseitiger und Einschwingverzerrung, ist schwer durchführbar und auch kaum notwendig. Die Einregelung der Leitungen muß ohnehin mit dem Verzerrungsmesser erfolgen, der die notwendigen Hilfsmittel zur Feststellung der Verzerrungsarten enthält. Da der Bezugsverzerrungsmesser die Fernschreibzeichen des laufenden Betriebes abtastet, geht in das Meßergebnis auch die Sendeverzerrung der jeweils sendenden Fernschreibmaschine ein. Diese kann von Unregelmäßigkeit der Kontaktgabe und von Drehzahlabweichungen herrühren. Für je 1% Drehzahlabweichung ergibt sich eine Bezugsverzerrung von 6%.

Auf die schwierigen Zusammenhänge zwischen Verzerrung und Bezugsverzerrung wurde bereits eingegangen. Einfacher zu übersehen ist die Beziehung zwischen Bezugsverzerrung und Veränderung des Bereichs am Empfangsteller. Bekanntlich dient der Empfangsteller der Fernschreibmaschine dazu, die Sicherheit des Empfangs festzustellen, wobei die Abtastzeitpunkte in vor- und nachteiliger Richtung verschoben werden, bis gerade noch keine Fehler auftreten. Wird diese Messung am gleichen Empfänger einmal mit unverzerrten und einmal mit verzerrten Zeichen ausgeführt, so wird im zweiten Falle ein geringerer Bereich festgestellt. Die Verringerung des Bereichs in voreilender Richtung wird bestimmt durch die größte Nacheilverzerrung der Zeichen, ebenso entspricht die Abnahme des Bereichs in nachteiliger Richtung der Voreilverzerrung der Zeichen. Die gesamte Verringerung des Bereichs am Empfangsteller ist also gleich der Summe der Voreil- und

Nacheilverzerrung. Im ungünstigsten Falle können Voreil- und Nacheilverzerrung einander gleich und gleich dem Wert der Bezugsverzerrung sein. Dann ist die Abnahme des Empfangstellerbereichs gleich dem doppelten Wert der Bezugsverzerrung. Ferner kann im ungünstigsten Falle die Verzerrung gleich der Bezugsverzerrung sein. Mit den Bezeichnungen: δ = Verzerrung, δ_b = Bezugsverzerrung, τ_{a1} bzw. τ_{a2} = Verschiebungsbereich der Abtastung bei Messung ohne bzw. mit Verzerrung, ergibt sich also:

$$\tau_{a1} - \tau_{a2} \leq 2 \cdot \delta_b \leq 2 \cdot \delta$$

Umgekehrt kann daraus geschlossen werden, daß ein Fernschreibmaschinenempfänger, der unter allen Umständen eine Verzerrung von X% zulassen soll ($\tau_{a2} = 0$), bei unverzerrten Zeichen mindestens einen Bereich $\tau_{a2} = 2X\%$ am Empfangsteller haben muß.

Die vorstehenden Ausführungen zeigen, daß die Zusammenhänge zwischen den verschiedenen Verzerrungsarten und ihrer Auswirkung auf die Sicherheit des Fernschreibbetriebs zu verwickelt sind, um theoretisch vollkommen beherrscht zu werden. Andererseits stehen im Verzerrungsmesser und Bezugsverzerrungsmesser Meßgeräte zur Verfügung, die den betrieblichen Anforderungen in sehr weitem Maße gerecht werden. Wenn auch eine Vervollkommnung der Meßgeräte mit der Zeit zu erwarten ist, so dürften sich doch kaum die als richtig erkannten Grundregeln für die Betriebsüberwachung noch ändern. Diese Grundsätze sind:

- Regelmäßige Überwachung und Einregelung aller einzelnen Leitungsabschnitte durch planmäßige Messungen mit dem Verzerrungsmesser.
- Regelmäßige Prüfung der Fernschreibmaschinen und der dazugehörigen Teilnehmerleitungen und Umschaltungen mit dem Bezugsverzerrungsmesser.
- Überwachung des gesamten Fernschreibbetriebs durch fortlaufende Messungen mit dem Bezugsverzerrungsmesser. Die dabei festgestellten über das vorgesehene Maß hinausgehenden Verzerrungswerte werden zum Anlaß genommen, um die in Betracht kommenden Leitungsabschnitte bzw. Fernschreibmaschinen näher zu untersuchen und neu einzuregeln.

Die sorgfältige Durchführung der Betriebsüberwachung nach diesen Gesichtspunkten im Gegensatz zu der früher üblichen Einregelung nach Auftreten von Störungen ist notwendig, um bei der fortgesetzten Ausdehnung und steigenden Belastung der Fernschreibnetze die dauernde volle Betriebssicherheit zu gewährleisten.

Neues Aufbausystem für Wechselstromtelegrafie

Von A. Jipp und A. Arzmaier

Mitteilung aus der Abteilung für Telegrafengerät und dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh-Technik“, 30. Jahrgang (1941), Heft 3

Einleitung und Übersicht

Neben der bekannten 18fach-Wechselstromtelegraphie waren im Laufe der Zeit Sondersysteme entstanden für Freileitungsbetrieb, für Einkanal- und Überlagerungsfern schreiben und außerdem besonders gebaute Zusätze für Staffelbetrieb. Im Laufe der Zeit traten auch Forderungen nach billigen kleinen Systemen und nach vereinfachter Stromversorgung auf. Alle diese Umstände führten zu einer konstruktiven Neuordnung auf einheitlicher Grundlage. Das neu entstandene Aufbausystem setzt aus einheitlichen Grundelementen, entsprechend den verschiedenartigen Forderungen, verschiedene Gestelle und Systeme zusammen. Die Grundelemente sind:

- a) Generator mit Stromversorgung,
- b) Modlerschaltung (Sender und Empfänger),
- c) Filter.

Gelegentlich werden außerdem zusätzliche Sendee- und Empfangsverstärker sowie Gruppenfilter benötigt.

I. Geschichtliche Entwicklung von der 6fach- zur 18fach-Wechselstromtelegraphie

In einer fast zwanzigjährigen Entwicklung vom 6fach-System zum 12fach- und 18fach-System hat sich die Wechselstromtelegraphie zum wichtigsten Glied der modernen Drahttelegraphie entwickelt. Im alten 6fach-WT-System wurden die Frequenzen für die einzelnen Träger noch in Röhrengeneratoren erzeugt. Die notwendige Frequenzkonstanz dieser Generatoren wurde jedoch mit den damals zur Verfügung stehenden Spulen und Kondensatoren nur mangelhaft erreicht. Bei der Herstellung des 12fach-Systems mußte man zur Frequenzerzeugung durch Maschinen übergehen, um die für das engere Frequenzschema erforderliche Genauigkeit zu erreichen. Diese Maschinen erwiesen sich besonders für Großanlagen als günstig, da aus einer Maschine bis zu sechs WT-Gestelle mit Trägerstrom versorgt werden konnten. Die Erweiterung des WT-Systems auf 18 Frequenzen ergab sich, als die Fernsprechkabeltechnik Leitungen für ein entsprechend großes Frequenzband zur Verfügung stellen konnte. Im Laufe der Entwicklung vom 6fach-System zum 18fach-

System ist schrittweise auch die Konstruktion eine immer gedrängtere geworden, und die Einrichtungen für 18 Kanäle erfordern heute weniger Platz als das alte 6fach-System.

II a. Sonderausführungen für Freileitungen

Gerade auf Freileitungen ist das Verfahren der Trägerstromtechnik wegen der unbegrenzten Frequenzdurchlässigkeit dieser Leitungen in noch weiterem Maße als auf Kabelleitungen anwendbar. Die Frequenzlücke zwischen der niederfrequenten Sprache und den trägerfrequenten Fernsprechkä nalen bot für das Fern schreiben noch die Möglichkeit zur Einfügung der sogenannten Mittelfrequenztelegraphie (MT), die mit unmittelbarer Tastung des Trägers arbeitet und in jeder Verkehrsrichtung mehrere Fernschreibkanäle liefert. Im allgemeinen wird der Frequenzstreifen zwischen 3000 und annähernd 7000 Hz für die MT benutzt. Da in diesem Bereich auch die meisten Einkanalträgerfrequenzsysteme für Telephonie (E-Systeme) betrieben werden, so ist die gleichzeitige Anwendung einer Mittelfrequenztelegraphie und eines E-Systems auf derselben Leitung nicht möglich. Wenn dagegen eine Nachbarleitung am gleichen Gestänge für Trägerfrequenztelephonie benutzt wird, läßt sich der nicht benutzte gleiche Bereich auf der zweiten Leitung noch mit Mittelfrequenztelegraphie belegen; nur ist dann die Verteilung der Telegraphiefrequenzen dem Fernsprechen so anzupassen, daß dieses nicht durch Übersprechen gestört wird. Deshalb muß die Telegraphie zunächst mit der Telephonie richtungsgleich arbeiten, damit nicht ein hoher Sendepiegel der Telegraphie auf einen niedrigen Empfangspegel des Telephoniesystems trifft. Hiernach wurden für die Mittelfrequenztelegraphie die Frequenzen 4020, 4260, 4500, 4740 für die eine Verkehrsrichtung und 6180, 6420, 6660 und 6900 für die andere Verkehrsrichtung festgelegt. Damit war auf die Belange der vorhandenen und später etwa noch zutretenden Telephonie grundsätzlich gebührende Rücksicht genommen; jedoch mußten von den für MT vorgesehenen Frequenzbändern diese oder jene unbenutzt bleiben, wenn dies die Sicherheit der naturgemäß in Vorrang zu stellenden Telephonie erforderte. Steht nur eine einzige Doppelleitung zur Verfügung, so muß man sich, wie gesagt, entweder für ein Telephonie-E-System oder für ein Telegraphie-MT-System entscheiden.

II b. Sonderausführungen für das Überlagerungsfern-schreiben

Es tauchte schon frühzeitig der Gedanke auf, auf größeren Strecken mit geringer Verkehrsdichte mit einem dem Sprechkreis überlagerten Einkanalträgerstromsystem für Telegraphie zu arbeiten. Der Grundgedanke war dabei folgender: Auf einer langen Fernsprechleitung, beispielsweise Stockholm—Rom, schaltet man an den Enden mit Filtern ein Trägerfrequenzfern-schreibsystem für beispielsweise 3060 Hz als Träger an. Durch Mitbenutzung der Fernsprechzwischenverstärker erhält man so einen sehr billigen Fernschreibkanal für große Entfernungen. Es wurde jedoch notwendig, an den Zwischenverstärkern Trennfilter vorzusehen, um Störungen durch unbeabsichtigtes Eintreten der Zwischenämter in die Fernsprechleitung zu vermeiden. Darüber hinaus mußte eine sorgfältige Aufteilung der übertragenen Leistung auf die beiden Nachrichtensysteme, Sprache und Trägerfern-schreiben, vorgenommen werden, um einen gegenseitig ungestörten Betrieb sicherzustellen. Wegen dieser praktisch nur schwer erfüllbaren Bedingungen sind derartige Überlagerungsfern-schreibanlagen mit wenigen Ausnahmen über das Versuchsstadium nicht hinausgekommen. Etwas günstiger lagen die Verhältnisse bei langen Freileitungen. Im Ausland konnten beispielsweise mit einem solchen Einkanal-system billige Fernschreibwege für Nachrichtenagenturen geschaffen werden, welche sich über das ganze Land erstreckten. Die Herstellung besonderer Trägerstromfern-schreibleitungen hätte dafür erhebliche Mittel erfordert, und gute Fernsprechfreileitungen, die im wesentlichen nur mit Niederfrequenz betrieben wurden, standen ausgiebig zur Verfügung. Als weiterer günstiger Umstand kommt hinzu, daß Zwischenverstärker auf diesen Leitungen so gut wie fehlen. Trotzdem blieb auch diese Anwendung des Überlagerungsfern-schreibens beschränkt.

II c. Sonderausführungen für Eintongfern-schreiben

Eine breitere Anwendung hat das Einkanalträgerstromfern-schreiben in dem sogenannten Telex-System (Holland) gefunden. Hierbei wird jedem Fernschreiber ein sogenanntes Eintongerät zugeordnet, welches die Gleichstromimpulse des Fernschreibers am Sender in Tonfrequenz umsetzt und am Empfänger die Tonfrequenz wieder in Gleichstrom zurückverwandelt. Solche Telex-Endsätze können dann an Stelle der Fernsprechapparate über beliebige Fernsprechleitungen und Fernsprechvermittlungen miteinander verbunden werden. Nach mannigfachen Versuchen zur Feststellung der zweckmäßigsten Trägerfrequenz hat man sich schließlich auf die Verwendung von 1500 Hz geeinigt. Das Telex-System hat den Vorteil, daß man vorhandene Sprechkreise ohne weiteres mitbenutzen kann, dafür aber den Nachteil einer schlechten Leitungsausnutzung. In Ländern mit guten, engmaschigen Fernsprechnetzen von geringer Ausdehnung ist das Eintongfern-schreiben gut am Platz. Demgemäß hat dieses System in Holland, wo seine Anwendungsbedingungen fast ideal erfüllt sind, die größte Verbreitung gefunden. Der ganze öffentliche Fernschreibverkehr wickelt sich hier über Telex-Verbindungen ab.

II d. Zusatzausführungen für den Staffelpetrieb

Häufig wird bei einem Amt nur ein Teil der Kanäle eines 18fach-Systems betrieben, während der andere Teil auf ein neues 18fach-System weitergeschaltet wird. Es lag nahe, diese Kanäle am Zwischenpunkt vom Empfangsfilter der einen Richtung auf das Sendefilter der anderen Richtung ohne Demodulation (also ohne Empfangs- und Sendeschaltung, Relais usw.) durchzuschalten. Wie Abb. 1 zeigt, wird aber bei Hintereinanderschaltung mehrerer Filter die Durchlaßbreite der Siebe immer enger. Mit den üblichen Filtern ist daher ein solcher Staffelpetrieb über-

haupt nicht durchführbar. Um den Aufwand an hochwertigen Filtern möglichst niedrig zu halten, hat man sich entschlossen, eine Staffellung nur für Gruppen zu je 6 Frequenzen (entsprechend dem Gestellaufbau) durchzuführen. Für die wenigen Gruppenfilter, die dann für die Abzweigung gebraucht werden, konnte man durch entsprechenden Aufwand die Flanken so steil machen, daß die Durchlaßverengung in tragbaren Grenzen blieb. Die inneren Frequenzen einer Gruppe werden natürlich von der Verengung überhaupt nicht betroffen. Zum Ausgleich der erhöhten Lochdämpfung und zur Entkopplung der Staffelfilter sind zusätzliche Staffelveersterker vorgesehen.

Durch diese Einschränkungen bzw. Zusätze war der Staffelpetrieb nicht in dem Maße anwendbar, wie man sich das ursprünglich gedacht hatte. Übrigens ist der wirtschaftliche Gewinn des Staffelsystems gegenüber der Verwendung zusammengeschalteter gewöhnlicher Endsätze nicht

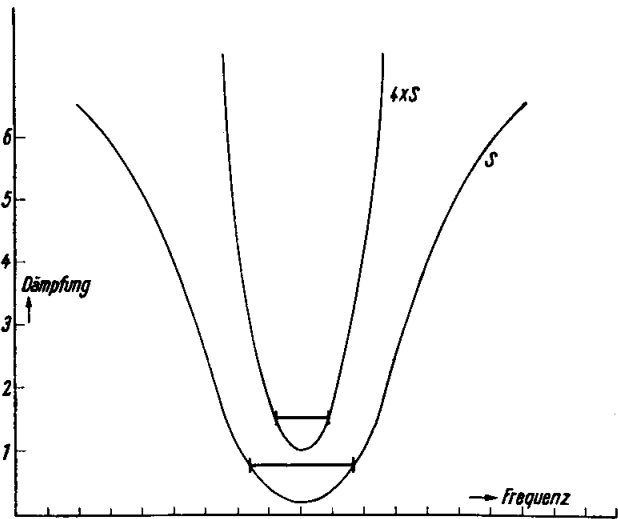


Abb. 1. Verschmälerung des Durchlaßbereichs bei Hintereinanderschaltung von Filtern

so groß, daß eine breitere Anwendung des Staffelsystems geboten gewesen wäre. Immerhin blieb ein gewisses Restbedürfnis dafür bestehen.

III. Aufbausystem

a) Forderungen

Die konstruktiv voneinander stark abweichenden Ausführungen für zum Teil recht ähnliche Aufgaben und Einzelteile konnten auf die Dauer nicht befriedigen, besonders nicht in einer Zeit, die auf schnelle Fertigung und Erhöhung der Wirtschaftlichkeit durch scharfe Normung den größten Wert legen muß. Es wurde deshalb ein Aufbausystem entwickelt, das gestattet, die verschiedenen Systeme aus einheitlich durchentwickelten Hauptbestandteilen (Generatoren, Filter, Modlerschaltungen) zusammenzusetzen. Folgende Forderungen sind an ein solches allgemein brauchbares WT-Aufbausystem zu stellen:

1. Auch Verbindungen mit wenig Kanälen müssen sich wirtschaftlich herstellen lassen.
2. Bei Freileitungen muß die Möglichkeit gegeben sein, Frequenzlücken, die sich aus dem Verteilungsplan für die Telephonie ergeben, ohne Sonderkonstruktion auszunutzen.
3. Lösung der Aufgabe eines Staffelsystems ohne Sonderkonstruktion und mit geringem Aufwand.
4. Auch die Stromversorgung bedarf bei einem neuen System einer modernen Lösung. Bisher fand man gewöhnlich Batteriestromversorgungen vor. Heute

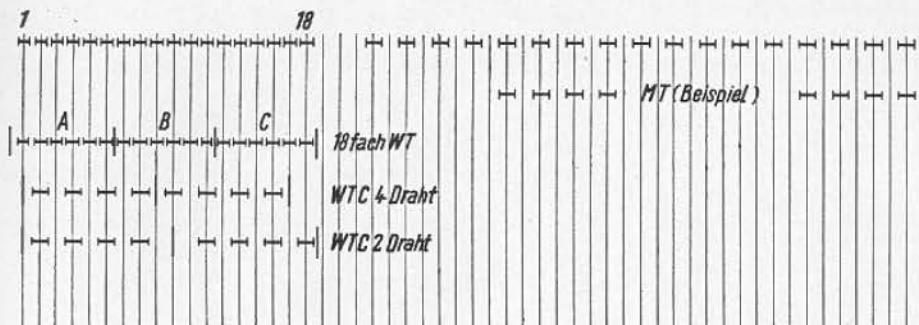


Abb. 2
Normalfrequenzen der Wechselstromtelegraphie $60(2n+1)$ Hz

erscheint der Anschluß an ein Wechselstromstarkstromnetz zweckmäßiger.

b) Frequenzverteilung

Ein einheitliches und einfaches Aufbausystem konnte nur erreicht werden, wenn nicht alle beliebigen Frequenzen zur Benutzung zugelassen wurden. Vielmehr mußte man sich auf möglichst wenige, ein für allemal festgelegte Frequenzen beschränken. Als Grundlage wurde das bewährte Frequenzschema der 18fach-Wechselstromtelegraphie benutzt. Für die erhöht durchlässigen Freileitungen wurde das Schema nach oben hin erweitert. Da man in dem höheren Frequenzbereich die Filter mit wirtschaftlich erträglichem Aufwand nicht so eng bauen kann wie im Tonfrequenzbereich, wurde hier nur jede zweite Frequenz (vgl. Abb. 2) zur Benutzung vorgesehen. Aber auch im Tonfrequenzbereich ist für manche Zwecke, z. B. für die einfache Durchführung des Staffeltetriebs, ein größerer Frequenzabstand erwünscht. Man kann dann die Filter für breitere Durchlässigkeit bauen und damit erreichen, daß sie sich unbedenklich hintereinanderschalten lassen. So ergab sich sowohl für den Mittelfrequenzbereich wie für den Tonfrequenzbereich, ausgewählt aus dem üblichen Raster mit 120 Hz Abstand, ein zweites Raster mit 240 Hz Abstand für die besonderen Zwecke. Auf diese Weise konnte durch Verzicht auf die volle Ausnutzung aller Kanäle auch eine bequeme Staffelfähigkeit erreicht werden (Abb. 2). Durch den Fortfall einiger Kanäle wurde zugleich die notwendige Energie zum Ausgleich der Dämpfung der neu eingeschalteten Zwischenfilter verfügbar. Der Sendepegel für Kanäle, die mehrere Filter zu durchlaufen haben, kann entsprechend erhöht werden, ohne daß die für das Kabel zulässige Gesamtspannung schon überschritten wird.

c) Elemente des Aufbausystems

Für jedes Trägerstromfernsehsystem — gleichgültig, in welchem Frequenzband oder zu welchem Sonderzweck es benötigt wird — sind erforderlich:

1. eine Modlerschaltung, das sind Sender- und Empfängerschaltung,
2. Filter für die einzelnen Kanäle,
3. Generatoren zur Erzeugung der Trägerfrequenzen und der erforderlichen Gleichspannungen.

Bisweilen werden zusätzlich gebraucht:

4. Sende- und Empfangsverstärker bzw. Zwischenverstärker,
5. Gruppenfilter zur Trennung der Frequenzgruppen voneinander oder von anderen Nachrichtensystemen.

Die von der 18fach-Wechselstromtelegraphie bekannte Baukastenkonstruktion ist als grundsätzliche Bauform beibehalten worden. Die obengenannten Aufbauelemente (Modler, Filter, Generator) sind je in einem Baukasten untergebracht (Abb. 3, 4, 5).

Zu 1. Das Modlergehäuse (Abb. 3) enthält den eigentlichen Sender und Empfänger mit den Senderrelais, dem Empfangsrelais, den Verstärkern, Gleichrichtern und Meßinstrumenten. Entsprechend den letzten internationalen

Vereinbarungen wird durchweg die Ruhestromschaltung verwendet, d. h. der im Ruhezustand ausgesandte Wechselstrom wird zum Zweck der Zeichengabe kurzzeitig unterbrochen. Die Ruhestromschaltung hat u. a. bekanntlich den Vorteil, daß sie wesentlich größere Pegelschwankun-

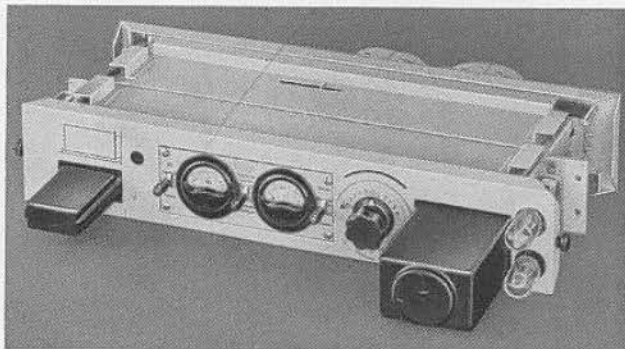


Abb. 3. Modlergehäuse

gen zuläßt. Die Modlerbaukästen (Modlergehäuse) sind für alle Systeme, Frequenzen einschließlich der Sonderausführungen von einheitlichem Typ. Eine ausführliche Beschreibung der Schaltung findet sich in dem Aufsatz von G. Junga, „Eine Empfangsschaltung der Wechselstromtelegraphie mit großem Pegelbereich“, TFT 27, S. 324, 1938.

Zu 2. Die Filtergehäuse sind verständlicherweise für die verschiedenen Frequenzen elektrisch verschieden, konstruktiv aber sind sie nahezu einheitlich (Abb. 4). Im

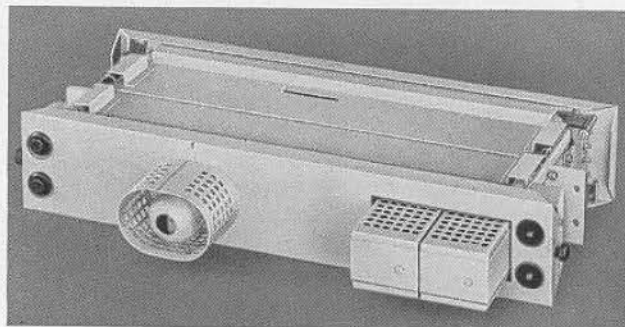


Abb. 4. Filtergehäuse

Gegensatz zu den völlig einheitlichen Modlergehäusen werden zwei grundsätzlich verschiedene Filtertypen geführt, schmale Filter, die in ihren Werten den bisher gebräuchlichen Filtern der 18fach-Wechselstromtelegraphie entsprechen, und breitere „Staffelfilter“, die zwar den doppelten Frequenzabstand benötigen, dafür aber neben der steileren Einschwingkurve und damit geringeren Störbeeinflussung den großen Vorzug besitzen, daß man im Tonfrequenzbereich mehr als zwei Filter (bis zu 4) hinter-

einanderschalten kann. Im Mittelfrequenzbereich wurden auch bislang nur die breiteren Filter verwendet. Send- und Empfangsfilter sind im Aufbausystem untereinander in jedem Fall gleich.

Zu 3. Die Generatorgehäuse (Abb. 5) sind, abgesehen von den durch die verschiedenen Frequenzen bedingten

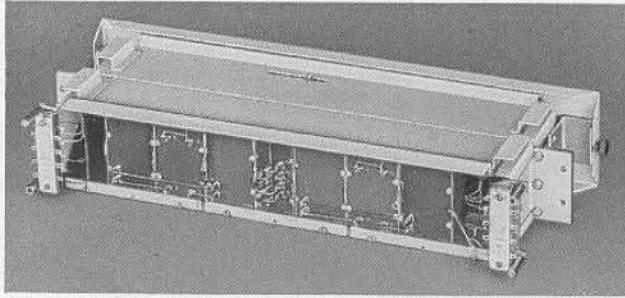


Abb. 5. Generatorgehäuse

elektrischen Unterschieden, ebenfalls für alle Anwendungszwecke einheitlich. Sie enthalten neben dem Frequenzgenerator eine Netzanschlußschaltung (220 Volt Wechselstrom) für alle erforderlichen Gleichspannungen.

Zu 4 und 5. Für die am häufigsten vorkommenden Betriebsfälle sind die unter 1 bis 3 aufgeführten Teilgeräte ausreichend. Wenn Zwischenverstärker benötigt werden, wird man zunächst versuchen, mit normalen Fernsprecherverstärkern auszukommen, wie das ja auch bei der 18fach-Wechselstromtelegraphie auf Fernkabeln üblich ist. Nur in besonderen Fällen, z. B. für die Mittelfrequenztelegraphie auf einer Zweidrahtfreileitung, sind besondere Zwischenverstärker erforderlich. In diesem Falle werden auch Gruppenfilter benötigt zur Trennung der beiden Verkehrsrichtungen. Gegebenenfalls können Send- und Empfangsverstärker sowie Gruppenfilter auch beim Zusammenwirken mit anderen Nachrichtensystemen erforderlich werden. Näheres hierüber ist in den Beschreibungen der einzelnen Systeme zu finden.

IV. Ausführungsbeispiele

1. Großanlagen mit zentraler Maschinenversorgung. Sie entsprechen fast völlig den bisherigen 18fach-Anlagen. Maschinengestell- und Prüf- und Sicherungsgestell sind wie bisher zentral für eine große Zahl von Systemen vorgesehen. Die „Hauptgestelle“ enthalten 6 Einheitsmodlerschaltungen und 6 Einheits-siebkästen.
2. Mittlere Anlagen ohne zentrale Maschinenanlage. Modlerschaltungen, Filter und Generatorgehäuse werden je nach Bedarf auf ähnlichen Gestellen wie bei den Großanlagen vereinigt. Der Vorteil des neuen Bausystems liegt darin, daß bei kleineren Anlagen (bis zu 6 Kanälen) zunächst nur ein einziges Gestell gebraucht wird.
3. Mittelfrequenztelegraphie. In der gleichen Weise wie zu 2. können nach Bedarf Kanäle zusammengestellt werden. Je nach der verfügbaren Frequenzlücke können bis zu 6 Kanäle für jede Richtung ausgewählt werden. Eine der möglichen Ausführungsformen ist das 4fach-System in seiner bisherigen Fre-

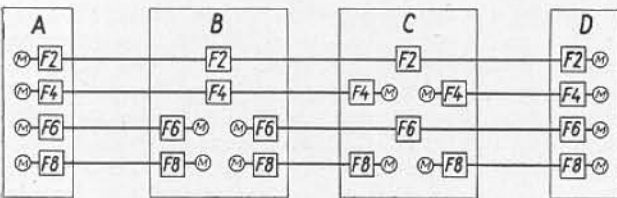


Abb. 6. WTC-Linie mit Zwischenämtern

quenzverteilung. Einzelne Kanäle der Mittelfrequenztelegraphie können an Stelle des bisherigen Überlagerungsfern-schreibens verwendet werden.

4. Staffelnbetrieb. Beispiel Abb. 6^{*)}. Die vier Ämter A bis D sind über eine Leitung so beschaltet, daß zwischen je zwei Ämtern mindestens eine direkte Verbindung besteht. Die Frequenz F2 ist in B und C

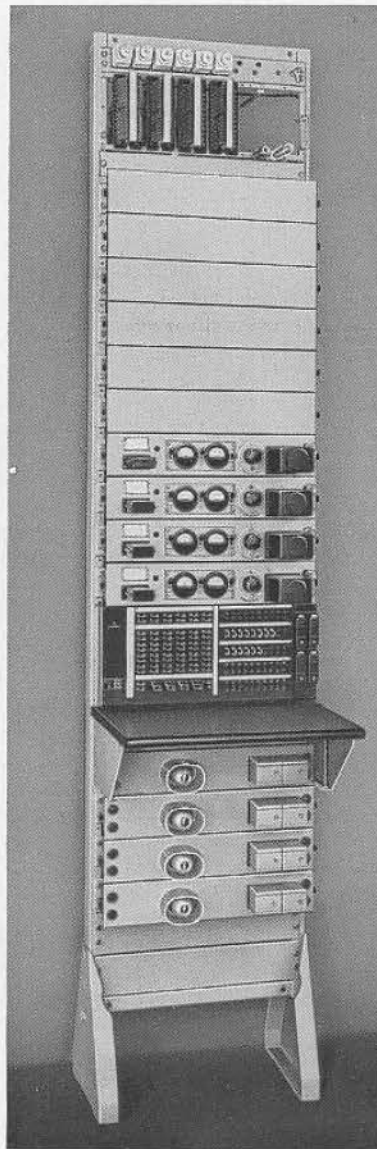


Abb. 7. WTC-Gestell für 4 Endsätze und 2 Durchschaltfilter

über Siebe durchgeschaltet, wodurch je zwei Modlergehäuse und je ein Sieb eingespart werden, die Frequenz F4 ist in B, F6 in C durchgeschaltet. In allen Ämtern kommt man mit einem Gestell aus, während nach der älteren Technik in B und C fast der doppelte Aufwand nötig wäre, ganz abgesehen von dem zentralen Maschinen- und Sicherungsgestell. Auch die Ersparung von Relaisübertragungen ist ein Vorteil. Ein Gestell mit 4 Modlergehäusen, 4 Generatoren, 4 Endsieben und 2 Durchschaltensieben zeigt Abb. 7. Eine Vierdrahtleitung kann mit 8 Kanälen (also

^{*)} In den Abb. 6, 8, 9, 10 bedeuten:

- f... Schmales Filter für 120 Hz Abstand,
- F... Breites Filter für 240 Hz Abstand,
- M Einheits-Modlergehäuse.

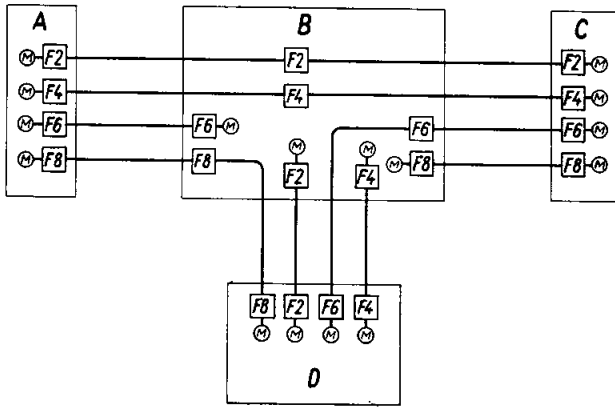


Abb. 8. WTC-Linie mit Abzweigung

doppelt soviel wie in Abb. 6 gezeichnet) belegt werden.

Ähnlich liegen die Verhältnisse in dem Beispiel nach Abb. 8.

5. Gemischter Betrieb. Während man mit schmalen Sieben 18 Kanäle auf einer Vierdrahtverbindung betreiben kann, muß man sich bei Staffelbetrieb mit 8 Kanälen begnügen, was bei kleineren Verhältnissen ja auch gewöhnlich ausreicht. Man kann aber auch auf der gleichen Leitung schmale und breite Siebe nebeneinander verwenden und dadurch gemäß

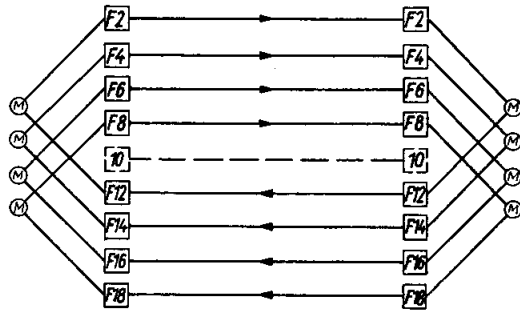


Abb. 10. WTC im Zweidrahtbetrieb

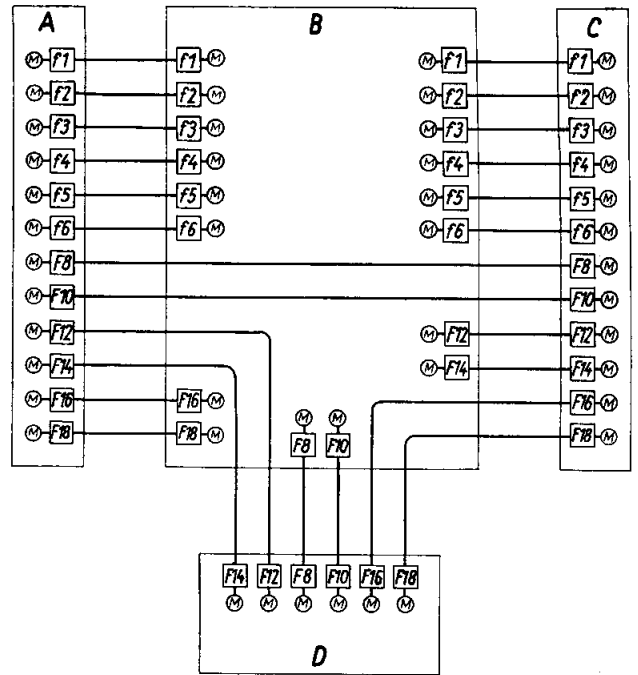


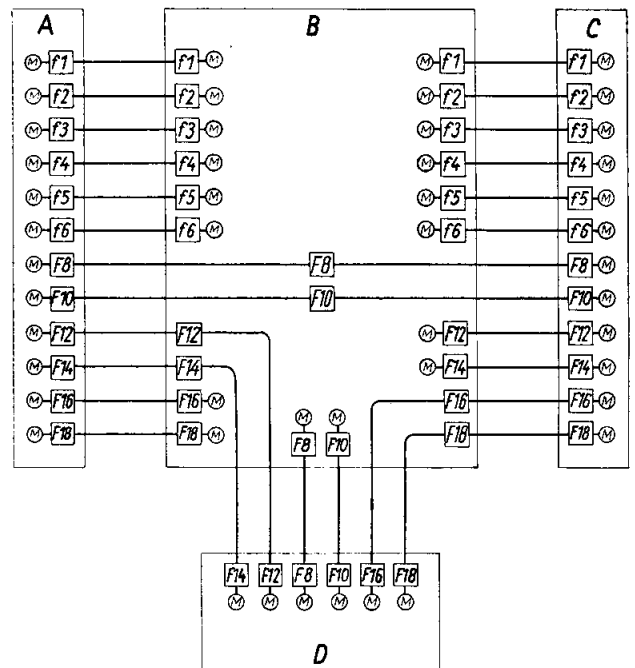
Abb. 9. Gemischte WT-Anlage

Beispiel in Abb. 9 bis zu 12 Kanäle betreiben. Für die Kurzverbindungen sind die 6 unteren Frequenzen mit schmalen Sieben vorgesehen, 6 weitere Kanäle mit breiten Sieben können dann noch im Staffelbetrieb benutzt werden.

6. Als letztes Beispiel zeigt Abb. 10 die Anwendung eines 4fach-Systems im Zweidrahtbetrieb. Für jede Richtung sind natürlich getrennte Filter vorgesehen, die paarweise auf einen Modlersatz zusammenschaltet werden. Hier wird zur besseren Trennung der Verkehrsrichtungen die mittlere Frequenz freigelassen. Dieses System kann auf Freileitungen und notfalls auch auf unverstärkten Kabelleitungen eingesetzt werden.

Berichtigung!

- Seite 21, Spalte 1, Zeile 6 von unten muß es statt WT-Gestelle, Kanäle je Frequenz heißen,
- Abb. 4 ist das Generatorgehäuse,
- Abb. 5 ist das Filtergehäuse,
- Abb. 9 ist durch die nebenstehende Darstellung zu ersetzen.



Frequenzgang und Ersatzschaltbild des Elektrolyt-Kondensators

Von Chr. Wachenhusen

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus „Hochfrequenztechnik und Elektroakustik“, Bd. 57 (1941), Heft 5, Seite 125-134

Inhaltsübersicht.

- I. Einleitung.
- II. Aufbau und Ersatzbilder des Elektrolyt-Kondensators.
- III. Meßmethoden.
- IV. Frequenzabhängigkeit einiger Elektrolyt-Kondensatoren von 20 Hz bis 20 MHz.
- V. Kapazitätsmessungen bei sehr tiefen Frequenzen (≈ 1 Hz).
- VI. Höhe der Grenzfrequenz und Unregelmäßigkeiten des Frequenzganges.
- VII. Ersatzschaltbild der Oxydschicht.
- VIII. Luftoxydschicht- oder Polarisationskapazität.
- IX. Zusammenfassung.
- X. Schrifttum.

I. Einleitung.

In neueren Veröffentlichungen sind schon mehrfach Ausführungen über die Frequenzabhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors und über das Ersatzschaltbild von Elektrolyt-Kondensatoren zu finden, so bei Linder [1], Kilinski [2], Straimer [3] und Söchting [4]. In der Arbeit von Linder wird z. B. schon auf Grund des Aufbaues des Kondensators ein Ersatzschaltbild entwickelt und bei Tonfrequenz diskutiert, das eine Struktur der Oxydschicht, den Widerstand der Elektrolytschicht und die Kapazität zwischen der Anode und der Kathode berücksichtigt. Kilinski berichtet über Kapazitäts- und Verlustfaktormessungen bei Hochfrequenz an einem Elektrolyt-Kondensatorsystem, das für diesen Zweck besonders konstruiert wurde. Er hat auch an einigen normalen Elektrolyt-Kondensatoren das Verhalten des Wirkwiderstandes, den man sich der Kapazität vorgeschaltet denken kann, bei Frequenzen

zwischen 10^5 und 10^7 Hz untersucht. Söchting diskutiert weiterhin das Verhalten einzelner Kondensatortypen bei Tonfrequenz.

Die vorliegende Arbeit teilt darüber hinaus zum erstenmal auch Messungen der Kapazität und des Verlustfaktors von Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren bei Hochfrequenz mit. Dabei wird gleichzeitig die Frequenzabhängigkeit in einem sehr weiten Bereich von ≈ 1 Hz bis 20 MHz vollständig untersucht.

Es hat sich nun gezeigt, daß die in den genannten Veröffentlichungen entwickelten Theorien und Ersatzbilder nicht mehr zur Erklärung des Frequenzganges in einem so umfassenden Gebiet ausreichen. Ein Ziel dieses Aufsatzes ist es daher, auf Grund der neueren Erfahrungen ein vollständiges und allgemein gültiges Ersatzschaltbild abzuleiten, das dem Aufbau des Elektrolyt-Kondensators entspricht und mit dem es möglich ist, den in dieser Arbeit gezeigten Kurvenverläufen sowie dem Frequenzgang der Elektrolyt-Kondensatoren allgemein in befriedigender Weise gerecht zu werden.

Bemerkenswert ist, daß das besondere Verhalten der Oxydschicht, das durch ihre Halbleitereigenschaften bedingt ist, nur in Teilgebieten eine Rolle spielt; so war eine weitgehende Klärung möglich, ohne auf die Halbleitertheorie der Oxydschicht näher einzugehen. Außer der Oxydschicht und dem Elektrolytwiderstand ist, wie sich herausgestellt hat, noch die Kapazität zwischen Anode und Kathode und eine Anzahl weiterer bisher nicht beachteter Komponenten von wesentlichem Einfluß auf das Verhalten des Elektrolyt-Kondensators.

II. Aufbau und Ersatzbilder des Elektrolyt-Kondensators.

Nach Abb. 1 ist das Dielektrikum eines gepolten Elektrolyt-Kondensators eine Oxydschicht aus Al_2O_3 . Der eine seiner Beläge wird durch das Metall der Aluminiumanode gebildet, auf die die Oxydschicht aufgewachsen ist, der andere durch eine Elektrolytschicht. Als Stromzuführung für die Elektrolytschicht wird eine zweite metallische Elektrode, die Kathode, verwendet. Bei

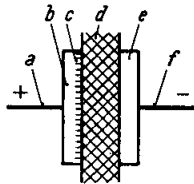


Abb. 1. Aufbau eines Trocken-Elektrolyt-Kondensators.
 a = Zuleitung Anode. b = Anode. c = Oxydschicht. d = Abstandhalter mit Elektrolyt. e = Kathode. f = Zuleitung Kathode.

Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren, die im folgenden hauptsächlich betrachtet werden, sind Anode und Kathode bandförmig ausgebildet und nur durch einen dünnen Abstandhalter aus Papier oder Gewebe getrennt, der mit dem Elektrolyten getränkt ist. Damit der Widerstand der Elektrolytschicht möglichst klein ist, überdeckt die Kathode die Anode dabei vollständig¹⁾.

Aus dem Aufbau und einer Betrachtung der verschiedenen Schichten des Elektrolyt-Kondensators ergibt sich für diesen ein allgemeines Ersatzschaltbild nach Abb. 2. In diesem Ersatzbild ist die **Oxydschicht** zu-

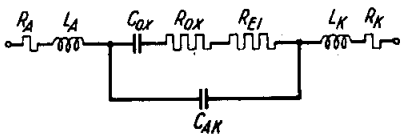


Abb. 2. Ersatzbild eines Elektrolyt-Kondensators.

nächst lediglich durch eine Kapazität C_{ox} und einen dazu in Reihe liegenden Widerstand R_{ox} dargestellt. Da die Oxydschicht aus einem Halbleiter besteht, kann man zwar von vornherein annehmen, daß eine so einfache Darstellung dafür nicht der Wirklichkeit entspricht und daß C_{ox} und R_{ox} frequenzabhängig sein müssen, wie es auch dem allgemeinen Fall entspricht. Ihre direkte Messung ist aber nicht ohne weiteres durchführbar, und man muß sich auch davor hüten, unvorsichtig Schlüsse aus den Messungen an vollständigen Elektrolyt-Kondensatoren zu ziehen. Erst wenn deren Frequenzabhängigkeit im folgenden genau diskutiert ist und der Einfluß der anderen Aufbauelemente feststeht, kann man daraus das Verhalten der Oxydschicht selber einwandfrei bestimmen. Es soll dann versucht werden, auch für diese ein praktisch brauchbares Ersatzbild zu finden.

Die **Elektrolytschicht** stellt im wesentlichen einen Widerstand dar: R_{EI} . Sie muß jedoch außerdem noch als Dielektrikum einer Kapazität betrachtet werden, deren Beläge aus der Anode und der metallischen Ka-

¹⁾ Die Bezeichnung „Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren“ ist für derartige Kondensatoren seit langem gebräuchlich, um den Gegensatz zu den „Flüssigkeits-Elektrolyt-Kondensatoren“ hervorzuheben, bei denen der dünnflüssige Elektrolyt die Anode frei überspült. Von den Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren sind solche Kondensatoren zu unterscheiden, die nur eine Oxydschicht als Dielektrikum und zwei metallische Beläge besitzen und keinen Elektrolyten enthalten.

thode bestehen. Diese ist bei höheren Frequenzen sehr wichtig und mit C_{AK} im Ersatzbild wiedergegeben.

Schließlich müssen noch die Anode und die Kathode selbst und die **Zuleitungen** zu diesen im Ersatzbild Berücksichtigung finden. Ihre bei ganz hohen Frequenzen wichtigen Induktivitäten und ihre Widerstände, die im einzelnen wie bei einem Papierkondensator auftreten [5], sollen in L_A und L_K bzw. R_A und R_K zusammengefaßt werden.

Das allgemeine Ersatzbild nach Abb. 2 besitzt zunächst für einen gepolten Elektrolyt-Kondensator Gültigkeit. Ein ungepolter Kondensator unterscheidet sich von einem gepolten aber nur dadurch, daß auch die zweite blanke Folie durch eine formierte Folie ersetzt ist. Im Ersatzbild wäre in diesem Fall noch das Ersatzschema einer zweiten Oxydschicht symmetrisch zu dem der ersten Oxydschicht hinzuzufügen. Denkt man sich aber die Schemen der beiden Oxydschichten zu einem zusammengefaßt, kommt man auch in diesem Fall ohne Erweiterung des Ersatzbildes aus. Deshalb darf man dem Schema nach Abb. 2 ganz allgemeine Gültigkeit zusprechen.

In Abb. 5 bis 8 sind die Frequenzabhängigkeiten einiger charakteristischer Größen von 3 Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren gezeigt. Sie sollen im folgenden an Hand dieses Ersatzbildes diskutiert werden. Vorher kann dieses aber für die einzelnen Frequenzbereiche wesentlich vereinfacht werden.

Zunächst sind die Widerstände R_A und R_K bei den drei gemessenen Kondensatoren so klein, daß sie allgemein gegenüber den anderen Verlusten keine Rolle spielen. Sie werden nur in Ausnahmefällen, z. B. bei Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren mit sehr langen Anoden- und Kathodenbändern, zu berücksichtigen sein.

Bei tieferen Frequenzen sind außerdem L_A und L_K ohne Einfluß. Wenn die Kapazität der Oxydschicht C_{ox} nicht zu sehr frequenzabhängig ist, d. h. wenn sie nicht gerade umgekehrt proportional der Frequenz ist, muß weiterhin bei genügend tiefen Frequenzen oder, wie wir sagen wollen, im „1. Bereich“ immer ein Gebiet vorhanden sein, in dem R_{EI} klein ist gegenüber $\frac{1}{\omega \cdot C_{ox}}$. Neben

R_{EI} kann dann auch C_{AK} weggelassen werden, das klein ist gegen C_{ox} . Damit bleiben für den 1. Bereich nur die Elemente der Oxydschicht C_{ox} und R_{ox} übrig.

Anders ist es im „2. Bereich“. Bei höheren Frequenzen sind R_{EI} und C_{AK} wichtig, der Widerstand R_{ox} kann aber mit R_{EI} zu einem Widerstand zusammengezogen werden. Es gilt hier somit das Ersatzbild nach Abb. 3.

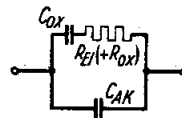


Abb. 3. Vereinfachtes Ersatzbild für höhere Frequenzen.

Nur im „3. Bereich“ bei sehr hohen Frequenzen müssen schließlich die Induktivitäten L_A und L_K berücksichtigt werden.

III. Meßmethoden.

Bei den Messungen der Kapazität und des Verlustfaktors, die im Zusammenhang mit diesem Aufsatz durchgeführt worden sind, wurde in allen Fällen im Gegensatz zu den von anderen Verfassern (z. B. Söchting, Kilinski, Straimer) angegebenen Meßmetho-

den auf die Überlagerung einer Gleichspannung verzichtet. Es wurde gefunden, daß es grundsätzlich möglich ist, jeden Elektrolyt-Kondensator mit reiner Wechselspannung zu messen, wenn deren Amplitude einen bestimmten geringen Wert nicht überschreitet. Meßfehler durch unerwünschte zusätzliche Formierung treten dabei nicht auf; dabei ist es gleichgültig, für welche Spannung der Kondensator bestimmt ist und ob nur eine Folie (gepolte Ausführung) oder beide (ungepolte Ausführung) formiert sind. Das gilt selbst für den Fall, daß überhaupt nicht formiert ist. Die Formierung einer Folie beginnt nämlich erst dann, wenn ihr Potential gegenüber dem des Elektrolyten positiv ist und wenn gleichzeitig die Zersetzungsspannung des Elektrolyten überschritten wird.

In diesem Zusammenhang ist es angebracht, auch auf die häufige irrtümliche Annahme hinzuweisen, daß es

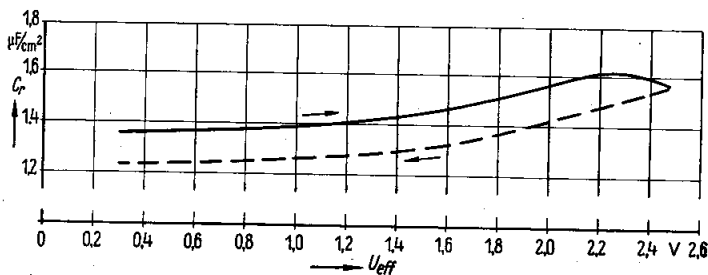


Abb. 4. Trocken-Elektrolyt-Kondensator unformiert. Kapazität abhängig von der Wechselspannung. Kapazitätsabfall ab 2,0 V zeitabhängig.

bei Belastung mit reiner Wechselspannung überhaupt keine Formierung gebe. Die Wirkung der positiven Halbperiode kann durch die negative Halbperiode nicht aufgehoben werden, denn eine einmal erzeugte Oxydschicht wird durch ein negatives Potential niemals wieder reduziert. Allerdings setzt die Formierung immer mit einer gewissen Verzögerung ein, so daß die Amplitude des Wechselstroms u. U. erheblich größer sein kann als die Zersetzungsspannung, ohne daß eine Formierung beginnt. Es ist dabei nur erforderlich, daß die Überschreitung der Zersetzungsspannung hinreichend kurzzeitig ist.

Abb. 4 zeigt die Ergebnisse einer Messung, bei der die Kapazität eines in beiden Richtungen unformierten Trocken-Elektrolyt-Kondensators mit reiner Wechselspannung von 50 Hz bestimmt wurde. Bis zu einem Effektivwert von 2,0 V, also bis zu Amplituden von 2,8 V war die Kurve selbst nach längerer Belastung vollständig reversibel; erst bei noch höheren Spannungen fiel die Kapazität dauernd ab, weil die Formierung begann. Die Kurve zeigt im übrigen eine nicht von der Zeit abhängende stetige Vergrößerung der Kapazität mit der Wechselspannung, die jedoch nur bei unformierten Kondensatoren zu beobachten ist.

Wenn man darauf verzichtet, der Meßwechselspannung eine Gleichspannung zu überlagern, hat man nicht nur den großen Vorteil, daß die Schaltung wesentlich einfacher wird, sondern es werden auch große vorübergehende zeitabhängige Kapazitäts- und Verluständerungen vermieden. Diese Änderungen sind beispielsweise von Söchtling als sehr störend empfunden worden; sie können leicht zu Meßfehlern führen. In einer anderen Arbeit [6] ist dargelegt, daß diese vorübergehenden Änderungen durch das Ein- und Ausschalten der Gleichspannung hervorgerufen werden. Sie sind danach auf

Gleichgewichtsstörungen zurückzuführen, die in dem Halbleitermechanismus der Oxydschicht (C_{ox} , R_{ox}) durch die plötzlichen Potentialverschiebungen entstehen und allmählich wieder abklingen, weil sich mit der Zeit ein neues, der neuen Spannung entsprechendes Gleichgewicht einstellt. Dauernde Änderungen treten durch das Ein- und Ausschalten der Gleichspannung entweder gar nicht auf oder aber sie sind so klein, daß sie neben den abklingenden Veränderungen nicht ins Gewicht fallen und daher nicht erfaßt werden.

Die Amplitude der Meßwechselspannung war bei allen im folgenden beschriebenen Messungen kleiner als 0,5 V.

Die zur Verfügung stehenden Meßbrücken ließen eine direkte Messung großer Kapazitäten und vor allem großer Verlustfaktoren nur bis 10 kHz zu. Bei höheren Frequenzen war es daher notwendig, das Meßobjekt mit einem Kondensator bekannter Kapazität C_n und bekannten (sehr kleinen) Verlustfaktors in Reihe geschaltet zu messen und danach seine Daten zu berechnen. Die Kapazität C_n durfte bis 250 kHz 10 000 pF, über 250 kHz mit wachsender Frequenz abnehmend 500 bis 50 pF betragen. Um die Meßwerte trotzdem auch bei hohen Frequenzen noch mit genügender Genauigkeit ermitteln zu können, wurden für die Messung Elektrolyt-Kondensatoren mit besonders kleiner Anodenfläche (2 bis 10 cm²) und damit kleiner Kapazität (0,1 bis 0,7 μ F bei 50 Hz) verwendet. Gegenüber der Kapazität dieser Kondensatoren betrug die Kapazität C_n bei allen Frequenzen etwa 1 bis 10%. Die gemessenen Kondensatoren unterschieden sich im übrigen nicht grundsätzlich von Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren normaler Bauart.

Die Frequenzabhängigkeit eines Elektrolyt-Kondensators bleibt im 1. und 2. Frequenzbereich von der Größe seiner Fläche unberührt, da sich alle Elemente der für diese Bereiche gültigen Ersatzbilder durch eine Flächenänderung nur im gleichen Verhältnis ändern. Die in den Abb. 8 bis 11 gezeigten Meßkurven sind daher in den Frequenzbereichen 1 und 2 ohne weiteres auf Kondensatoren beliebiger Flächengröße übertragbar. Der Frequenzbereich 3 ist hiervon ausgenommen, da L_A und L_K flächenunabhängig sind, denn ihre Größe hängt von der Konstruktion der Zuleitungen ab.

IV. Frequenzabhängigkeit einiger Elektrolyt-Kondensatoren von 20 Hz bis 20 MHz.

In den Abb. 5 bis 8 sind der Reihe nach die Reihenschaltkapazität C_r , der Verlustfaktor $\text{tg } \delta$, der Reihenwiderstand $R_r = \frac{\text{tg } \delta}{\omega \cdot C_r}$ und der Betrag des Scheinwiderstandes $Z = R + \frac{1}{j\omega C_r}$, alle auf 1 cm² der Kondensatorfläche bezogen, von 3 gemessenen Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren frequenzabhängig aufgezeichnet. Diese unterschieden sich im wesentlichen nur durch die Formierspannung und dadurch, daß die Anode in einem Fall in bekannter Weise zur Vergrößerung der Kapazität aufgeraut war (siehe Tabelle 1, S. 6).

Sämtlichen Meßkurven liegen bis 50 einzelne Meßpunkte zugrunde, so daß auch ihre charakteristischen Einzelheiten genau wiedergegeben sind, zumal die Meßpunkte mit Ausnahme von Kurventeilen im Hochfrequenzgebiet sehr wenig streuten.

Die folgende Diskussion soll zeigen, daß die entwickelten Ersatzbilder dem Verhalten der Elektrolyt-Kondensatoren wirklich gerecht werden.

Die **Kapazität** C_r fällt im ersten Frequenzbereich langsam und gleichmäßig ab. Sie ist in diesem Bereich mit der Kapazität der Oxydschicht C_{ox} identisch und es liegt kein Grund vor, nicht anzunehmen, daß die Frequenzabhängigkeit von C_{ox} sich auch bei höheren Frequenzen in dem gleichen einfachen, etwa geradlinigen Verlauf fortsetzt. Die Kurven für C_r ändern sich jedoch völlig,

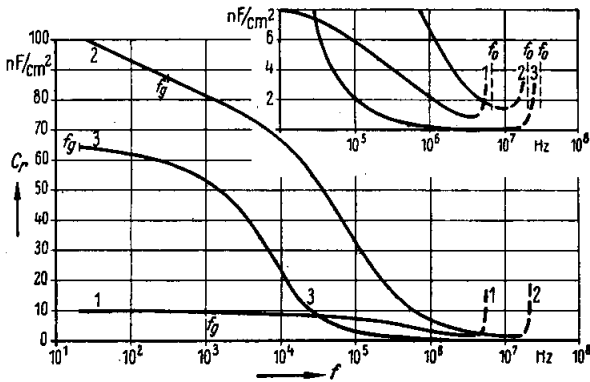


Abb. 5. Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren: Frequenzabhängigkeit der Reihenkapazität C_r .
 1 = Kondensator 1
 2 = Kondensator 2
 3 = Kondensator 3 } entsprechend Tabelle 1.

sobald die „Grenzfrequenz“ (f_g) zwischen dem 1. und 2. Bereich erreicht ist, bei der der Elektrolytwiderstand R_{El} eine Rolle zu spielen beginnt. In dem 2. Frequenzbereich gilt das Ersatzbild Abb. 3. Dementsprechend fällt die Kapazität schnell ab und nähert sich dem Wert C_{AK} . Allerdings wird dieser Endwert im allgemeinen, z. B. bei den untersuchten Kondensatoren 1 und 2, bei weitem nicht erreicht, da sich die Induktivitäten L_A und L_K bereits vorher geltend machen.

Der Kondensator 2 unterscheidet sich von dem Kondensator 1 vor allem dadurch, daß seine Formierspannung

Tabelle 1.

Unterschiede der 3 frequenzabhängig gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren.

Kondensator	Anode	Formierspannung U_F in V
1	glatt	500
2	glatt	50
3	rauh	500

zehnmal kleiner ist. Dementsprechend ist seine Kapazität bei tiefen Frequenzen, bei denen die Oxydschicht ausschlaggebend ist, etwa zehnmal größer. Dieser Unterschied verschwindet bei höheren Frequenzen immer mehr, da die Kapazität der Elektrolytschicht C_{AK} (bezogen auf 1 cm^2) in beiden Fällen annähernd gleich groß ist.

Der Kondensator 3 unterscheidet sich von dem Kondensator 1 im wesentlichen dadurch, daß die Oberfläche der Anode zur Vergrößerung der Kapazität aufgeraut ist. Dadurch ist bei tiefen Frequenzen die Kapazität je Flächeneinheit bei Kondensator 3 annähernd um den Aufrauhfaktor 7 vergrößert. Bei hohen Frequenzen, bei denen die Kapazität der Elektrolytschicht maßgebend ist, die von der Oberflächenbeschaffenheit der Anode unabhängig ist, verschwindet dieser Unterschied wiederum. In unserem besonderen Fall wird die Kapazität des Kondensators 3 sogar kleiner, da der spezifische

Widerstand der Elektrolytschicht R_{El} größer ist als bei Kondensator 1 und C_{AK} daher früher wirksam wird.

Der **Verlustfaktor** $\text{tg } \delta$ ist nach Abb. 6 im ersten Frequenzbereich als Verlustfaktor der Oxydschicht $\text{tg } \delta_{ox}$ nahezu konstant und man kann annehmen, daß $\text{tg } \delta_{ox}$ auch bei höheren Frequenzen annähernd konstant bleiben wird. Sobald R_{El} gegenüber $\frac{1}{\omega \cdot C_{ox}}$ nicht mehr vernachlässigt werden kann, also bei der Grenzfrequenz f_g ,

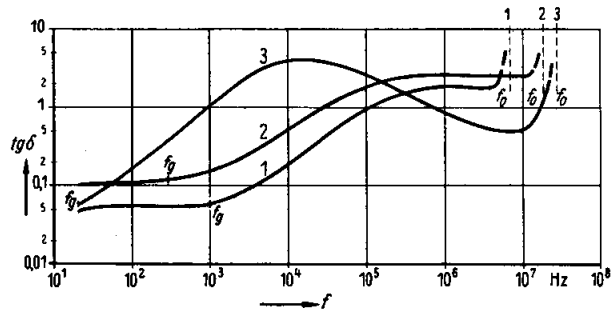


Abb. 6. Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren: Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors $\text{tg } \delta$.
 1 = Kondensator 1
 2 = Kondensator 2
 3 = Kondensator 3 } entsprechend Tabelle 1.

beginnt der Gesamtverlustfaktor $\text{tg } \delta$ jedoch zu wachsen. Er ist bald sehr viel größer als $\text{tg } \delta_{ox}$ und das bedeutet, daß auch R_{El} sehr viel größer ist als R_{ox} . So ist R_{ox} im Ersatzbild Abb. 3 vernachlässigbar und es braucht nur noch der konstante Widerstand R_{El} berücksichtigt zu werden. Im 2. Frequenzbereich muß der $\text{tg } \delta$, wenn das zugehörige Ersatzbild Abb. 3 richtig ist, ein Maximum (bei der Frequenz f') durchlaufen. Dieses ist bei den Kondensatoren 1 und 2 schon verwischt, da es zu nahe an der Resonanzfrequenz liegt. Es kommt jedoch gut zur Geltung bei dem Kondensator 3, bei dem es durch die Wahl eines großen R_{El} und durch die Aufrauung der Anode weit nach tiefen Frequenzen hin verlagert ist. Der $\text{tg } \delta$ fällt von einem Höchstwert von ≈ 4 wieder ab auf 0,5, bis er in der Nähe der Resonanzfrequenz f_0 erneut ansteigt.

Der **Reihenwiderstand** R_r fällt nach Abb. 7 im 1. Frequenzbereich im Einklang mit der Tatsache, daß $\text{tg } \delta$

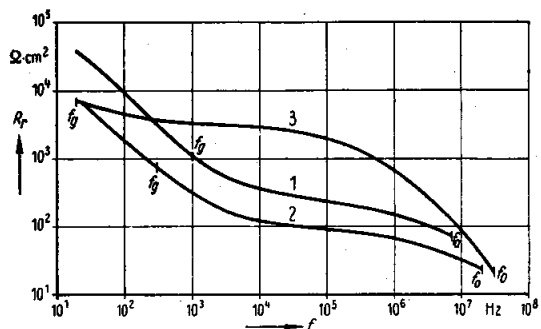


Abb. 7. Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren: Frequenzabhängigkeit des Reihenwiderstandes $R_r = \frac{\text{tg } \delta}{\omega C_r}$
 1 = Kondensator 1
 2 = Kondensator 2
 3 = Kondensator 3 } entsprechend Tabelle 1.

fast konstant ist, annähernd umgekehrt proportional der Frequenz, also geradlinig mit dem Neigungswinkel 45° , ab. Bei der Grenzfrequenz zwischen dem 1. und 2. Be-

reich ändert sich der Charakter der Kurven und R_r strebt einem Endwert zu, der R_{EI} entspricht. Schließlich fällt R_r erneut ab, da R_{EI} bei höheren Frequenzen allmählich durch C_{AK} kurzgeschlossen wird. Bei dem Kondensator 3 liegt die Grenzfrequenz schon bei 20 Hz, demgemäß liegt der unter 45° abfallende Ast der Kurve außerhalb des Meßbereichs.

Die Reihenwiderstandskurven gestatten allgemein eine einfache Nachprüfung, wie weit die Widerstände R_A und R_K vernachlässigt werden dürfen. Diese gehen nämlich bei allen Frequenzen durch einfache Addition in den Widerstand R_r ein, wobei jedoch die für den gesamten Kondensator ermittelten Werte von R_A und R_K vorher durch die Anodenfläche zu dividieren sind, wenn R_r wie hier auf die Flächeneinheit bezogen ist.

Zur rechnungsmäßigen Nachprüfung der Grenzfrequenz und des Maximums des Verlustwinkels ist es notwendig, die Größe der einzelnen Komponenten des Ersatzschaltbildes nach Abb. 3 für die 3 gemessenen Kondensatoren anzugeben. Sie sind aus der Tabelle 2 zu ersehen.

R_{EI} und C_{AK} können aus den Abmessungen und elektrischen Daten der Elektrolytschicht errechnet werden. R_{EI} ist außerdem einer direkten Messung zugänglich. Für die Berechnung von C_{AK} wird die Dielektrizitätskonstante der Elektrolytschicht benötigt. Sie wurde unter Berücksichtigung der Dielektrizitätskonstanten der Hauptbestandteile der verwendeten Elektrolyte (Glyzerin $\epsilon = 50$, Glykol $\epsilon = 41$) und des Umstandes, daß die Schicht zum Teil aus nicht leitfähigen Fasern besteht, auf $\epsilon = 20$ geschätzt.

C_{ox} ist im Gegensatz zu R_{EI} und C_{AK} als frequenzabhängig anzusehen. Es läßt sich jedoch für definierte Frequenzen durch Extrapolation aus der Frequenzabhängigkeit von C_r im ersten Frequenzbereich ungefähr bestimmen. Da bei der Berechnung des Verlustfaktormaximums nur der Wert interessiert, der bei der Frequenz gemessen ist, die diesem Maximum entspricht, beziehen sich die für die gemessenen Kondensatoren in Tabelle 2 angegebenen Werte von C_{ox} auch auf diese Frequenz.

Tabelle 2.

Gemessene und errechnete Daten des Verlustfaktormaximums der frequenzabhängig gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren.

Kondensator	Errechnet			Gemessen					
	C_{AK} nF/cm ²	R_{EI} $\Omega \cdot \text{cm}^2$	C_{ox} gem. bei f' nF/cm ²	$\text{tg } \delta_{\max}$	f' kHz	C'_r nF/cm ²	$\text{tg } \delta_{\max}$	f' kHz	C'_r nF/cm ²
1	0,2	750	5	2,45	217	2,7	1,8	100 1000	4,0
2	0,2	300	50	7,8	169	25,2	2,5	100 1000	22,0
3	0,2	3000	50	7,8	16,9	25,2	4,0	15	15,5

Die **Grenzfrequenz**, von der ab der Elektrolytwiderstand R_{EI} merklich eingeht, ist, wie sich aus den Frequenzkurven entnehmen läßt, etwa

für Kondensator 1 . . . $f_g = 1000$ Hz
 „ „ 2 . . . $f_g = 300$ Hz
 „ „ 3 . . . $f_g = 20$ Hz.

Berechnet man aus den bei diesen Frequenzen gemessenen Kapazitätswerten C_r den kapazitiven Widerstand $\frac{1}{\omega \cdot C_r}$, so ergibt sich, bezogen auf 1 cm² Kondensatoroberfläche, für

Kondensator 1 18600 Ω
 „ 2 6100 Ω
 „ 3 123000 Ω .

Die in der Tabelle für R_{EI} angegebenen und aus den Kondensatordimensionen abgeleiteten Werte betragen 2,3 bis 4,9% davon. Unterhalb der aus den Kurven entnommenen Grenzfrequenzen kann R_{EI} also tatsächlich vernachlässigt werden.

Das **Maximum des tg δ** , das bei einem Ersatzschaltbild nach Abb. 3 auftritt, kann, wie sich mathematisch ableiten läßt, berechnet werden nach der Formel

$$\text{tg } \delta_{\max} = \frac{C_{ox}/C_{AK}}{2 \sqrt{1 + \frac{C_{ox}}{C_{AK}}}}$$

Für die Frequenz, bei der $\text{tg } \delta_{\max}$ erreicht wird, gilt die Formel

$$f' = \frac{\sqrt{1 + C_{ox}/C_{AK}}}{2 \pi \cdot C_{ox} \cdot R_{EI}}$$

und für die Kapazität bei dieser Frequenz C'_r gilt

$$C'_r = \frac{C_{ox}}{2} + C_{AK}.$$

Berechnet man hiernach $\text{tg } \delta_{\max}$, f' und C'_r , erhält man die in Tabelle 2 angegebenen Werte. Diese stimmen in der Tat mit den entsprechenden Werten der Meßkurven, die ebenfalls dort aufgeführt sind, wenn auch nicht genau, so doch befriedigend überein. Allerdings ist bei Kondensator 1 und 2 kein Wiederabfall des $\text{tg } \delta$ bei hohen Frequenzen mehr festzustellen. Vielleicht wird diese Unregelmäßigkeit bereits durch eine Dispersion des zähflüssigen Elektrolyten und eine damit verbundene starke Vergrößerung des zu C_{AK} gehörenden und hier allgemein nicht berücksichtigten Verlustfaktors hervorgerufen. Es ist vorläufig nicht möglich, hierüber mehr als Vermutungen zu äußern, zumal die Verlustfaktor-kurven von Kondensator 1 und 2 bei Frequenzen über 1 MHz durch die Streuung der Meßpunkte etwas unscharf sind.

Im Gegensatz zu der von uns ermittelten Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors nimmt Kilinski [2] an, daß der $\text{tg } \delta$ von Elektrolyt-Kondensatoren bei hohen Frequenzen immer mehr ansteigt, so daß sie sich schließlich praktisch nur noch wie Widerstände verhalten (maximal wird $\text{tg } \delta = 1131$ angegeben). Diese Annahme ist sicher nicht richtig. Es hat sich immer wieder bestätigt, daß das Maximum des $\text{tg } \delta$ bei den zahlreichen von uns gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren stets ungefähr 3 bis 5 beträgt und daß größere Werte für $\text{tg } \delta$, abgesehen von dem Gebiet in unmittelbarer Nähe der Resonanzfrequenz, niemals auftreten. Dieses Ergebnis deckt sich auch mit dem Ergebnis umfangreicher rechnerischer Nachprüfungen auf der Grundlage der angegebenen Ersatzbilder.

Aus den Kurven der Kapazität C_r (Abb. 5) können die **Resonanzfrequenzen** f_0 der drei gemessenen Kondensatoren entnommen werden. Außerdem liegen Meßwerte der zu f_0 gehörenden Kapazität C_{r0} vor. Aus beiden Angaben läßt sich die Summe der Induktivitäten der Zuleitungen $L_A + L_K$ berechnen (siehe Tabelle 3). Die er-

rechneten Zuleitungsinduktivitäten haben eine Größe, die mit den Erfahrungen an Papierkondensatoren in Einklang steht [5]. Sie sind verhältnismäßig groß, da bei der Herstellung der Kondensatoren keinerlei Rücksicht auf induktivitätsarmen Aufbau genommen worden ist.

Tabelle 3.
Resonanzfrequenz der frequenzabhängig gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren.

Konden- sator	Resonanzfrequenz f_0 MHz	Kapazität C_{ro} nF	Induktivität $L_A + L_K$ nH
1	≈ 7	≈ 6,0	≈ 85
2	≈ 20	≈ 0,6	≈ 100
3	≈ 25	≈ 0,9	≈ 45

Im allgemeinen interessiert bei der Verwendung von Elektrolyt-Kondensatoren vor allem der Betrag des Scheinwiderstandes Z . Er ist für die drei gemessenen Kondensatoren in Abb. 8 aufgezeichnet. Durch die ge-

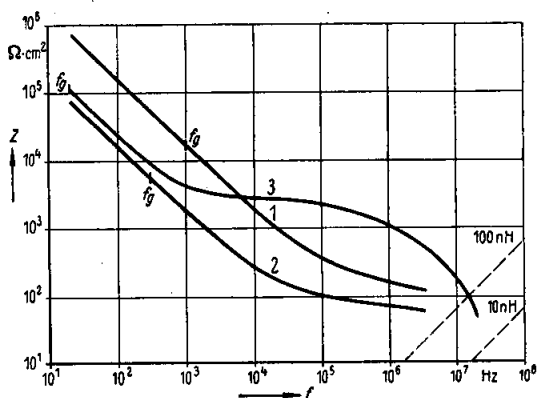


Abb. 8. Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren:
Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstandes Z .
1 = Kondensator 1 }
2 = Kondensator 2 } entsprechend Tabelle 1.
3 = Kondensator 3 }

strichelten Linien rechts ist der Betrag des Scheinwiderstandes bei Frequenzen jenseits der Resonanzfrequenz angedeutet. Hier sind nur noch die Induktivitäten der Zuleitungen wirksam. Je nachdem, ob diese z. B. 10 oder 100 nH betragen, müssen die Scheinwiderstandskurven oberhalb der Resonanz in die eine oder die andere Gerade übergehen.

V. Kapazitätsmessungen bei sehr tiefen Frequenzen (≈ 1 Hz).

Um das Bild der Frequenzabhängigkeit zu vervollständigen, wurde die Kapazität bei einigen Elektrolyt-Kondensatoren noch nach einem besonderen Brückenverfahren in der Schaltung der Abb. 9 gemessen. Der

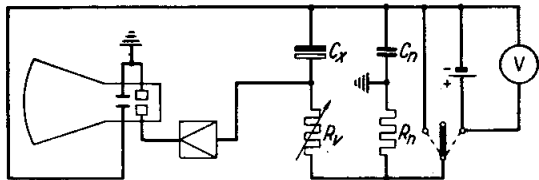


Abb. 9. Messung der Kapazität bei Schaltvorgängen.

Elektrolyt-Kondensator C_x und ein Normalkondensator C_n wurden über die Normalwiderstände R_v und R_n dauernd von Hand gleichzeitig geladen und entladen. Die

Differenz zwischen den Spannungen an C_n und C_x wurde über einen Verstärker mit einem Braunschen Rohr gemessen. Um den Lade- und Entladevorgang auch zeitlich nachprüfen zu können, wurde die Spannung an C_n mit dem zweiten Ablenkplattenpaar abgegriffen. R_v wurde so lange verändert, bis die Differenz der Spannungen an C_x und C_n gleich Null war. Dann ist $C_x = C_n \cdot \frac{R_n}{R_v}$, wenn die Verluste des Elektrolyt-Kondensators vernachlässigt werden dürfen.

Diese Meßmethode ist allerdings bei Elektrolyt-Kondensatoren nicht sehr genau, offenbar, da die Lade- und Entladevorgänge mit einer gewissen Verzögerung einsetzen. Infolgedessen konnten die Spannungskurven der beiden Kondensatoren nicht völlig zur Deckung gebracht werden. Immerhin ließ sich C_x auf etwa 2 bis 3% genau bestimmen.

Die Messung ergab, daß die Kapazität bei etwa 1 Hz, d. h. bei einer Zeitkonstanten von $\approx 0,1$ bis 1 sec, für alle gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren um 2 bis 16% größer war als bei 50 Hz. Größere Änderungen von R_n und damit der Zeitkonstanten riefen keine meßbaren Änderungen der gemessenen Werte hervor. Man kann also annehmen, daß auch die Gleichstromkapazität nicht viel von der Kapazität bei ≈ 1 Hz abweicht.

VI. Höhe der Grenzfrequenz und Unregelmäßigkeiten des Frequenzganges.

Von ganz besonderer Wichtigkeit für gewisse Anwendungsfälle von Elektrolyt-Kondensatoren ist offenbar die Höhe der Grenzfrequenz zwischen dem 1. und 2. Bereich, von der an der Elektrolytwiderstand R_{EI} den Frequenzgang wesentlich beeinflusst; denn oberhalb dieses Punktes fällt die Kapazität stark ab und wird der $\tan \delta$ sehr groß; damit nimmt auch der Scheinwiderstand unerwünscht große Werte an. Es soll daher hierüber noch einiges gesagt werden.

Die Grenzfrequenz f_g wird bestimmt durch das Verhältnis des Ohmschen Widerstandes zum kapazitiven Widerstand, also durch die Gleichung

$$R_{EI} \cdot \omega_g \cdot C_{ro} = \text{const} (\approx 0,05),$$

wobei die Gesamtkapazität bei der Grenzfrequenz C_{ro} gleich der Kapazität der Oxydschicht C_{ox} bei dieser Frequenz ist. C_{ro} und R_{EI} müssen in dieser Gleichung stets auf die gleiche Anodenoberfläche bezogen werden.

Durch Vergrößerung oder Verkleinerung der Abmessungen der Anodenfläche kann das Produkt $R_{EI} \cdot C_{ro}$ und damit die Lage der Grenzfrequenz nicht beeinflusst werden. Anders ist es aber bei einer Vergrößerung der Oberfläche durch Aufrauung der Anode. Dadurch wird C_{ro} entsprechend dem Aufrauungsgrad vergrößert, R_{EI} jedoch nicht verkleinert, da die Abmessungen der Elektrolytschicht die gleichen geblieben sind. (R_{EI} wird durch den hinzukommenden Widerstand in den durch die Aufrauung entstandenen Vertiefungen der Anode sogar vielleicht noch etwas vergrößert.) Durch Aufrauung der Anode wird die Grenzfrequenz demnach ungefähr um den Aufrauungsfaktor nach tiefen Frequenzen hin verlagert.

Die Grenzfrequenz hängt auch von der Größe des spezifischen Widerstandes der Elektrolytschicht R_{EI} ab. Die Leitfähigkeit der für Elektrolyt-Kondensatoren gebräuchlichen Elektrolyte ist infolge ihrer hohen Viskosität sehr beträchtlich temperaturabhängig. So wird

gerade R_{EI} besonders stark von der Temperatur beeinflusst werden, obschon das natürlich auch bei den anderen Elementen des Ersatzbildes wie der Kapazität und den Verlusten der Oxydschicht und der Kapazität der Elektrolytschicht mehr oder weniger der Fall sein wird. Die Grenzfrequenz steigt daher mit der Temperatur erheblich an.

Ferner ist der Elektrolytwiderstand R_{EI} im allgemeinen keineswegs über die ganze Kondensatorfläche konstant. So kommt es leicht vor, daß der Knick bei der Grenzfrequenz unscharf wird oder sogar der ganze im Bereich 1 liegende Teil der Frequenzkurven verzerrt wird. Da solche Unregelmäßigkeiten die Analyse der Kurven sehr erschweren, wurden sie bei den frequenzabhängig gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren sorgfältig vermieden. Da das besonders bei so kleinen Kondensatoren schwierig ist, gelang es allerdings nicht restlos. Die Verlustfaktorkurven der Kondensatoren 2 und 3 (Abb. 6) zeigen daher im 1. Frequenzbereich noch einen in geringem Maße unregelmäßigen Verlauf. Nach unseren Erfahrungen hat der Verlustfaktor der Oxydschicht $\text{tg } \delta_{ox}$, der eigentlich in diesem Bereich allein maßgebend sein soll, mit wachsender Frequenz wahrscheinlich immer leicht fallende Tendenz.

VII. Ersatzschaltbild der Oxydschicht.

Nachdem der gesamte Frequenzverlauf des Elektrolyt-Kondensators nunmehr ausführlich besprochen ist, läßt sich über die Frequenzabhängigkeit der Oxydschicht selbst Genaueres aussagen. Sie wird durch den Kurvenverlauf im Bereich 1 charakterisiert, d. h. die Kapazität der Oxydschicht fällt mit der Frequenz langsam und gleichmäßig ab, und ihr Verlustfaktor ist konstant oder hat leicht fallende Tendenz. Wie kann man diesem Verlauf nun durch ein geeignetes Ersatzschema mit frequenzunabhängigen Elementen gerecht werden?

Für den praktischen Gebrauch des Elektrolyt-Kondensators, der ja in der Hauptsache meist auch auf den Frequenzbereich 1 beschränkt bleibt, ist bisher das Ersatzschema der Abb. 10 vielfach angewendet worden. Dabei wurde etwa die grobe Vorstellung zugrunde gelegt, daß die Oxydschicht aus einem verlustfreien Teil (C_1) und einem verlustbehafteten Teil (C_2, R_2) besteht. Ein solches Ersatzbild ruft bei konstanten Elementen in einem beschränkten Frequenzbereich einen starken Abfall der Kapazität C_r hervor, während außerhalb dieses Bereiches C_r konstant bleibt. Der dazugehörige Verlustfaktor durchläuft während des Abfalls von C_r ein Maximum. Wählt man die einzelnen Elemente C_1, C_2 und R_2 so, daß das Maximum bei sehr tiefen Frequenzen unterhalb des interessierenden Frequenzbereichs liegt, liefert das angegebene Schema tatsächlich qualitativ in einem beschränkten Bereich, in dem C_r und $\text{tg } \delta$ leicht fallen, den geforderten Verlauf der Frequenzkurven.

Für die Praxis mag diese Darstellungsweise meist genügen, bei höheren Anforderungen an die Genauigkeit der Wiedergabe und bei einem sehr breiten Frequenzgebiet, wie es hier betrachtet wird, kommt man jedoch mit einem Schema von 3 Elementen, wenn sie konstant sein sollen, nicht mehr aus. Dagegen wird allen Anforderungen ein Ersatzschema nach Abb. 11 gerecht, bei dem man sich die Oxydschicht in eine große Anzahl am besten gleich großer Teilkapazitäten, die alle eine ganz verschiedene Leitfähigkeit haben können, zerlegt denkt.

In diesem Ersatzbild verursacht jede der vielen Teilkapazitäten für sich einen kleinen Kapazitätsabfall und ein kleines Maximum des Verlustfaktors, und zwar je nach der Größe des vorgeschalteten Widerstandes, die sich sicher über viele Größenordnungen verteilen wird, bei höherer oder tieferer Frequenz. Durch Überlagerung entsteht dann insgesamt ein stetiger Abfall der Kapazität

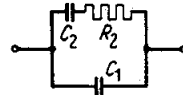


Abb. 10. Vereinfachtes Ersatzbild der Oxydschicht.

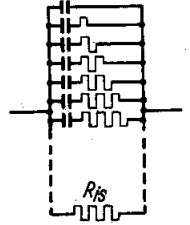


Abb. 11. Genaueres Ersatzbild der Oxydschicht.

über alle Frequenzen hinweg, wie er gefordert ist, und der Gesamtverlustfaktor wird bei gleichmäßiger statistischer Größenverteilung der Widerstände konstant.

Für den Ersatz der frequenzabhängigen Elemente C_{ox} und R_{ox} durch konstante Elemente im allgemeinen Ersatzbild nach Abb. 2 wäre also eigentlich das Schema der Abb. 11 erforderlich. Da der erste Frequenzbereich meist nicht sehr breit ist, genügt aber für eine angenäherte Nachbildung des Frequenzverlaufes im allgemeinen die einfachere Darstellung nach Abb. 10, zumal, wenn man auch den Gleichstromwiderstand der Oxydschicht R_{18} noch hinzufügt. Der Widerstand R_{18} ist allerdings stets so groß, daß er schon bei sehr tiefen Frequenzen durch C_1 (und C_2) praktisch kurzgeschlossen ist und daher vernachlässigt werden darf.

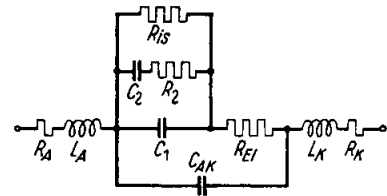


Abb. 12. Ersatzbild eines Elektrolyt-Kondensators mit konstanten Elementen.

So entsteht das allgemeine Ersatzbild nach Abb. 12. Es erfährt im nächsten Abschnitt eine nochmalige Erweiterung.

VIII. Luftoxydschicht- oder Polarisationskapazität.

Ein wirklich vollständiges Ersatzschaltbild des Elektrolyt-Kondensators erhält man nur, wenn man einen weiteren charakteristischen Vorgang nicht unberücksichtigt läßt.

Bringt man ein Metall mit einem Elektrolyten in Berührung, so stellt die Übergangsstelle zwischen beiden niemals einen vollständigen Kurzschluß dar. Es bildet sich dort vielmehr immer eine Schicht, deren Widerstand sehr groß ist, solange die angelegte Gleichspannung kleiner als etwa 1 V ist. Bei einer Steigerung der Spannung nimmt der Widerstand nach der Überschreitung einer bestimmten Grenze rasch ab. Durch die Übergangsschicht wird gleichzeitig eine Kapazität hervorgerufen. Diese Erscheinungen sind an sich seit langem bekannt [7, 8, 9]. Es ist aber bisher nicht beachtet

worden, daß sich infolgedessen auch bei einem Elektrolyt-Kondensator an beiden Berührungsstellen Metall-Elektrolyt, also an der Anode und an der Kathode eine zusätzliche Kapazität bemerkbar machen muß.

Die durch die Übergangsschicht zwischen Metall und Elektrolyt hervorgerufene Kapazität ist im Schrifttum zuerst als Polarisationskapazität bezeichnet worden. Diese Bezeichnungsweise wird in der vorliegenden Arbeit beibehalten, ohne daß damit aber über ihre Entstehung, über die es mehrere Auffassungen gibt, etwas Näheres ausgesagt werden soll. Da die Art der Deutung für die vorliegende Arbeit unwesentlich ist, seien die in Betracht kommenden Erklärungsversuche hier nur ohne jede Stellungnahme kurz erwähnt.

F. Krüger [9] hat diese Frage eingehend behandelt. Nach seinen Ausführungen sammeln sich etwa vom Elektrolyten her unter der Einwirkung einer elektrischen Spannung Ionen in der Grenzschicht zum Metall an, die durch Elektronen im Metall gebunden werden. Es entsteht dann eine Doppelschicht, die die Polarisationskapazität hervorruft, und die Verluste dieser Kapazität sind eine Folge von Diffusionsvorgängen. Es erscheint aber auch möglich, daß die Kapazität durch eine Oxydschicht verursacht wird. Dabei muß man annehmen, daß sich diese entweder auf jedem Metall, auch dem edelsten, wenn auch in noch so geringer Dicke, durch den Sauerstoff der Luft ausbildet oder aber, daß sie, wie Förster [10] näher ausführt, unter der Einwirkung des Elektrolyten und einer elektrischen Spannung entsteht. In diesem Fall wäre es nur notwendig, daß die Schicht so lange beständig ist, wie die Spannung angelegt bleibt.

Um den Einfluß dieser zusätzlichen Kapazitäten auf das Verhalten eines Elektrolyt-Kondensators nachzuweisen, ist ein besonderer Versuch durchgeführt worden. Dafür wurden 4 Trocken-Elektrolyt-Kondensatoren mit an sich gleichem Aufbau, aber mit verschiedenen Kombinationen von glatten und aufgerauhten Anoden und Kathoden entsprechend Abb. 13, zusammengestellt. Die

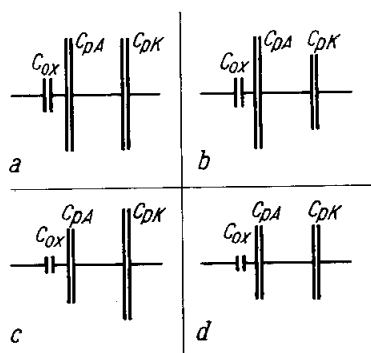


Abb. 13. Nachweis von C_{DA} und C_{DK} (Polarisationskapazitäten).
 a: Anode — Kathode = rau — rau
 b: Anode — Kathode = rau — glatt
 c: Anode — Kathode = glatt — rau
 d: Anode — Kathode = glatt — glatt

Anoden und Kathoden bestanden aus zunächst gleichen unformierten und sorgfältig gereinigten Aluminiumplatten, deren Rückseiten mit Lack überzogen waren, so daß nur die Oberfläche einer Seite (32 cm²) wirksam werden konnte. Sie wurden, nur durch einen mit Elektrolyt getränkten Abstandhalter aus Papier getrennt, fest aufeinander gelegt.

An diesen Elektrolyt-Kondensatoren wurde die Kapazität C_r bei 50 Hz abhängig von der Formierspannung

gemessen. Der Widerstand der Elektrolytschicht R_{EL} war so klein, daß die Grenzfrequenz von vornherein weit oberhalb dieser Frequenz lag. Wenn man von den Verlusten absieht, werden die gemessenen Systeme somit nur noch durch die Kapazität der Oxydschicht C_{ox} verkörpert und gegebenenfalls durch die Polarisationskapazitäten C_{DA} und C_{DK} . Diese können aber als von der Formierspannung unabhängige, mit C_{ox} in Reihe liegende

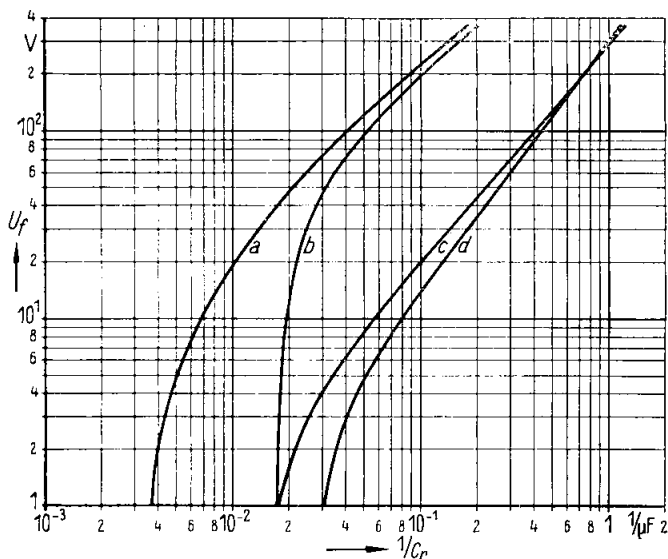


Abb. 14. Einfluß der Polarisationskapazitäten auf die Kapazität eines Elektrolyt-Kondensators.
 a: Anode — Kathode = rau — rau
 b: Anode — Kathode = rau — glatt
 c: Anode — Kathode = glatt — rau
 d: Anode — Kathode = glatt — glatt

Kapazitäten aufgefaßt werden, ohne daß damit gesagt ist, daß C_{DA} und C_{DK} auch in der Wirklichkeit völlig voneinander getrennte Kapazitäten sind. So entstehen für die 4 Kondensatoren die in Abb. 13 wiedergegebenen Ersatzbilder.

Es ist bekannt, daß die Schichtdicke der anodisch erzeugten Oxydschicht linear mit der Formierspannung wächst und dementsprechend ist die Kapazität dieser Oxydschicht umgekehrt proportional der Formierspannung. Danach müßten die Kurven aller 4 Systeme, wenn keine Polarisationskapazität vorhanden wäre und $\frac{1}{C_r}$ wie in Abb. 14 über der Formierspannung U_f aufgetragen wird, geradlinig sein. Das tritt bei großer Formierspannung tatsächlich ein, denn C_{ox} ist dann in allen Fällen so klein gegenüber C_{DA} und C_{DK} , die von der Formierspannung nicht abhängen, daß diese ohne Einfluß auf die Gesamtkapazität C_r sind. Die Systeme 1 und 2 mit aufgerauhter Anode haben in diesem Bereich der Formierspannung die gleiche Kapazität; sie ist um den Aufrauhfaktor größer als die unter sich ebenfalls gleichen Kapazitäten der Systeme 3 und 4 mit glatter Anode.

Anders ist es bei kleinen Formierspannungen. In diesem Bereich weisen alle 4 Kondensatoren eine verschiedene, von dem Verhältnis der Polarisationskapazitäten zur Oxydschichtkapazität abhängige Kapazitätsverkleinerung auf; sie macht sich durch eine mehr oder weniger starke Krümmung der Kurven bemerkbar. Dadurch, daß einerseits nur die Oxydschichtkapazität von der Formierspannung abhängig ist, andererseits aber

durch die Aufrauung auch die Polarisationskapazitäten sowohl an der Anode als auch an der Kathode im gleichen Maß wie die Oxydschichtkapazität vergrößert werden, kommen bei den 4 Kondensatoren ganz verschiedene Verhältnisse der 3 Kapazitäten C_{pA} , C_{pK} und C_{ox} zueinander zustande. Es ergeben sich dadurch folgende Überlegungen:

Bei System 1 sind beide Elektroden rau, bei System 4 dagegen glatt. Das Verhältnis der 3 Kapazitäten wird aber nicht verändert, wenn beide Elektroden in gleicher Weise aufgeraut werden. Die Krümmung der Kurven ist daher in beiden Fällen gleich.

System 2 unterscheidet sich von System 1 dadurch, daß die Kathode glatt statt rau ist. Die Anode ist in beiden Fällen rau. Bei beiden Kondensatoren sind also C_{ox} und C_{pA} gleich. C_{pK} aber ist bei Kondensator 2 kleiner und sein Einfluß auf die Gesamtkapazität C_r daher größer. Folglich ist die Krümmung der Kapazitätskurve bei System 2 größer als bei System 1.

System 4 unterscheidet sich von System 3 ebenfalls dadurch, daß die Kathode glatt statt rau ist. Die Anode ist in diesen beiden Fällen glatt. Wiederum ist nur C_{pK} bei Kondensator 4 kleiner als bei Kondensator 3. Die Krümmung der Kurve von System 3 ist daher geringer.

Bei sehr kleiner Formierspannung, wenn also praktisch überhaupt nicht formiert ist, besteht zwischen Anode und Kathode kein Unterschied mehr. System 2 und 3 sind dann identisch und die Kurven dieser Systeme laufen dort zusammen.

Der beschriebene Versuch zeigt, daß auch noch die Polarisationskapazitäten berücksichtigt werden müssen, wenn das Ersatzbild eines Elektrolyt-Kondensators vollständig sein soll. Damit kommt das nunmehr endgültige Gesamtschema nach Abb. 15 zustande. Hierin sind auch

tionskapazität ist im allgemeinen sehr groß. Er schwankt je nach der Leitfähigkeit der verwendeten Elektrolyte zwischen 0,2 und 2. Da der Gesamtverlustfaktor der Elektrolyt-Kondensatoren im praktischen Betriebe im allgemeinen (im Frequenzbereich 1) bedeutend kleiner ist, wird die prozentuale Vergrößerung desselben an sich größer sein als die Änderung der Gesamtkapazität. Sie wird jedoch in der Praxis wegen der ohnehin vorhandenen Unregelmäßigkeiten des $\text{tg } \delta$, auf die schon hingewiesen wurde, doch kaum eher bemerkbar sein.

Es sei noch erwähnt, daß die Polarisationskapazitäten zu irreversiblen Änderungen mit der Zeit und der Temperatur neigen. Es kann daher bei kleinen Formierspannungen auch bis zu einem gewissen Grade die zeitliche Konstanz eines Elektrolyt-Kondensators dadurch ungünstig beeinflusst werden.

Die Polarisationskapazitäten und ihre Verluste haben bei den Kondensatoren, deren Frequenzabhängigkeit in den Abb. 5 bis 8 gezeigt wurde, etwa die in Tabelle 4 angegebenen Werte. Ein Vergleich mit den gemessenen

Tabelle 4.

Größe der Polarisationskapazitäten und ihrer Verluste bei den frequenzabhängig gemessenen Elektrolyt-Kondensatoren.

Konden- sator	C_{pA} nF/cm ²	C_{pK} nF/cm ²	$\text{tg } \delta_{pA}$	$\text{tg } \delta_{pK}$
1	2000	2000	1	1
2	2000	2000	1	1
3	14000	2000	1	1

Gesamtkapazitäten (Abb. 5) und Gesamtverlusten (Abb. 6) dieser Kondensatoren läßt erkennen, daß die Diskussion dieser Kurven, die ursprünglich in allen Einzelheiten, wenn auch nur qualitativ, an Hand des einfacheren Ersatzbildes Abb. 2 ohne Berücksichtigung der Polarisationskapazitäten und ihrer Verluste durchgeführt wurde, keiner nachträglichen Korrektur bedarf.

Im Gegensatz dazu war jedoch der Kondensator, dessen Kapazität in Abb. 7 in Abhängigkeit von der Wechselspannung gezeigt wurde, völlig unformiert. Die gemessene Kapazität setzte sich in diesem Fall demnach nur aus den beiden Polarisationskapazitäten zusammen, und die gemessene, von der Zeit unabhängige Vergrößerung der Kapazität mit der Wechselspannung ist darauf zu beziehen. Eine Abhängigkeit der Kapazität einer anodisch erzeugten Oxydschicht von der Wechselspannung wurde von uns niemals beobachtet. Allerdings können auch selbst bei Kondensatoren, die in beiden Richtungen mit hoher Spannung formiert sind, durch reine Wechselspannung vorübergehende zeitabhängige Kapazitätsvergrößerungen hervorgerufen werden, dann nämlich, wenn die Wechselstromverluste eine Erwärmung zur Folge haben.

IX. Zusammenfassung

Das Ergebnis dieser Arbeit läßt sich in den folgenden Punkten zusammenfassen:

1. Aus Überlegungen über den Aufbau von Elektrolyt-Kondensatoren kann für diese ein allgemeines Ersatzbild hergeleitet werden, das verhältnismäßig viele Elemente enthält. Im Schrifttum sind bisher mehrfach einfachere Ersatzbilder angeführt worden; diese sind jedoch mehr oder weniger unvollständig und daher nur beschränkt gültig.

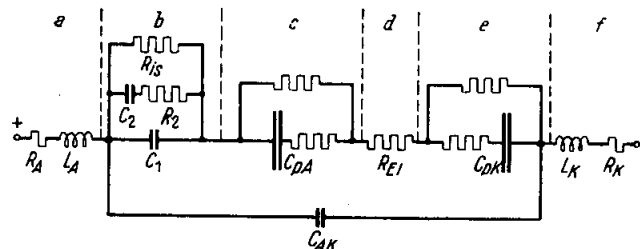


Abb. 15. Vollständiges Ersatzbild eines Elektrolyt-Kondensators. a = Zuleitung Anode. b = Oxydschicht. c = Polarisations-schicht Anode. d = Elektrolytwiderstand. e = Polarisations-schicht Kathode. f = Zuleitung Kathode.

die Verluste der Polarisationskapazitäten durch je einen Reihen- und Parallelwiderstand angedeutet.

Die Größe des Einflusses der Polarisationskapazität und ihrer Verluste auf das Verhalten eines Elektrolyt-Kondensators läßt sich übersehen, wenn man ihre Größe mit der der Kapazität und der Verluste der Oxydschicht vergleicht.

Wegen der außerordentlich geringen Dicke ihres Dielektrikums, die größenordnungsmäßig etwa 1 nm (= 10^{-9} m) beträgt, ist die Polarisationskapazität je Flächeneinheit sehr groß. Sie beträgt rund $2 \mu\text{F}/\text{cm}^2$. Ihr Einfluß kann nur dann wesentlich werden, wenn auch die mit ihr in Reihe liegende Kapazität der Oxydschicht verhältnismäßig groß ist. Da diese eine Größe von etwa $5 \frac{\mu\text{F}}{\text{cm}^2}$ V hat, ist das nur bei kleinen Formierspannungen der Fall. Der Verlustfaktor der Polarisations-

2. Das abgeleitete Ersatzbild berücksichtigt neben der Kapazität und den Verlusten der Oxydschicht und neben dem Widerstand der Elektrolytschicht auch die Kapazität der Elektrolytschicht und die Induktivitäten und Widerstände der Zuleitungen. Die zunächst für die Oxydschicht verwendeten frequenzabhängigen Elemente können auf Grund der gemessenen Frequenzabhängigkeit durch konstante Elemente ersetzt werden.

3. Das allgemeine Ersatzbild kann unter Einschränkung seines Gültigkeitsbereichs für den praktischen Gebrauch vereinfacht werden; insbesondere ergeben sich dann einfachere Ersatzbilder, wenn die Gültigkeit auf bestimmte Frequenzbereiche beschränkt wird.

4. Als Beispiel wird die Frequenzabhängigkeit von 3 Elektrolyt-Kondensatoren zwischen 20 Hz und 20 MHz gezeigt (Kapazität C_r , Verlustfaktor $\operatorname{tg} \delta$, Reihenwiderstand R_r und Betrag des Scheinwiderstandes Z). Bei der Diskussion werden 3 Frequenzbereiche unterschieden. Im 1. Bereich bei tiefen Frequenzen spielen nur die Oxydschicht und ihre Eigenschaften eine Rolle, im 2. Bereich sind auch der Widerstand und die Kapazität der Elektrolytschicht von Einfluß, im 3. Bereich gehen in erster Linie die Induktivitäten der Zuleitungen ein. Auf den Einfluß der Formierspannung und der Anodenaufrau- hung wird hingewiesen.

5. Die Kapazität nimmt im 1. technisch wichtigsten Bereich entsprechend dem Eigenfrequenzgang der Oxydschicht nur allmählich ab. Im Bereich 2 zeigt sie einen weit stärkeren Abfall. Sie erreicht dabei im ungünstigsten Fall den Wert der Kapazität der Elektrolytschicht C_{AK} .

6. Der $\operatorname{tg} \delta$ ist im 1. Bereich annähernd konstant, er steigt im 2. Bereich stark an bis zu einem Maximum, fällt dann wieder ab und erreicht ein zweites Maximum beim Übergang vom zweiten zum dritten Bereich (bei der Resonanzfrequenz). Der $\operatorname{tg} \delta$ überschreitet in dem ganzen Bereich unterhalb der Resonanzfrequenz an keiner Stelle den Wert ≈ 5 . Die von Kilinski [2] geäußerte gegenteilige Ansicht ($\operatorname{tg} \delta$ bis 1131) beruht auf der nicht zutreffenden Annahme, daß die Kapazität C_r nahezu frequenzunabhängig sei.

7. Neben der Diskussion des qualitativen Verlaufs der Frequenzkurven werden rechnerisch nachgeprüft:

- a) die Grenzfrequenz (zwischen 1. und 2. Frequenzbereich),

- b) Lage und Größe des Maximums von $\operatorname{tg} \delta$ im 2. Frequenzbereich und die Größe der Kapazität C_r bei der Frequenz dieses Maximums,
c) die Resonanzfrequenz (zwischen 2. und 3. Frequenzbereich).

8. Es wird über Kapazitätsmessungen bei sehr tiefen Frequenzen (≈ 1 Hz) berichtet. Die Kapazität ist in diesem Gebiet um einige Prozent größer als bei 50 Hz. Diese Messungen stehen ebenfalls im Einklang mit den abgeleiteten Ersatzbildern.

9. Die Höhe der Grenzfrequenz zwischen den Bereichen 1 und 2 wird durch das Verhältnis des Elektrolytschichtwiderstandes R_{EI} zum kapazitiven Widerstand $\frac{1}{\omega C_r}$ bestimmt. Dieses Verhältnis wird vor allem durch Temperaturänderung oder Anodenaufrau- hung wesentlich beeinflusst.

10. Der normale Frequenzverlauf der Eigenschaften von Elektrolyt-Kondensatoren kann erheblich verändert werden, wenn der spezifische Widerstand der Elektrolytschicht nicht überall gleich ist.

11. Durch einen besonderen Versuch wird gezeigt, daß das Verhalten eines Elektrolytkondensators noch durch je eine zusätzliche Kapazität an der Grenze Anode/Elektrolyt und Kathode/Elektrolyt (Luftoxydschicht- oder Polarisationskapazität) beeinflusst wird. Ihre praktischen Auswirkungen werden besprochen. Das allgemeine Ersatzbild wird durch sie vervollständigt.

12. Die Arbeit enthält Angaben über die bei den Messungen angewandten Meßverfahren. Grundsätzlich wurde bei allen Wechselspannungsmessungen auf eine Überlagerung der Gleichspannung verzichtet. Die Zulässigkeit dieser Maßnahme wird durch Versuche erwiesen.

X. Schrifttum.

- L. Linder, VN. 5. Jg. 1935, 2. Folge (II, 3. Aufsatz). — 2. E. v. Kilinski, Elektr. Nachr.-Techn. 16 (1939) 184. — 3. G. Strai- mer, Der Kondensator in der Fernmeldetechnik. Leipzig 1939. — 4. F. Söchting, Elektr. Nachr.-Techn. 17 (1940) 71. — 5. L. Linder und J. Schniedermann, Z. f. Fernmeldetechnik, Werk- und Gerätebau 18 (1937) Heft 5, 73; ETZ. 60 (1939) Heft 27, 793. — 6. W. Herrmann, WVSU., Werkstoff-Sonderheft 1940, 188. — 7. Fr. Kohlrausch, Poggendorffs Ann. 2 (1873) 143. — 8. E. Warburg, Ann. Phys. Chem. 67 (1899) 493; Ann. Phys. 6 (1901) 125. — 9. Fr. Krüger, Z. f. physikalische Chemie 45 (1903) 1. — 10. F. Förster, Elektrochemie wässeriger Lösungen (1923), S. 333ff.

Neuere Elektrolytkondensatoren und ihre Eigenschaften

Von W. Herrmann

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG
Sonderdruck aus der „Siemens-Zeitschrift“ Bd. 21 (1941), Heft 3

Einleitung.

Im vergangenen Jahrzehnt hat sich der Elektrolytkondensator dank seines geringen Raumbedarfs, seines kleinen Gewichtes und seines günstigen Herstellungspreises einen unbestrittenen Platz im Rundfunkempfänger errungen, und zwar als Glättungskondensator im Netzanschlußteil sowie als Überbrückungskondensator im Audion. In letzter Zeit beginnt er auch in andere Anwendungsgebiete einzudringen und wird zur Hilfsphasenbildung beim Anlassen von Einphasen-Motoren, für Verzögerungsschaltungen sowie für verschiedene Aufgaben in der Fernmeldetechnik verwendet. Eine Einführung in weitere Anwendungsgebiete steht bevor.

Das dem Elektrolytkondensator auf einigen Gebieten entgegengebrachte Mißtrauen beginnt immer mehr zu weichen, da die befürchteten Nachteile z. T. als nicht vorhanden erkannt wurden, z. T. durch technische Verbesserungen auf ein erträgliches Maß herabgesetzt werden konnten. Durch beständige Oxydschichten und chemisch weitgehend indifferente Elektrolyte konnte die Konstanz der elektrischen Eigenschaften wesentlich verbessert werden. Es zeigt sich immer häufiger, daß die bei der normalen Fertigung von Elektrolytkondensatoren erreichten elektrischen Werte durchaus genügen, insbesondere die Genauigkeit in der Kapazität und deren zeitliche Konstanz sowie der Verlustwinkel und der Gleichstrom-Isolationswiderstand; das gilt auch in den vielen Fällen, in denen bisher die Verwendung von Elektrolytkondensatoren nicht in Betracht gezogen wurde. Außerdem sind heute noch längst nicht alle Möglichkeiten erschöpft, um bestimmte Eigenschaften vorteilhaft zu beeinflussen.

Die Veränderungen der Anfangskapazität unter Spannung oder beim spannungslosen Lagern liegen innerhalb $\pm 10 \dots 15\%$. Der Verlustfaktor ($\operatorname{tg} \delta$) liegt im allgemeinen zwischen 0,05 und 0,15 bei 50 Hz und überschreitet nur in besonderen Fällen und bei äußersten Temperaturen die Grenzwerte von 0,02 und 0,25. Der Gleichstrom-Isolationswiderstand wird bei Elektrolytkondensatoren üblicherweise als Reststrom angegeben; dieser weist bei $+20^\circ$ einen Höchstwert von $0,5 \mu\text{A}$ je μF und V und bei $+50^\circ$ einen Höchstwert von $1,5 \mu\text{A}$ je μF und V auf (gemessen 1 Minute nach Anlegen der Betriebsspannung), der für die Mehrzahl der Anwendungsfälle ohne Schwierigkeiten in Kauf genommen werden kann. Das Verhalten des Elektrolytkondensators bei höheren Frequenzen

wurde eingehend von Wachenhusen¹⁾ untersucht; es zeigt sich, daß er auch im bisher nicht vorgesehenen Bereich vorteilhaft angewendet werden kann.

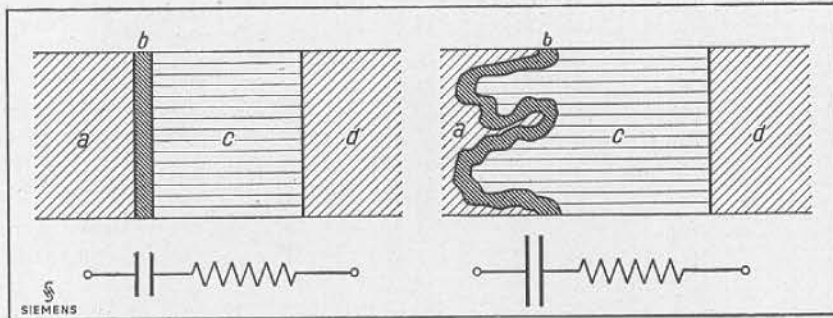
In den letzten Jahren wurde eine Reihe von grundsätzlichen Fortschritten erzielt, die sich vor allem auf Raumverkleinerung und Erweiterung des Temperaturbereiches beziehen. Über die Raumverkleinerung soll im folgenden berichtet werden. In einem späteren Aufsatz wird auf die Temperaturabhängigkeit eingegangen werden.

Elektrolytkondensatoren mit glatter Anode.

Die räumliche Überlegenheit des Elektrolytkondensators gegenüber anderen Kondensatorarten beruht neben der hohen Dielektrizitätskonstante des aus Aluminiumoxyd bestehenden Dielektrikums ($\epsilon \approx 8$) hauptsächlich auf dessen außerordentlich geringer Dicke. Das Aluminiumoxyd ist auf einer Unterlage, der Aluminiumanode, durch anodische Behandlung in einem Elektrolyten nur bis zu einer solchen Dicke ausgebildet (formiert), wie sie für den Betrieb des Kondensators an seiner höchsten Betriebsspannung erforderlich ist, um während des Betriebes eine weitere Formierung zu vermeiden. Bei dieser anodischen Behandlung (Formierung) wächst nämlich die dielektrische Schicht so lange, bis die elektrische Feldstärke an ihr auf etwa 10 MV/cm abgesunken ist²⁾. Der Spannungsabfall an der Schicht ist dabei fast gleich der Formierspannung. Die Dicke der Aluminiumoxydschicht wird daher ungefähr proportional der Formierspannung. Die Flächenkapazität des Kondensators, der, wie in Bild 1 linke Seite gezeigt, aus der Aluminiumoxydschicht als Dielektrikum und dem anodischen Aluminium sowie dem Elektrolyten als Belegungen besteht, wird somit umgekehrt proportional der Formierspannung. Die Flächenkapazität ist die auf die Fläche der Anode bezogene Kapazität im Gegensatz zur Raumkapazität, von der später die Rede ist, und die sich auf den vom Kondensator im Ganzen eingenommenen Raum bezieht.

¹⁾ Chr. Wachenhusen: Das vollständige Ersatzschaltbild des Elektrolytkondensators. Z. Hochfrequenztechn. Bd. 57 (1941), Heft 5, S. 125.

²⁾ W. Herrmann: Zum Mechanismus der Oxydschichtbildung auf Aluminiumanoden von Elektrolytkondensatoren. Wiss. Veröff. Siemens-Werk, Werkstoffsonderheft (1940), S. 188.



a = Aluminiumanode, b = Aluminiumoxyd, c = Elektrolyt, d = Aluminiumkathode.

Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau eines Elektrolytkondensators mit glatter Anode (links) und aufgerauter Anode (rechts).

Für die Anwendung eines Elektrolytkondensators werden vom Hersteller zwei Spannungen angegeben: Die Spitzenspannung, die bei Überspannungen vom Netz her oder bedingt durch Anheizvorgänge auch nicht kurzzeitig überschritten werden soll, und die Nennspannung, die als höchste Betriebsspannung anzusehen ist und normalerweise mindestens 10...15 % unter der Spitzenspannung liegt. Die Formierspannung liegt im allgemeinen über der Spitzenspannung, und zwar bei sehr kurzen Formierzeiten erheblich, unter normalen Verhältnissen etwa 10 %. Daher arbeitet

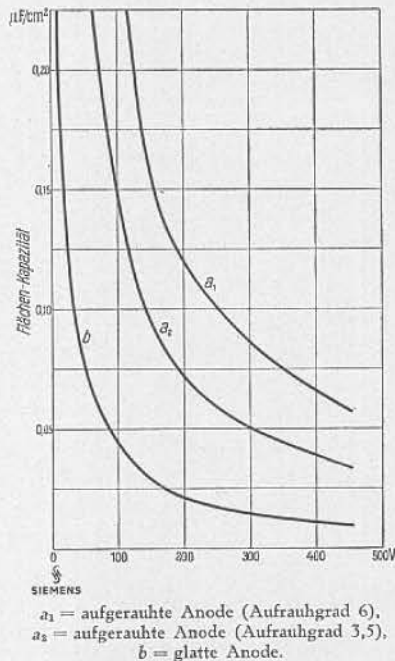
der Elektrolytkondensator nur 10 bis 20 % unterhalb der kritischen Feldstärke, für die das Dielektrikum hergestellt wurde. Das ist nur deshalb möglich, weil sich entsprechend dem Zusammenwirken der Aluminiumoxydschicht mit einem Elektrolyten (Bild 1)* etwa vorhandene schadhafte Stellen des Dielektrikums stets nachbilden oder neu formieren können. Beim Papierkondensator, der aus Stoff-

fen von gegebener und unveränderlicher Dicke aufgebaut wird (mit Isolierstoffen imprägniertes Papier als Dielektrikum), ist es nicht möglich, bei so hohen und kritischen Feldstärkewerten zu arbeiten. Sein Dielektrikum muß vielmehr aus Sicherheitsgründen so dick gewählt werden, daß die Flächenkapazität bedeutend geringer ist als die des Elektrolytkondensators.

In Bild 2 ist als eine der Kurven die Abhängigkeit der Flächenkapazität einer glatten

Anode von der Nennspannung aufgezeichnet. Auf Grund der oben angegebenen physikalischen Gesetzmäßigkeit muß die Flächenkapazität mit wachsender Formierspannung des Kondensators derartig abnehmen, daß das Produkt aus Flächenkapazität und Formierspannung und damit auch im wesentlichen das Produkt aus Flächenkapazität und Nennspannung konstant bleibt. Wie aus der angegebenen Kennlinie zu entnehmen ist, wird tatsächlich die Flächenkapazität ungefähr umgekehrt proportional der Nennspannung des Kondensators. Abweichungen ergeben sich vor allem daraus, daß außer der Schichtdicke noch andere Einflüsse eine Rolle spielen, wie insbesondere die Benetzung der Oxydschicht durch den Elektrolyten und die Struktur der Oxydschicht.

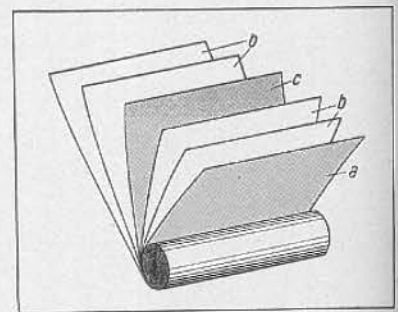
Zur Berechnung der Raumkapazität des Elektrolytkondensators gehören die übrigen Aufbau-teile des Kondensators. Es sind das die Elektrolyt-träger, die metallische Gegenelektrode: die Kathode und die zum Einbau des Kondensatorwickels in das Gehäuse und zur Unterbringung der elektrischen Anschlüsse notwendigen Teile (Bild 3). Die Träger, die gleichzeitig als Abstandhalter dienen, bestehen bei den gebräuchlichen Trocken-Elektrolytkondensatoren, wie sie dem vorliegenden Aufsatz insbesondere zugrundegelegt sind, aus verschiedenen Lagen von saugfähigen Papieren oder Baumwollgewe-



a₁ = aufgeraute Anode (Aufrauhrad 6),
a₂ = aufgeraute Anode (Aufrauhrad 3,5),
b = glatte Anode.

Bild 2. Flächenkapazität von Anoden für Hochspannungs - Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von der Nennspannung.

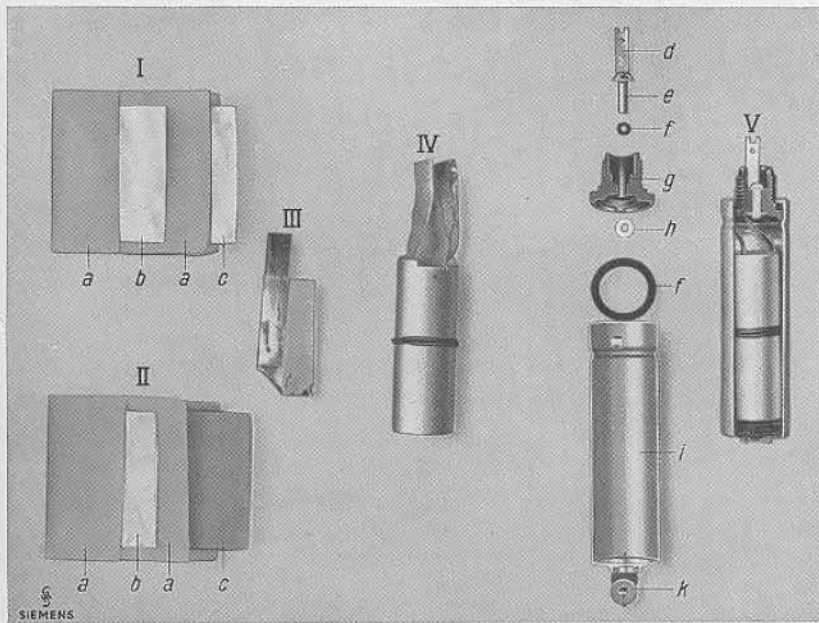
* Das im Bild 1 angegebene kleine Ersatzschaltbild soll lediglich den Sitz der Kapazität verdeutlichen und ist keineswegs ausreichend zur Erklärung des physikalischen Aufbaus und der Frequenzabhängigkeit.



a = Aluminiumanode, b = Papierabstandhalter mit Elektrolyt imprägniert, c = Aluminiumkathode.

Bild 3a. Aufbau eines Kondensatorwickels.

ben, die mit dem Elektrolyten getränkt sind. Die Abstandhalter müssen je nach Nennspannung und Betriebsbedingung verschieden bemessen werden. Ferner gibt es verschiedene Arten der Anschlüsse und



I = Aluminiumfolie blank, glatte Anode. II = Aluminiumfolie geätzt, raue Anode.
 a = Papier, b = Kathode, c = Anode.
 III = Anbringen der Anschlussfahne. IV = zum Formieren fertiger Wickel.
 d = Lötahne, e = Niet, f = Gummidichtung, g = Sockel, h = Aluminiumunterlegscheibe,
 i = Aluminiumbecher, k = Ventil.
 V = aufgeschnittener Elektrolytkondensator.

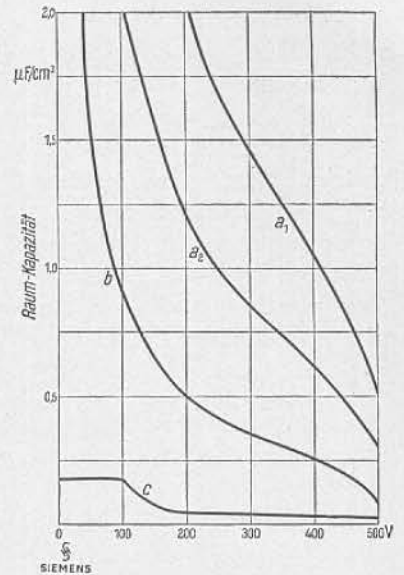
Bild 3b. Aufbau von Hochspannung-Elektrolytkondensatoren in runden Aluminiumbechern.
 (Links der Aufbau des Wickels, rechts die Einzelteile.)

der Gehäuseform, wie zylindrisches oder viereckiges Metallgehäuse oder Isolierrohr. Daher lassen sich keine festen Werte für die Raumkapazität der Elektrolytkondensatoren angeben. In Bild 4 sind Vergleichswerte aufgezeichnet, wobei zunächst die Kennlinie für Elektrolytkondensatoren mit glatter Anode zu beachten ist. Beim Vergleich mit der ebenfalls eingezeichneten Kennlinie für Papierkondensatoren ist der Raumgewinn bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren klar ersichtlich.

Im Laufe der letzten Jahre wurde der Raumbedarf von Elektrolytkondensatoren zunächst dadurch verringert, daß die Aufbauteile verkleinert wurden. Insbesondere wurde das früher zum Aufsaugen des Elektrolyten verwendete Baumwollgewebe durch Spezialpapiere hoher Saugfähigkeit ersetzt, die in Gemeinschaft mit Papierfabriken für die besonderen Anforderungen der Elektrolytkondensatoren entwickelt wurden. Außerdem wird laufend der zum Einbau notwendige tote Raum verringert.

Elektrolytkondensatoren mit aufgerauhter Anode.

Ganz wesentlich wurden Elektrolytkondensatoren durch künstliche Vergrößerung der Anodenoberfläche verkleinert. Wie aus Bild 1 rechte Seite



a_1 = Elektrolytkondensatoren mit aufgerauhter Anode (Aufrauhrad 6), a_2 = Elektrolytkondensatoren mit aufgerauhter Anode (Aufrauhrad 3,5), b = Elektrolytkondensatoren mit glatter Anode, c = Papierkondensatoren.

Bild 4. Raumkapazität von Hochspannung-Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von der Nennspannung.

(Die Kurven haben keine allgemeine Bedeutung. Es wurde ein Gehäuse von 100 cm³ zugrunde gelegt.)

zu ersehen ist, wird bei diesem Verfahren die Anodenoberfläche durch Aufrauhen vergrößert; dadurch steigt die Flächenkapazität. Mechanische Aufrauhenverfahren verließ man wegen ihrer geringen Wirkung wieder und ging zu chemischen oder elektrochemischen Ätzverfahren über³⁾. Aus der ursprünglich glatten Anodenoberfläche werden durch Ätzmittel einzelne Teile herausgelöst, so daß eine stark zerklüftete Oberfläche entsteht. Man kann heute durch derartige Ätzverfahren Vergrößerungen der geometrischen Oberfläche (Aufrauhrate) bis etwa 12, unter besonderen Bedingungen sogar bis 25 erreichen. Das bedeutet also, daß die Kapazität je Flächeneinheit auf den 12fachen bzw. 25fachen Wert gesteigert werden kann. In der Praxis verwendet man bei Trocken-Elektrolytkondensatoren heute aus den später zu besprechenden anwendungstechnischen Gründen Aufrauhrate von 3,5 bis 6. Bei Flüssigkeits-Elektrolytkondensatoren, in denen man massive Anoden verwendet, läßt sich im gleichen Raum nur eine kleinere geometrische Anodenoberfläche als in Trocken-Elektrolytkondensatoren unterbringen. Daher verwendet man hier höhere Aufrauhrate von etwa

³⁾ L. Linder: Neuzeitliche Kondensatoren der Nachrichtentechnik und ihre Entwicklung. ETZ 61 (1940), Heft 42 und 43.

10...12 und gelangt damit zu etwa den gleichen räumlichen Kapazitäten wie bei Trocken-Elektrolytkondensatoren.

Besonders wichtig war es, daß es im Laufe der Entwicklung der letzten Jahre gelungen ist, sehr gleichmäßige Aufrauungen geringer Ätztiefe zu erreichen. Dadurch erzielt man eine gleichmäßige Belastung der Aluminiumanode bei der Formierung und beim Betrieb der Kondensatoren. Die geringe Ätztiefe ermöglicht die Verwendung verhältnismäßig dünner Folien und dadurch Raum- und Preisvorteile. Außerdem ist es gelungen, einwandfreie Reinigungsverfahren für die geätzte Folie zu erzielen, was sich in der Anwendung und Lebensdauer der Kondensatoren vorteilhaft bemerkbar macht.

Aus Bild 2 sind die bei Trocken-Elektrolytkondensatoren erreichbaren Flächenkapazitäten der Anode ersichtlich. Die Auswirkung auf die Raumkapazität ergibt sich aus Bild 4. Man sieht, daß die Raumkapazität durch die Verwendung aufgerauhter Anoden vom Aufrauhergrad 3,5 mehr als verdoppelt, vom Aufrauhergrad 6 etwa vervierfacht wird.

Besonders hohe Absolutwerte der Raumkapazität werden bei niederen Nennspannungen erreicht, da hier dünne Oxydschicht und aufgerauhte Oberfläche im selben Sinne wirken. Durch Vereinigung aller günstigen Bedingungen war es möglich, die technische Einheit der Kapazität von 1 F für 1,5/1,8 V in einem Gehäuse von nur 185 × 135 × 140 mm unterzubringen, was einer Raumkapazität von 285 $\mu\text{F}/\text{cm}^3$ entspricht⁴⁾. Man erzielt in diesem, bis jetzt als „Kapazitätsrekord“ anzusprechenden Fall

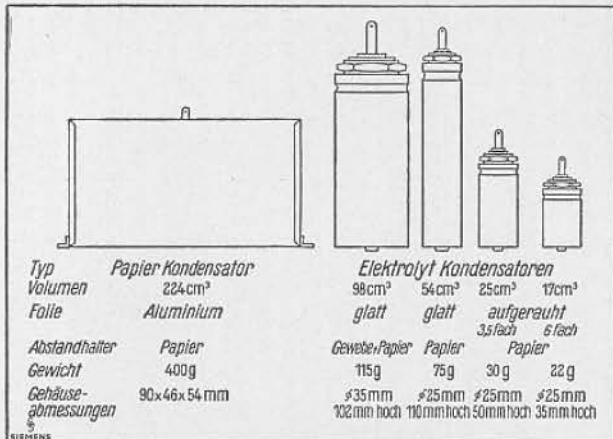
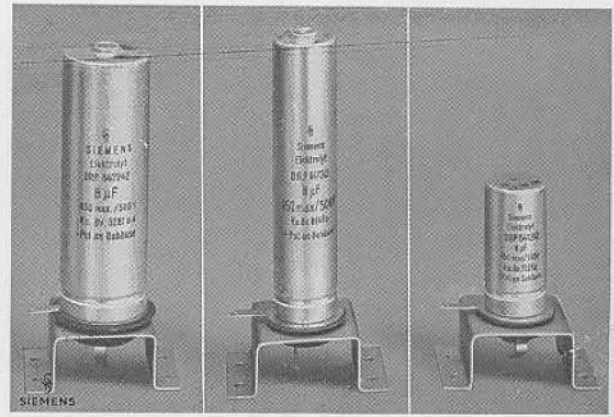


Bild 5. Raumvergleich von Papierkondensatoren und Elektrolyt-Kondensatoren verschiedenen Aufbaus für 8 μF bei 450/500 V.

(Die dargestellten Flächen für die Kondensatorenbecher entsprechen dem Rauminhalt der betreffenden Kondensatortypen.)

⁴⁾ H. Nottebrock: Ein Kondensator mit der Kapazität von 1 Farad. Siemens-Z. Bd. 20 (1940), Heft 6, S. 259.



glatte Anode, Gewebe, glatte Anode, Papier, aufgerauhte Anode, Papier.
Bild 6. Elektrolytkondensatoren 8 μF , 450/500 V mit verschiedenem Aufbau.

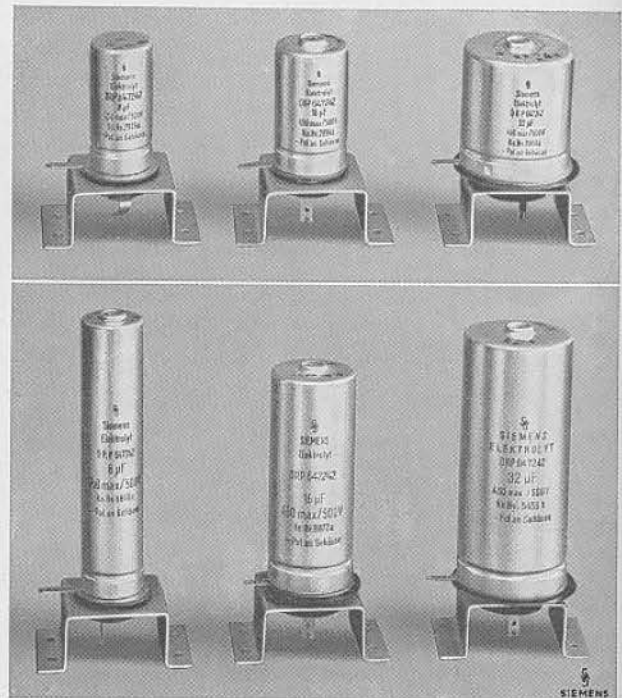


Bild 7. Elektrolytkondensatoren 8 μF , 16 μF , 32 μF für 450/500 V.

Obere Reihe: Kondensatoren mit aufgerauhter Anode, Untere Reihe: Kondensatoren mit glatter Anode.

eine Erhöhung der Raumkapazität gegenüber dem räumlich günstigsten Papierkondensator um das rund 1500fache, gegenüber normalen Papierkondensatoren um das 10 000fache. Der Grund für diese gewaltige Überlegenheit des Elektrolytkondensators für geringe Spannungen liegt darin, daß bei Papierkondensatoren der Stärke von Papierlagen gewisse durch die Papierherstellung bedingte Grenzen nach unten gesetzt sind, die bei etwa 7 μm liegen, während die natürliche Luftsichtschicht als das dünnste Dielektrikum des Elektrolytkondensators nur etwa 0,004 μm stark ist und sich durch die höhere Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums und die

Aufräuhung der Oberfläche weitere Verbesserungen zugunsten des Elektrolytkondensators ergeben. Durch die Herstellung von Kondensatoren derartig hoher Kapazität ergeben sich für viele Anwendungszwecke gänzlich neue Möglichkeiten. Beispielsweise lassen sich bei Entladevorgängen sehr große Zeitkonstanten erreichen, die bisher auf elektrischem Wege überhaupt nicht in technisch brauchbarer Weise hergestellt werden konnten.

In Bild 5 sind zum Vergleich die benötigten Rauminhalte und Gewichte für einen $8 \mu\text{F}$ -Kondensator gezeigt bei 450 V Nennspannung unter Verwendung von Papierkondensatoren und von Elektrolytkondensatoren mit glatter und aufgerauhter Anode und mit verschiedenen Abstandhaltern.

Die Bilder 6 und 7 zeigen gebräuchliche Hochspannungs-Elektrolytkondensatoren von 450/500 V und lassen den Fortschritt in der Raumverkleinerung klar erkennen.

Anwendung von Elektrolytkondensatoren.

Bei der Anwendung von Elektrolytkondensatoren, insbesondere bei der weitaus häufigsten Verwendung zur Glättung von Wellenspannungen, ist neben ausreichender Bemessung des Kondensators für die im Betrieb auftretenden Spannungen der wichtigste Gesichtspunkt der, die Erwärmung des Kondensators in geeigneten Grenzen zu halten.

Bei Elektrolytkondensatoren mit aufgerauhter Anode ist zu beachten, daß die im Betrieb des Kondensators auftretende Verlustwärme infolge der kleineren Kondensatoroberfläche eine stärkere Temperaturerhöhung zur Folge hat. Die Erwärmung des Elektrolytkondensators über die Temperatur der Umgebung hat zwei verschiedene Ursachen:

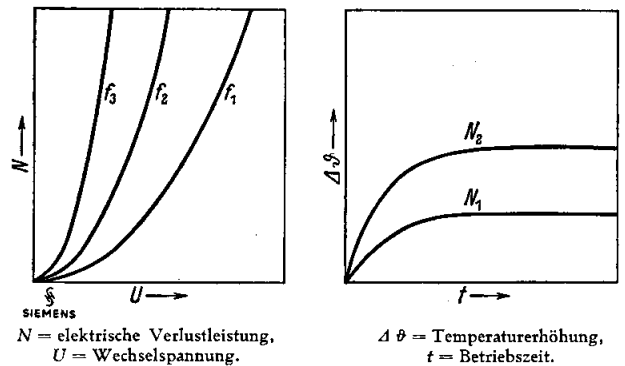
1. Wechselstromerwärmung durch die Welligkeit der am Kondensator liegenden Spannungen,
2. Gleichstromerwärmung durch den Reststrom des Kondensators.

1. Wechselstromerwärmung.

Die Verhältnisse, die auftreten, wenn der Gleichspannung eine Wechselspannung überlagert ist, sind in Bild 8 schematisch aufgezeichnet. Durch die im linken Teil des Bildes unter a) angegebenen Kennlinien wird gezeigt, wie die elektrische Verlustleistung des Kondensators, die zur Erwärmung führt, zustande kommt. Entsprechend der Beziehung

$$N = 2 \pi f C \sin \delta U^2 \quad (1)$$

steigt die Verlustleistung einfach proportional mit der Frequenz f des Wechselstroms, mit der Kapazität C des Kondensators und seinem Verlustfaktor $\text{tg } \delta$ (wenn man, wie bei kleinem δ statthaft, $\sin \delta$ durch $\text{tg } \delta$ ersetzt) und quadratisch mit der am Kon-



a) Vom Elektrolytkondensator aufgenommene elektrische Verlustleistung in Abhängigkeit von der am Kondensator liegenden Wechselspannung mit der Frequenz f_1, f_2, f_3 als Parameter ($f_3 > f_2 > f_1$).

b) Temperaturerhöhung des Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Betriebszeit des Kondensators mit der elektrischen Verlustleistung N_1, N_2 als Parameter ($N_2 > N_1$).

Bild 8. Wechselstromerwärmung von Elektrolytkondensatoren.

densator liegenden Wechselspannung U . In Bild 8, Teil a) ist eine Kurvenschar für verschiedene Frequenzen gezeichnet.

Die aufgenommene Verlustleistung führt im Kondensator zur Wärmeentwicklung. Primär wird sich sowohl das Oxydschichtdielektrikum als auch der Elektrolyt erwärmen, da beide Quelle von Verlusten sind. Durch Wärmeleitung nimmt dann der gesamte Kondensator entsprechend seiner spezifischen Wärme eine höhere Temperatur als die Umgebung an. Da an der äußeren Kondensatoroberfläche eine Wärmeabgabe an die Umgebung durch Wärmeleitung und Wärmestrahlung einsetzt, wird sich nach einiger Zeit ein Wärmeausgleich ausbilden. Mißt man die Kondensatortemperatur mittels eines eingeführten Thermoelements, so ergibt sich ein Temperaturanstieg entsprechend den in Bild 8, Teil b) aufgezeichneten Kennlinien.

Legt man den Betrachtungen runde zylindrische Aluminiumgehäuse zugrunde und die für normale Rundfunkkondensatoren von $8 \mu\text{F}$ oder $16 \mu\text{F}$ bei etwa 450 V Nennspannung geltenden Verhältnisse, so ergibt sich, daß die Temperaturerhöhung ungefähr proportional der zugeführten Verlustleistung und umgekehrt proportional der zur Wärmeabgabe zur Verfügung stehenden Kondensatoroberfläche wird.

$$\Delta \theta = K \cdot \frac{N}{O} \quad (2)$$

Angenähert ergibt sich bei den obigen Verhältnissen die Konstante K zu 10^{-3} , wenn N in W , O in cm^2 und $\Delta \theta$ in $^\circ\text{C}$ eingesetzt wird.

Setzt man die Gleichung (1) in (2) ein, so ergibt sich:

$$\Delta \theta = 2 \pi K \frac{f \cdot C \cdot \sin \delta \cdot U^2}{O} \quad (3)$$

Wegen der beschränkten Temperaturbeständigkeit der verschiedenen Aufbaustoffe und infolge der weiter unten noch zu beschreibenden Reststrombedingungen muß bei der Anwendung des Elektrolyt-

kondensators eine bestimmte Temperaturgrenze (für die wärmste Stelle) eingehalten werden. Bei einer gegebenen Raumtemperatur ergibt sich somit eine ganz bestimmte höchstzulässige Temperaturerhöhung, die beispielsweise bei $\Delta \vartheta = 10^\circ \text{C}$ liegen kann. Für diese gerade noch zulässige Temperaturerhöhung ergibt sich entsprechend Gleichung (2) für bestimmten Aufbau und Oberfläche des Kondensators eine größte Verlustleistung.

Durch Umformung von Gleichung (3) erhält man:

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi K} \frac{\Delta \vartheta \cdot O}{f \cdot C \cdot \sin \delta}} \quad (4)$$

Die Kapazität C ist durch die gewünschte Siebwirkung des Kondensators gegeben, f durch die äußeren elektrischen Bedingungen, K und $\sin \delta$ durch den Aufbau des Kondensators, $\Delta \vartheta$ außerdem durch die Raumtemperatur. Die Kondensatoroberfläche O wird in ausschlaggebender Weise dadurch beeinflusst, ob glatte Anode oder aufgerauhte Anode bestimmten Aufrauhsgrads verwendet wird. Mit wachsendem Aufrauhsgrad wird das Kondensatorvolumen und damit auch die zur Verfügung stehende Kondensatoroberfläche geringer und entsprechend Gleichung (4) sinkt somit die zulässige Höhe der Wechselspannung. Das bedeutet also, daß für aufgerauhte Kondensatoren kleinere Welligkeiten zulässig sind als für Kondensatoren mit glatter Anode. Es empfiehlt sich, für jeden Anwendungsfall die Wechselspannungs- und Erwärmungsbedingungen zu prüfen.

2. Gleichstromerwärmung.

Die zweite Wärmequelle im Elektrolytkondensator ist die durch den Reststrom verursachte Gleichstromerwärmung. Es liegen hier etwas verwickeltere Verhältnisse vor als im Fall der Wechselstromerwärmung. Entsprechend Bild 9 (1. Diagramm von links) zeigt der Reststrom eine exponentielle Abhängigkeit von der Temperatur. Diese Gesetzmäßigkeit konnte an Elektrolytkondensatoren festgestellt werden, wenn der Gleichstrom jeweils lange Zeit geflossen war, zeigt also den stationären Zusammenhang. An Kondensatoren, die nur kurze Zeit an Spannung gelegen haben, tritt die Zeitabhängigkeit des Reststromes beim Anlegen von Kondensatoren an Spannung zusätzlich hinzu und macht die Vorgänge verwickelter. Die absolute Höhe des Reststromes ist abhängig von der Reinheit

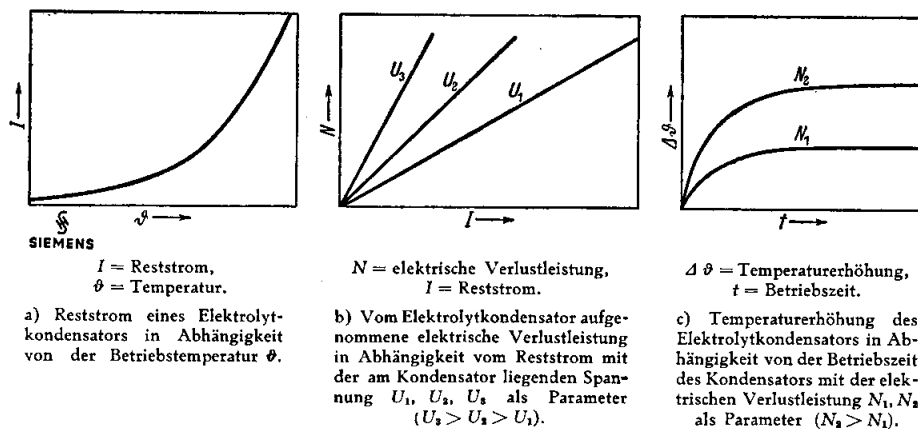


Bild 9. Gleichstromerwärmung von Elektrolytkondensatoren.

der Aluminiumanode, von der Güte der Formierung sowie von den Eigenschaften des im Kondensator vorhandenen Elektrolyten, des Betriebselektrolyten, insbesondere sehr weitgehend von dem Ausschluß schädlicher Stoffe aus dem Betriebselektrolyten und aus allen Aufbauteilen, mit denen der Betriebselektrolyt in Berührung kommt⁵⁾.

Wie des weiteren aus Bild 9 (mittleres Diagramm) hervorgeht, ergibt sich durch den Gleichstrom, ebenso wie oben für den Wechselstrom gezeigt, eine Verlustleistung. Wie durch kalorimetrische Messungen bestätigt werden konnte, ist diese hier proportional dem Produkt aus dem Reststrom und der am Kondensator liegenden Gleichspannung. Chemische Vorgänge können bei der energetischen Betrachtung unberücksichtigt bleiben. Für einen gegebenen Kondensator ergibt sich somit bei einer bestimmten Betriebstemperatur aus den beiden bisher besprochenen Diagrammen an einer gegebenen Betriebsspannung eine bestimmte Verlustleistung. Diese Verlustleistung führt aber ebenso wie bei der Wechselstromerwärmung zu einer Temperaturerhöhung, die ihrerseits wieder ein Ansteigen des Reststromes hervorruft usf.

In der praktischen Auswirkung sind nun zwei Fälle zu unterscheiden.

Im einen Fall wird die zusätzlich auftretende Temperatur- und Reststromerhöhung immer geringer und konvergiert schließlich gegen 0. In diesem Fall ergeben sich stabile Verhältnisse und es wird zum Schluß eine bestimmte Kondensatortemperatur und ein bestimmter Reststrom erreicht. Es muß darauf geachtet werden, daß die Kondensatortemperatur noch so niedrig liegt, daß keine Gefahr

⁵⁾ Über die Wirkungsweise der besonders schädlichen Chloride vgl. W. Hermann und W. Prang: Untersuchungen über den Einfluß von Halogenen in Elektrolyten auf die elektrolytische Ventilwirkung von Aluminium. Wiss. Veröff. Siemens-Werk, Werkstoffsonderheft (1940), S. 262.

für die Aufbauteile des Kondensators besteht. Im anderen Fall nehmen Temperatur- und Reststromerhöhung immer mehr zu, der Kondensator ist unter den gegebenen Verhältnissen unstabil und nicht betriebsfähig.

Eine quantitative Durchrechnung ergibt interessante Folgerungen, über die später an anderer Stelle berichtet wird.

Es sei zum Schluß noch darauf hingewiesen, daß es durch die oben beschriebene Klärung der Ursachen für unzulässig hohe Erwärmung auch gelingt, örtliche Überhitzungen und dadurch bedingte Zerstörungen des Kondensators zu vermeiden und somit die Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren wirksam zu erhöhen.

Durch die hohe Dielektrizitätskonstante des als Dielektrikum verwendeten Aluminiumoxyds und die sehr hohe elektrische Feldstärke beim Betrieb

des Kondensators ist der Elektrolytkondensator sämtlichen anderen Kondensatorarten räumlich beträchtlich überlegen. Durch die in den letzten Jahren eingeführten Verfahren zur Aufrauung der Oberflächen der Anoden wurden weitere Raumverkleinerungen erreicht (Verminderung des Raumes auf den halben bis vierten Teil). In einem besonders hervorstechenden Fall wurde eine Raumkapazität von $285 \mu\text{F}/\text{cm}^3$ erreicht gegenüber $0,18 \mu\text{F}/\text{cm}^3$ bei Papierkondensatoren. Bei der Anwendung derartig hoher Raumkapazitäten ist die Frage der Temperaturerhöhung durch elektrische Verlustleistung besonders zu beachten. Durch die Wechselstromerwärmung ergibt sich bei gegebenem Kondensatoraufbau und gegebener Frequenz eine maximal zulässige Höhe der Wechselspannung. Durch die Untersuchung der Gleichstromerwärmung konnten die Bedingungen für stabiles Verhalten des Kondensators geklärt werden.

Über ein Fernmeldekabel mit Kunststoffmantel

Von W. Rihl VDE und H. Heering VDE

Mitteilung aus der Siemens-Kabel-Gemeinschaft

Sonderdruck aus „Elektrotechnische Zeitschrift“ 62. Jahrg. (1941) Heft 9, S. 197

DK 621.315.229

An der Lösung der durch den Vierjahresplan gestellten Aufgabe, soweit wie möglich Devisen erfordernde Auslandsrohstoffe durch Heimstoffe zu ersetzen, hat auch die deutsche Kabeltechnik in erheblichem Maße mitgearbeitet¹⁻⁴. Insbesondere wurden schon frühzeitig Wege gesucht, den Bleimantel der Kabel durch einen möglichst wenig Devisen benötigenden Kunststoffmantel zu ersetzen. Diese Frage ist auch von allgemeiner weltwirtschaftlicher Bedeutung, da nach den Untersuchungen von W. und J. Noddack⁵) der Weltvorrat an nutzbaren Bleierzen verhältnismäßig knapp ist, und zwar geringer als bei jedem anderen Gebrauchsmetall, so daß mit einem frühzeitigen Versiegen der Erzlager zu rechnen ist.

Bei den bisher im Schrifttum behandelten Versuchen, den Bleimantel durch einen Kunststoffmantel zu ersetzen, sind solche Kabelkonstruktionen beschrieben worden, bei denen man zur Aderisolierung einen möglichst wenig feuchtigkeitsempfindlichen Werkstoff verwendet hat. Im vorliegenden Falle soll über einen Versuch berichtet werden, bei dem man trotz des Kunststoffmantels die bei Fernmeldekabeln übliche getrocknete Papierisolierung beibehalten hat. Hierbei ist die Aufgabe, ein über eine Reihe von Jahren betriebssicheres Kabel zu schaffen, wegen der Eigenart des Papiers, Feuchtigkeit begierig aufzusaugen, besonders schwierig zu lösen; um so mehr wenn es sich um Erdkabel handelt, die der im Erdreich enthaltenen Feuchtigkeit ausgesetzt sind. Andererseits erschien diese Aufgabe reizvoll, weil bei positivem Ausfall dieses unter besonders schwierigen Bedingungen durchgeführten Versuchs, womit wir übrigens seinerzeit im Jahre 1937 auf Grund unserer damaligen Überlegungen schon gerechnet hatten, leicht auf die Lebensdauer bei anderen weniger hygroskopischen Isolierstoffen geschlossen werden kann.

Die Entwicklungsarbeiten wurden von den an der Verwendung von Fernmeldekabeln besonders interessierten Behörden, insbesondere der Deutschen Reichsbahn und der Deutschen Reichspost, von Anfang an tatkräftig gefördert, so daß wir schon heute in der glücklichen Lage sind, über mehrjährige Erfahrungen an einem längeren Fernmeldekabel mit Kunststoffmantel zu berichten, das unmittelbar in die Erde gebettet wurde. In dem besonderen Fall, der hier behandelt werden soll, ist es der Entschlußfreudigkeit der Deutschen Reichsbahn zu danken, daß heute an einem derartigen Kabel schon Betriebserfahrungen über 2½ Jahre vorliegen.

Die Siemens & Halske AG. hatte der Reichsbahn im Jahre 1937, als ein rd. 35 km langes pupinisiertes Fernsprecherkabel benötigt wurde, vorgeschlagen, zur Einsparung der sonst für den Bleimantel erforderlichen

Devisen ein Kabel mit einem aus heimischen Kunststoffen gefertigten Mantel zu beschaffen und zu verlegen. Das Reichsverkehrsministerium hatte dem Vorschlag zugestimmt, obwohl damals für ein derartig langes Kabel noch keine Erfahrungen vorlagen, und hat somit in dankenswerter Weise die Möglichkeit zum Bau einer derartigen Versuchsanlage gegeben. Zu Vergleichszwecken war bestimmt worden, daß im gleichen Kabelgraben neben dem Kabel mit Kunststoffmantel ein Kabel mit Bleimantel üblicher Art verlegt werden sollte. Man erhielt so die Möglichkeit, den Isolationswiderstand der durch den Kunststoffmantel geschützten Adern mit dem der bleimantelgeschützten Adern jederzeit vergleichen zu können.

Der Kunststoffmantel des Versuchskabels, das einen Seelendurchmesser von etwa 18 mm besitzt, besteht aus zwei Schichten, einem inneren 1,7 mm starken Mantel aus Protodur W und aus einem äußeren 1,9 mm starken Mantel aus Protodur H. Beide Mäntel bestehen aus synthetischen Kunststoffen. Bild 1 zeigt den Aufbau des Kabels. Unter dem Mantel aus Protodur W befindet sich über der üblichen Seelenbewicklung aus Papier eine Lage Aluminiumband zur metallischen Umhüllung der Seele sowie ein Textilband. Zwischen dem Protodur-W-Mantel und dem Protodur-H-Mantel ist ebenfalls ein Textilband und ein Aluminiumband aufgebracht. Über dem Protodur-H-Mantel

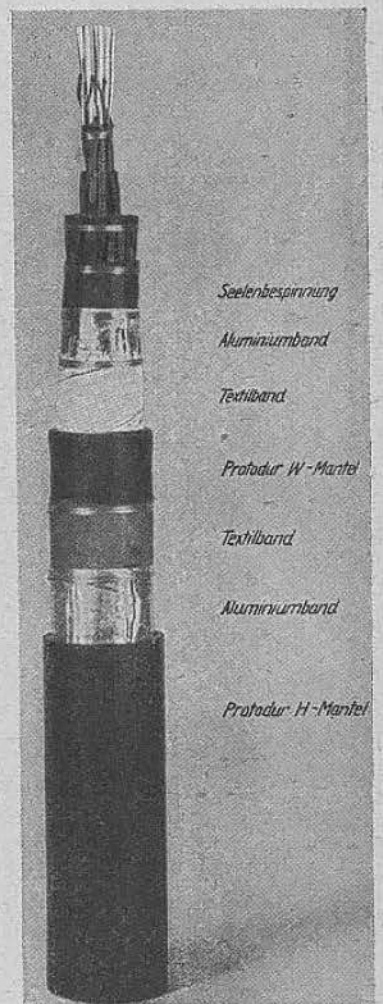


Bild 1. Fernmeldekabel mit Kunststoffmantel.

befindet sich die Bandeisensbewehrung üblicher Bauart nach den Vorschriften der Deutschen Reichsbahn.

Das den Schutz gegen das Eindringen von Feuchtigkeit übernehmende Protodur W ist ein verhältnismäßig weicher Stoff, der aber infolge seiner außerordentlich kleinen Diffusionskonstanten — die Diffusionskonstante ist ein Maß dafür, wieviel Wasser in einer bestimmten Zeit bei einer bestimmten Druckdifferenz durch eine

¹) W. Glitsch u. K. Wagner, „Austauschstoffe auf dem Gebiet der Kabel und Leitungen in der Fernmeldetechnik unter Berücksichtigung der Aufgaben des Vierjahresplanes“, H. elektr. Fernmelde-wes. 1938, S. 114 ff.

²) Kurt Wagner, „Aufgaben des Vierjahresplanes auf dem Gebiet der Fernmeldekabel und Leitungen und derzeitiger Stand der Technik“, VDE-Fachber. 11 (1939) S. 2.

³) Paul Mentz, „Bleisparende Kabelmäntel in der Fernmeldetechnik“, ETZ 61 (1940) S. 1131.

⁴) H. Blatz, Erfahrungen und Arbeiten der Deutschen Reichsbahn mit metallischen Heimstoffen auf elektrotechnischem Gebiet, ETZ 61 (1940) S. 1096.

⁵) „Die Verteilung der nutzbaren Metalle in der Erdkrinde“, Z. angew. Chem. 49 (1936) S. 1.

Schicht mit bestimmten Abmessungen diffundiert — vorzüglich geeignet ist, das Eindringen von Feuchtigkeit in die Seele aufs äußerste zu verlangsamen. Es sei hier bemerkt, daß kein Kunststoff bekannt ist, dessen Diffusionskonstante den Betrag praktisch 0 hat, wie dies z. B. bei metallischen Schichten der Fall ist; dies hat vermutlich seine Ursache in dem geringen Abstand der Atome im Gitter der Metalle. Man kann also bei Kunststoffschichten nicht in dem Sinne wie bei Metallen von absoluter Wasserundurchlässigkeit sprechen. Praktisch kommt es aber darauf an, das Eindringen von Feuchtigkeit so zu hemmen, daß unter den gegebenen Betriebsverhältnissen der Isolationswiderstand der Seele ausreichend erhalten bleibt; und der Sinn des Versuchskabels liegt gerade darin, durch einen praktischen Versuch festzustellen, inwieweit dies mit dem für diesen Zweck am besten geeigneten Kunststoffmantel möglich ist.

Das Protodur W besteht aus einer Mischung von Oppanol, einem Kunststoff der I. G. Farbenindustrie, und einer bestimmten Rußsorte, die die mechanischen Eigenschaften des Oppanols verbessert und darüber hinaus im Gegensatz zu anderen Füllstoffen noch seine Wasserundurchlässigkeit erhöht. Das Oppanol wird durch Polymerisation aus Isobutylen $\left(\begin{array}{c} \text{CH}_2 \\ | \\ \text{CH}_3 - \text{C} - \text{CH}_3 \end{array} \right)$ gewonnen, das seinerseits wieder aus Isobutylalkohol hergestellt wird.

Dieser Isobutylalkohol fällt in erheblichen Mengen bei der Synthese von Methanol aus dem gewöhnlichen Wassergas an. Das Oppanol ist ein reiner Kohlenwasserstoff, ebenso wie z. B. das bekannte Paraffin. Mit dem Paraffin hat es auch die außerordentlich niedrige Diffusionskonstante gemeinsam, doch hat es ihm gegenüber den Vorzug, daß es hochelastisch und dehnbar und in seinen mechanischen Eigenschaften fast unabhängig von den praktisch vorkommenden Temperatureinflüssen ist, so daß es den Anforderungen, die bei der normalen Kabelverlegung an den Mantel gestellt werden, gewachsen ist.

Eine Übersicht über die Diffusionskonstanten einiger Isolierstoffe gibt die Tafel 1.

Tafel 1.

	D (in $10^{-8} \text{ g h}^{-1} \text{ cm}^{-1} \text{ Torr}^{-1}$)
Paraffin	0,02
Oppanol	0,15
Protodur W	0,06
Protodur H	3,4
Naturkautschuk	6,3
33-%ige Naturkautschukmischung	1,0
Folie aus Zellulosetriacetat	95

Das Oppanol ist trotz seiner Weichheit und Geschmeidigkeit außerordentlich zäh und auch bei höheren Temperaturen nur schwer zu verarbeiten. Es läßt sich deshalb nicht oder nur sehr schwierig auf den normalen Spritzmaschinen, mit denen man beispielsweise Gummischlauchleitungen spritzt, verarbeiten. Auch die Verformung in normalen Kabelbleipressen ist nicht möglich. Wir haben den Protodur-W-Mantel deshalb seinerzeit im Jahre 1937 auf einer gemeinsam mit einer Maschinenfabrik besonders

entwickelten Maschine hergestellt, deren Konstruktion darauf hinauskommt, daß zwei gleich große Gummispritzmaschinen, die in einem spitzen Winkel zueinander angeordnet sind, auf einen gemeinsamen Spritzkopf arbeiten (Bild 2). Durch diese Anordnung der Spritzmaschinen ist der Materialfluß glatter als bei der normalen Bauart. Die Verarbeitbarkeit des Oppanols könnte auch durch Zusatz von Weichmachungsmitteln erleichtert werden, doch wäre dies nur auf Kosten der ausgezeichneten Eigenschaften dieses Werkstoffes möglich.

Zum mechanischen Schutz des verhältnismäßig weichen, hochelastischen Protodur-W-Mantels wurde darüber ein Mantel aus Protodur H, einem Kunststoff, der sich durch hohe Festigkeit auszeichnet, aufgebracht. Dieser Mantel ist zur Lösung der Aufgabe nicht unbedingt erforderlich und kann auch fortgelassen werden, wenn die mechanische Festigkeit des Protodur-W-Mantels durch andere geeignete Maßnahmen, z. B. eine gute normale Kabelbewehrung, sichergestellt wird.

Protodur H besteht aus einer Mischung des Kunststoffes Igelit der I. G. Farbenindustrie mit besonders ausgewählten Weichmachern. Das Igelit wird durch Polymerisation von Vinylchlorid ($\text{CH}_2=\text{CHCl}$) gewonnen. Dieser Grundstoff wird durch Anlagerung von Salzsäure an Azetylen hergestellt. Die hierzu erforderlichen großen Mengen Salzsäure fallen bei der Elektrolyse von Chloralkalien, die zur Gewinnung von Laugen notwendig ist, an. Das Igelit zeichnet sich auch selbst nach Zusatz von Weichmachungsmitteln durch eine sehr hohe mechanische Festigkeit aus. Es hat ferner den Vorteil, wegen seines hohen Chlorgehalts unbrennbar zu sein. Die Wasserundurchlässigkeit der Protodur-H-Mischung entspricht, wie aus Tafel 1 ersichtlich ist, annähernd der einer normalen Gummimischung. Es ist also ein Werkstoff,

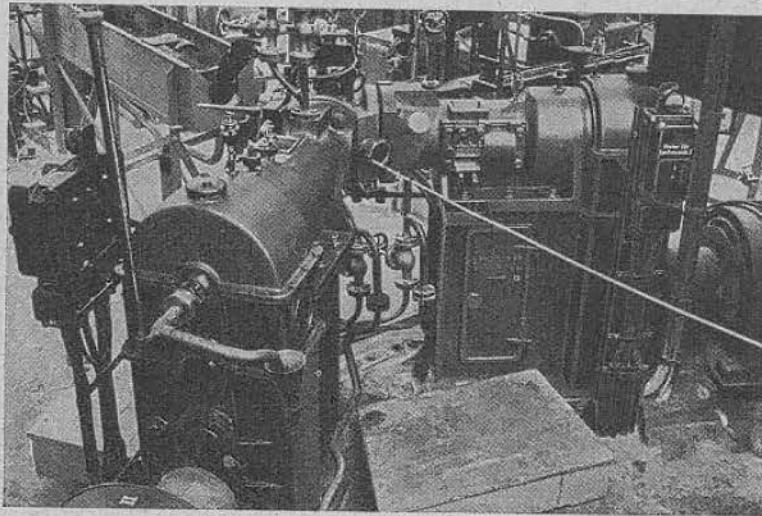


Bild 2. Doppeltwirkende Spritzmaschine für Kunststoff-Kabelmäntel.

der auch von sich aus im Laufe der Zeit nur geringe Feuchtigkeitsmengen hindurchwandern läßt, so daß er als Mantel für sich schon angewendet wurde. Bei der hier vorliegenden Kombination beider Mäntel wird allerdings durch den Protodur-H-Mantel infolge der sehr viel besseren Schutzwirkung des Protodur-W-Mantels dessen Schutzwirkung praktisch nicht mehr erhöht; der Protodur-W-Mantel ist der alleinige Träger der Feuchtigkeitssicherheit des Kabels.

Das auf Grund von ausgedehnten Vorversuchen aufgebaute kunststoffummantelte Kabel wurde im Umfang von rd. 35 km Länge Ende 1937 in Bestellung gegeben und mit dem bleiummantelten Vergleichskabel zusammen im Frühjahr 1938 hergestellt. Die Siemens-Werke hatten nicht nur die Kabelherstellung, sondern auch die Durchführung der Erd- und Verlegungsarbeiten sowie den Zusammenbau der Kabellängen zur Gesamtanlage übernommen. Die Erstausführung eines so großen Kabels mit grundsätzlich neuer im großen noch unerprobter Ausführung verlangte natürlich von beiden Seiten — Besteller wie Auftragnehmer — ein hohes Maß von Risikofreudigkeit. Dem Lieferwerk gelang es, alle die Schwierigkeiten, die zunächst bei einer derart neuen Fertigung unvermeidbar sind, zu überwinden, so daß, wie beab-

sichtigt, im Frühjahr 1938 mit den Verlegungsarbeiten begonnen werden konnte. Für den Transport waren die Kabellängen mit Protodurkappen an den Enden verschlossen worden. Die Verlegung des Kabels im Kabelgraben konnte ohne jede Schwierigkeit planmäßig durchgeführt werden; bei diesen Arbeiten erwies sich das durch den Kunststoff erreichte geringe Kabelgewicht als besonders vorteilhaft. Bei einigen Bauwerken wurden die Kabel in Zementformstücke eingezogen. Diese Kabellängen wurden mit einer zusätzlichen blanken, geschlossenen Flachdrahtbewehrung ausgerüstet, die die Zugbeanspruchungen aufnehmen konnte. Auch der Zusammenbau der Kabellängen zur fertigen Anlage, das Montieren der einzelnen Verbindungs- und Abzweigmuffen sowie das Einspleißen der Pupinspulenkästen, Kondensatorausgleichmuffen und Endverschlüsse stellte beim Protodurkabel neue Aufgaben. Die Durchführung dieser Arbeiten erfolgte auf Grund eingehender im Werk ausgeführter Vorversuche, die die Zweckmäßigkeit des gewählten Montageverfahrens bewiesen hatten. Bei der Montage der Verbindungsmuffen wurde zur Abdichtung des Aderpleißes eine einteilige längs geschlitzte Muffe aus Protodur W verwendet, bei der die Verbindung der Längsnäht und die Verbindung mit dem Protodur-W-Mantel der Kabellängen unter Anwendung von Wärme und Druck erfolgte. Es ist ein allgemeiner Vorteil der wärmeplastischen Kunststoffe, daß sie sich unter diesen Bedingungen ohne weiteres fest, wasserdicht und unlösbar verschweißen

1. 9. 1938 ergab das Protodurkabel einen Isolationswert von 288 000 MΩ · km, bezogen auf 10 ° C, also einen außerordentlich hohen Wert des Isolationswiderstandes. Beim daneben liegenden Bleikabel wurden 295 000 MΩ · km, also praktisch dasselbe, gemessen. Dieser hohe Isolationswiderstand beweist die Güte der Werkklängen sowie die ausgezeichnete Sorgfalt, die bei den Zusammenbauarbeiten durch die Montagekräfte aufgewendet worden ist.

In der Zwischenzeit sind wiederholt Kontrollmessungen des Isolationswiderstandes der fertigen Kabelanlage durchgeführt worden. Die Ergebnisse dieser Messungen, die wir der Deutschen Reichsbahn verdanken, zeigt, immer auf 10 ° C umgerechnet, die Tafel 2.

Tafel 2.

	Protodurmantelkabel	Bleimantelkabel
1. 9. 1938	288 000 MΩ · km	295 000 MΩ · km
22. 3. 1939	286 000 „	300 000 „
22. 9. 1939	290 000 „	260 000 „
23. 8. 1940	275 000 „	262 000 „
28. 1. 1941	261 000 „	261 000 „

Man sieht aus diesen Zahlen, daß sich der Isolationszustand der Anlage gegenüber dem bei der Abnahme gemessenen sehr hohen Werte nicht verschlechtert hat und durchaus in derselben Höhe wie bei dem daneben liegenden Bleimantelkabel liegt. Die kleinen Schwankungen der

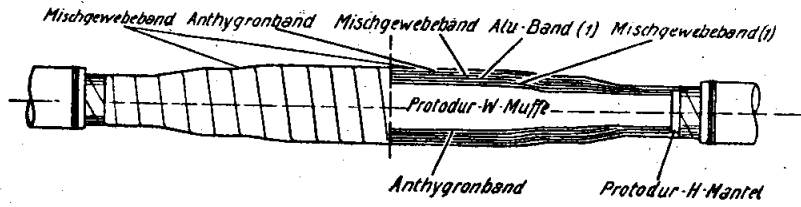


Bild 3. Verbindungsmuffe für Kunststoffkabel.

lassen. Über die Protodur-W-Muffe wurden in mehreren Lagen Anthygronband, Mischgewebeband und ein abschirmendes Aluminiumband gewickelt, wie aus Bild 3 zu sehen ist. Als äußerer mechanischer Schutz diente wie üblich eine Gußeisenmuffe, die mit einer geeigneten Masse ausgegossen wurde.

Auf Grund der gründlich getroffenen vorbereitenden Maßnahmen gingen die Zusammenbauarbeiten glatt vonstatten, so daß im August 1938 die Anlage fertiggestellt werden konnte. Eingehende Abnahmemessungen zeigten, daß alle Vorschriften hinsichtlich der elektrischen Werte beim Protodurkabel ebenso wie bei dem daneben liegenden Bleikabel eingehalten werden konnten. Am meisten interessierte natürlich die Messung des Isolationswiderstandes an der Gesamtanlage. Bei den Abnahmemessungen am

Meßwerte sind auf Meßungenauigkeiten zurückzuführen, da man die Meßgenauigkeit bei Isolationsmessungen im allgemeinen kaum größer als etwa 10 % veranschlagen kann, zumal die Messungen bei ganz verschiedenen Temperaturen ausgeführt wurden.

Das Ergebnis der Messungen an dem nunmehr schon 2½ Jahre in Betrieb befindlichen Versuchskabel zeigt, daß ein Kunststoffmantel der beschriebenen Bauart auch bei einer Kabelseele mit trockener Papierisolation einen ausreichenden Schutz gegen das Eindringen von Feuchtigkeit gibt. Eine solche Mantelkonstruktion wird daher zumindest bei einem sehr großen Teil aller auf dem Lande und in der Luft verlegten Fernmeldekabel, soweit diese nicht in ganz außerordentlichem Maße feuchtigkeitsgefährdet sind, mit Vorteil angewendet werden können.

Modulation

Von O. Henkler und R. Otto

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske A. G.
Mehrfach erweiterter Sonderdruck aus „Archiv für Technisches Messen“ ATM (1940/1941) V 3718 - 1, 2, 3

DK 621.396.619

In Teil 1 werden der Begriff der Modulation und die damit zusammenhängenden Größen bestimmt. Die physikalischen Vorgänge bei der Amplituden-, Phasen- und Frequenzmodulation werden rechnerisch und graphisch dargestellt. Teil 2 behandelt Schaltungen zum Erzeugen und Messen modulierter Schwingungen. Die Technik der Nachrichtenübertragung mit Hilfe der Modulation wird kurz angegeben.

Teil 1. Physikalische Grundlagen.

Modulation ist die Beeinflussung einer Schwingung (des Trägers) nach einer gegebenen, zeitlich veränderlichen Größe (dem Zeichen). Dieses kann hervorgerufen sein z. B. durch Sprache, Musik, Telegrafie oder durch ein- und mehrmalige Impulse^{1, 2, 28}.

Der zeitliche Verlauf des Zeichens, eines beliebigen Vorganges, kann bekanntlich durch die lineare Überlagerung mehrerer, im Grenzfall unendlich vieler sinusförmiger Schwingungen dargestellt werden. Deshalb soll hier im wesentlichen als einfachster Fall der Nachrichtentechnik die Modulation einer sinusförmigen Trägerschwingung durch eine sinusförmige Zeichenschwingung behandelt werden.

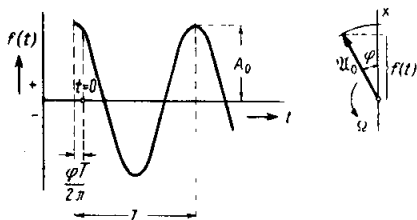


Bild 1. Sinusförmige Schwingung
 $f(t)$ Augenblickswert, t Zeit, x Zeitachse.

Bild 1 zeigt über der Zeit t den Verlauf einer Sinus-schwingung von der Form:

$$f(t) = A_0 \cdot \cos \alpha = A_0 \cdot \cos(\Omega t + \varphi) = \Re \{ A_0 \cdot e^{j(\Omega t + \varphi)} \} \quad (1)$$

$f(t)$ ist der Augenblickswert z. B. eines Wechselstromes zur Zeit t , der während der Schwingungsdauer T einmal vom Wert $+A_0$ zum Wert $-A_0$ und zurück pendelt.

Dieser Zeitverlauf kann auch aus der Zeigerdarstellung nach Bild 1 rechts konstruiert werden. $f(t)$ ist hier die Projektion des mit der Winkelgeschwindigkeit $\frac{d\alpha}{dt} = \Omega$ umlaufenden Zeigers \mathcal{A}_0 von der Länge A_0 auf eine Zeitachse. Zur Zeit $t=0$ ist der Zeiger bereits um den Nullphasenwinkel φ gedreht. Dieser wird im folgenden als unwesentlich stets vernachlässigt.

Bei der Modulation einer Schwingung wird entweder die Amplitude A_0 oder der Phasenwinkel α im Takt der Zeichenschwingung zeitlich vom unmodulierten Zustand aus geändert. Dementsprechend unterscheidet man Amplituden- und Phasenmodulation.

Im Gegensatz zur linearen Überlagerung, d. h. der ungestörten Addition mehrerer Schwingungen, entstehen bei der Modulation neben den ursprünglichen Träger- und Zeichenschwingungen solche mit neuen Frequenzen, die Modulationsprodukte.

A. Amplitudenmodulation.

Bei der Amplitudenmodulation wird die Amplitude des Trägers proportional der Zeitfunktion eines Zeichens in folgender Form zeitlich geändert, d. h. moduliert

$$f(t) = [A_0 + \Delta A(t)] \cdot \cos(\Omega t) = \Re \{ [A_0 + \Delta A(t)] \cdot e^{j\Omega t} \} \quad (2)$$

Als Amplitudenhub bezeichnet man den größten Betrag der Zeitfunktion $\Delta A(t)$. Zur Vereinfachung wird hier angenommen, daß die zeitliche Änderung der Trägeramplitude proportional einem sinusförmigen Zeichen ist. Es ist dann $\Delta A(t) = a \cdot \cos(\omega t)$, und aus Gl. (2) wird

$$\begin{aligned} f(t) &= [A_0 + a \cdot \cos(\omega t)] \cdot \cos(\Omega t) \\ &= A_0 \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega t)] \cdot \cos(\Omega t) \\ &= \Re \left\{ \left[A_0 + \frac{1}{2} a \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \right] \cdot e^{j\Omega t} \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

Der Augenblickswert der Trägerschwingung wird also mit der Modulierfunktion $[1 + m \cdot \cos(\omega t)]$ multipliziert; die Trägeramplitude schwankt im Takte des Zeichens. Als „Modulationsgrad“ m bezeichnet man das Verhältnis $\frac{a}{A_0}$.

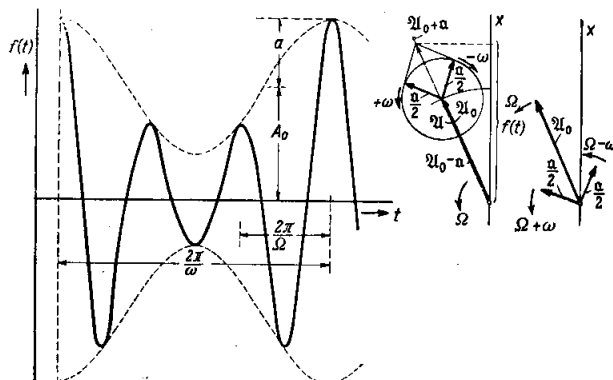


Bild 2. Amplitudenmodulierte Schwingung
 $f(t)$ Augenblickswert, t Zeit, x Zeitachse.

So zeigt Bild 2 den Verlauf von $f(t)$ für z. B. $m = 60\%$. Für den Fall, daß $\Omega \gg \omega$ ist, ergibt sich ein recht anschauliches Bild: der zeitliche Verlauf des Zeichens erscheint als Hüllkurve. Diese ist für Werte von m zwischen 0 und 1 ein proportionales Abbild des Zeichens.

Formt man die Gl. (3) um, so erhält man

$$f(t) = \operatorname{Re} \left\{ A_0 \cdot e^{j\Omega t} + \frac{1}{2} m A_0 \cdot e^{j(\Omega + \omega)t} + \frac{1}{2} m A_0 \cdot e^{j(\Omega - \omega)t} \right\} \quad (4)$$

Die amplitudenmodulierte Schwingung setzt sich also linear aus drei Schwingungen zusammen: neben dem unveränderten Träger treten zwei neue Frequenzen auf, die sich als Summe bzw. Differenz von Ω und ω ergeben. Diese werden als Seitenfrequenzen bezeichnet.

Auch die modulierte Schwingung läßt sich symbolisch darstellen (Bild 2). Innerhalb einer Modulationsperiode $\frac{2\pi}{\omega}$ schwankt die Länge des Zeigers \mathfrak{A} der modulierten Schwingung zwischen den Werten $A_0 + a$ und $A_0 - a$ hin und her, im Gegensatz zum Zeiger \mathfrak{A}_0 des unmodulierten Trägers.

Diese zeitliche Änderung des Zeigers \mathfrak{A} wird entsprechend Gl. (4) dargestellt durch zwei an den Endpunkt von \mathfrak{A}_0 zugefügte Zeiger $\frac{a}{2}$ der Länge $\frac{a}{2} = \frac{m \cdot A_0}{2}$, die ihn mit der Geschwindigkeit $+\omega$ bzw. $-\omega$ umkreisen (Bild 2 rechts). Die Resultierende der zwei Zusatzzeiger fällt stets in Richtung von \mathfrak{A}_0 und bildet mit diesem zusammen den schwankenden Zeiger. Die Absolutgeschwindigkeiten der beiden zugefügten Zeiger sind gleich der Summen- bzw. Differenzfrequenz ($\Omega \pm \omega$).

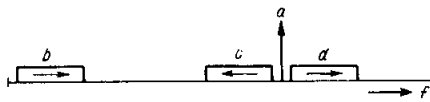


Bild 3. Frequenzverlagerung eines Zeichens
a Träger, b Zeichen, c, d Seitenbänder, f Frequenz.

Besteht das Zeichen nicht nur aus einer einzelnen Schwingung, sondern aus einem Frequenzband, z. B. aus einem Sprachfrequenzband, so tritt an die Stelle jeder Seitenfrequenz ein ebenso breites Seitenband. Je nach seiner Lage zum Träger unterscheidet man ein oberes und ein unteres Seitenband. In jedem Seitenband sind die Abstände der einzelnen Frequenzen untereinander genau die gleichen wie im ursprünglichen Zeichen; ferner sind die Amplitudenverhältnisse unverändert geblieben, und schließlich werden auch deren zeitliche Änderungen verhältnismäßig wiedergegeben. Mit anderen Worten: das Zeichen ist durch den Modulationsvorgang bildgetreu in einen anderen Frequenzbereich verlagert worden (Bild 3).

Durch einen weiteren Modulationsvorgang (Demodulation) kann das verlagerte Band wieder in seine ursprüngliche Frequenzlage zurückversetzt, d. h. wieder gewonnen werden.

Diese zwei physikalisch gleichen Vorgänge haben in der Fernmeldetechnik große praktische Bedeutung. Sie werden z. B. in der Rundfunk-, Trägerfrequenz- und Meßtechnik zur Übertragung einer Nachricht in einem anderen Frequenzband angewendet.

Zum physikalischen Vorgang der Modulation sei noch bemerkt, daß die Absolutwerte von Träger- und Zeichenfrequenz bzw. ihr Verhältnis zueinander beliebig sein können.

In der Praxis hat das Frequenzspektrum am Ausgang eines Modulators, d. h. eines Gerätes, das zur Herstellung modulierter Schwingungen dient, nicht die idealisierte Form, die in Gl. (3) angesetzt ist. Denn neben den erwähnten drei Schwingungen treten noch eine Reihe Modulationsprodukte „höheren Grades“ auf (Bild 4). Ihre Frequenz ist durch die Beziehung $q\Omega \pm p\omega$ bestimmt (q und $p = 0, 1, 2$ usw. sind unabhängig voneinander). Die Amplituden $A_{q\Omega \pm p\omega}$ der einzelnen entstehenden Modulationsprodukte $A_{q\Omega \pm p\omega} \cdot e^{j(q\Omega \pm p\omega)t}$ hängen ab von den Amplituden des Trägers und des Zeichens, sowie von der jeweiligen Schaltung der verwendeten Geräte und den Impedanzen ihrer Stromkreise.



Bild 4. Frequenzspektrum am Ausgang eines Modulators
A Amplitude, f Frequenz.

Die „Verzerrungen“, das Verhältnis des Effektivwertes der Amplituden der störenden Modulationsprodukte zum Effektivwert der Amplitude der Nutzfrequenz(en) bezeichnet man als Klirrfaktor. Der z. B. in der Rundfunktechnik so bezeichnete „niederfrequente“ Klirrfaktor ist das Verhältnis

$$\frac{\sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} A^2_{\Omega+p\omega} + \sum_{p=2}^{\infty} A^2_{\Omega-p\omega}}}{\sqrt{A^2_{\Omega+\omega} + A^2_{\Omega-\omega}}} \quad (5)$$

Betrachtet man nicht die aus Harmonischen des Zeichens entstandenen Modulationsprodukte als störend, die der Grundwelle des Trägers benachbart sind, sondern die Frequenzgruppen, die den Oberwellen des Trägers zugeordnet sind, so ist als „hochfrequenter“ Klirrfaktor definiert:

$$\frac{\sqrt{\sum_{q=2}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} A^2_{q\Omega+p\omega} + \sum_{q=2}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} A^2_{q\Omega-p\omega}}}{\sqrt{A^2_{\Omega+\omega} + A^2_{\Omega-\omega}}} \quad (6)$$

In manchen Fällen, z. B. in der Trägerfrequenztechnik, wird nur ein bestimmtes Modulationsprodukt oder auch das gesamte am Ausgang des Modulators vorhandene Frequenzspektrum als störend betrachtet. Als Klirrfaktor wird hier bezeichnet das Verhältnis der Amplitude eines störenden Modulationsproduktes oder des quadratischen Mittelwertes der Amplituden sämtlicher vorhandener Modulationsprodukte mit Ausnahme der Nutzfrequenz(en) zur Amplitude dieser Nutzfrequenz(en). Letztere ist z. B. eine Seitenfrequenz.

Die Klirrdämpfung b_k ist gleich dem Logarithmus des reziproken Wertes des Klirrfaktors.

B. Phasenmodulation.

Bei der Phasenmodulation wird nicht der Betrag, sondern der Phasenwinkel einer Trägerschwingung $A_0 \cdot \cos \alpha$ in Abhängigkeit vom Zeichen gesteuert:

$$f(t) = A_0 \cdot \cos [\alpha + \Delta \alpha(t)] = A_0 \cdot \cos [\Omega t + \Delta \alpha(t)] = \operatorname{Re} \{ A_0 \cdot e^{j[\Omega t + \Delta \alpha(t)]} \} \quad (7)$$

Die größte Abweichung des Phasenwinkels vom unmodulierten Wert, d. h. der größte Betrag der Zeitfunktion von $\Delta \alpha(t)$ ist der „Phasenhub“. Für den einfachsten Fall eines sinusförmigen Zeichens ist $\Delta \alpha(t) = \Delta \alpha \cdot \cos(\omega t)$. Die Zeitfunktion des phasenmodulierten Trägers ist dann:

$$\begin{aligned}
 f(t) &= A_0 \cdot \cos[\Omega t + \Delta \alpha \cdot \cos(\omega t)] \\
 &= \Re \{ A_0 \cdot e^{j[\Omega t + \Delta \alpha \cdot \cos(\omega t)]} \} \\
 &= \Re \left\{ A_0 \cdot e^{j\Omega t} \cdot e^{j \cdot \Delta \alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})} \right\} \quad (8)
 \end{aligned}$$

mit dem Phasenhub $\Delta \alpha$.

Ein Sonderfall der Phasenmodulation ist die Frequenzmodulation. Hier schwankt der Differentialquotient des Phasenwinkels, d. h. die Frequenz $\Omega = \frac{d\alpha}{dt}$ des Trägers $A_0 \cdot \cos \alpha$ in Abhängigkeit von einem Zeichen. Es ist also:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \Omega + \Delta \Omega(t) \quad (9)$$

Für ein sinusförmiges Zeichen mit dem „Frequenzhub“ $\Delta \Omega$ ist $\Delta \Omega(t) = \Delta \Omega \cdot \cos(\omega t)$ und damit

$$\frac{d\alpha}{dt} = \Omega + \Delta \Omega \cdot \cos(\omega t) \quad (10)$$

Den Phasenwinkel der Zeitfunktion $f(t)$ des modulierten Trägers erhält man aus dem Zeitintegral von Gl. (9) bzw. Gl. (10). Für das Beispiel ist

$$\alpha = \Omega t + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \cdot \sin(\omega t) \quad (11)$$

Die Gleichung für eine frequenzmodulierte Schwingung lautet danach

$$\begin{aligned}
 f(t) &= A_0 \cdot \cos \left[\Omega t + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \cdot \sin(\omega t) \right] \\
 &= \Re \left\{ A_0 \cdot e^{j\Omega t} \cdot e^{j \cdot \frac{\Delta \Omega}{\omega} \cdot \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})} \right\} \quad (12)
 \end{aligned}$$

Wie bei der phasenmodulierten Schwingung tritt auch hier eine Phasenschwankung mit einem Phasenhub $\Delta \alpha = \frac{\Delta \Omega}{\omega}$ auf, der der jeweiligen Zeichenfrequenz ω umgekehrt proportional ist.

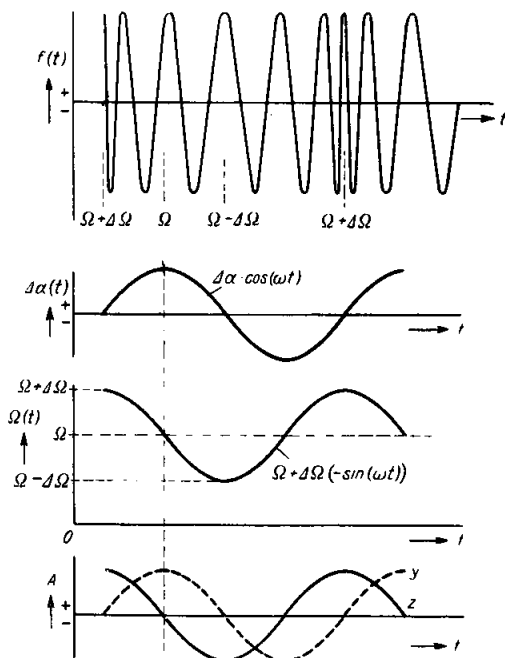


Bild 5. Zeitverlauf einer phasenmodulierten Schwingung und zugehörige Zeichenschwingungen

$f(t)$ Augenblickswert, t Zeit, y Zeichenschwingung für Phasenmodulation, z Zeichenschwingung für Frequenzmodulation.

Sowohl bei Phasen- als auch bei Frequenzmodulation pendelt also der Phasenwinkel α und damit die Frequenz $\frac{d\alpha}{dt}$.

Bei der Phasenmodulation entspricht dem Augenblickswert des Zeichens der Augenblickswert der Phasenabweichung $\Delta \alpha \cdot \cos(\omega t)$. Der Phasenhub ist proportional nur der Zeichenamplitude und unabhängig von der Zeichenfrequenz. Der Differentialquotient der Phasenabweichung ist die Frequenzabweichung $\Delta \alpha \cdot \omega \cdot (-\sin(\omega t))$. Der Frequenzhub der phasenmodulierten Schwingung ist also auch noch proportional der Zeichenfrequenz ω . Die Zeitfunktion der Frequenzabweichung eilt der Phasenabweichung vor.

Bei der Frequenzmodulation dagegen ist dem Zeichen die Frequenzabweichung $\Delta \Omega \cdot \cos(\omega t)$ nach Betrag und Phase zugeordnet. Die entstehende Phasenabweichung baut sich aus der Frequenzabweichung durch Integration auf: $\Delta \alpha = \frac{\Delta \Omega}{\omega} \cdot \sin(\omega t)$. Der Phasenhub $\Delta \alpha = \frac{\Delta \Omega}{\omega}$ ist daher um so größer, je länger die Modulationsperiode $\frac{2\pi}{\omega}$ ist, also umgekehrt proportional der Zeichenfrequenz. Zeitlich eilt die Phasenabweichung der Zeichenfunktion nach.

Es ist unter Berücksichtigung der Winkelverhältnisse ($\Delta \Omega$ und $\Delta \alpha$ komplex):

Phasenmodulation: $\Delta \alpha =$ proportional Zeichenamplitude, unabhängig von Zeichenfrequenz,

$$\Delta \Omega = j\omega \Delta \alpha$$

Frequenzmodulation: $\Delta \Omega =$ proportional Zeichenamplitude, unabhängig von Zeichenfrequenz,

$$\Delta \alpha = \frac{\Delta \Omega}{j\omega}$$

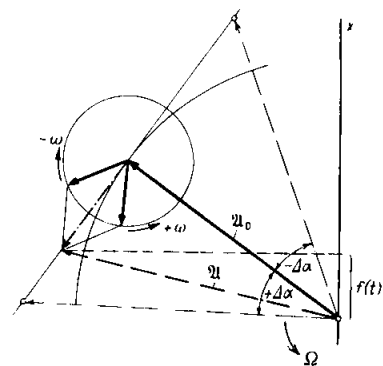


Bild 6. Zeigerdarstellung einer phasenmodulierten Schwingung mit kleinem Phasenhub $\Delta \alpha$ x Zeitachse

Wie aus Bild 5 ersichtlich ist, kann die mit einer einzelnen Schwingung $\Delta \alpha \cdot \cos(\omega t)$ phasenmodulierte Schwingung auch eine frequenzmodulierte Schwingung darstellen, die einer Zeitfunktion des Zeichens $-\Delta \alpha \cdot \omega \cdot \sin(\omega t)$ zugeordnet ist.

Die graphische Darstellung der Phasen- und Frequenzmodulation zeigen die Bilder 5 und 6. Ein Zeiger \mathfrak{A} läuft mit der mittleren Winkelgeschwindigkeit Ω des

unmodulierten Zeigers \mathcal{A}_0 um und schwankt dabei sinusförmig zwischen zwei Grenzwinkeln $+\Delta\alpha$ und $-\Delta\alpha$. Er erreicht gegenüber \mathcal{A}_0 maximal die Relativgeschwindigkeit $\pm\Delta\Omega = \pm\omega \cdot \Delta\alpha$ im Takte des Zeichens. Die Spitze des Zeigers \mathcal{A} pendelt dabei auf einem Kreisbogen.

Soweit man diesen Bogen durch die Tangente annähern kann, also für kleinen Phasenhub $\Delta\alpha$, läßt sich das Pendeln ähnlich wie bei der Amplitudenmodulation durch Zufügen zweier mit der Absolutgeschwindigkeit $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$ umlaufender Zeiger an den Endpunkt von \mathcal{A}_0 veranschaulichen (Bild 6). Die Resultierende der beiden Zusatzzeiger liegt hier, im Gegensatz zu Bild 2, nicht in Richtung von \mathcal{A}_0 sondern senkrecht dazu.

Dieses Zeigerpaar entspricht den im Vergleich zur Amplitudenmodulation auch hier auftretenden Seitenfrequenzen. Rechnerisch können sie aus Gl. (8) bestimmt werden. Für kleines $\Delta\alpha$ gilt näherungsweise

$$f(t) = \operatorname{Re} \left\{ A_0 \cdot e^{j\Omega t} \cdot \left(1 + j \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \right) \right\} \\ = \operatorname{Re} \left\{ A_0 \cdot \left[e^{j\Omega t} + j \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot e^{j(\Omega+\omega)t} + j \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot e^{j(\Omega-\omega)t} \right] \right\} \quad (13)$$

Der Wert des Phasenhubs $\Delta\alpha$ wird hier als „Modulationsgrad“ bezeichnet. Er entspricht dem Amplitudenmodulationsgrad m , vgl. Gl. (4). Bei gleichem Modulationsgrad legt sowohl bei Amplituden- als auch bei Phasenmodulation die Spitze des Zeigers \mathcal{A} gleich lange Wege innerhalb einer Modulationsperiode $\frac{2\pi}{\omega}$ zurück, und zwar im ersten Fall in Richtung des Zeigers \mathcal{A}_0 des unmodulierten Trägers, im zweiten Fall auf einem Kreisbogen mit dem Radius \mathcal{A}_0 .

Bei einem größeren Phasenhub $\Delta\alpha$ treten selbst bei sinusförmiger Modulation außer den beiden Schwingungen $\Omega \pm \omega$ eine Reihe weiterer, höherer Seitenfrequenzen auf. Dies ist auch aus der Rechnung ersichtlich, wenn diese ohne Näherung durchgeführt wird. Hierzu

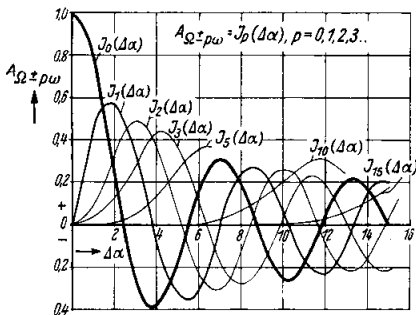


Bild 7. Amplituden der Modulationsprodukte einer phasenmodulierten Schwingung in Abhängigkeit vom Phasenhub (Besselsche Funktionen).

wird Gl. (8) mittels der folgenden Hilfsgleichung unter Verwendung Besselscher Funktionen (1. Art.)²⁹ umgeformt:

$$e^{j \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})} = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} j^p \cdot J_p(\Delta\alpha) \cdot e^{j p \omega t} \quad (14)$$

Für die phasenmodulierte Schwingung wird demnach

$$f(t) = \operatorname{Re} \left\{ A_0 \cdot [J_0(\Delta\alpha) \cdot e^{j\Omega t} + j \cdot J_1(\Delta\alpha) \cdot (e^{j(\Omega+\omega)t} + e^{j(\Omega-\omega)t}) - J_2(\Delta\alpha) \cdot (e^{j(\Omega+2\omega)t} + e^{j(\Omega-2\omega)t}) - j \cdot J_3(\Delta\alpha) \cdot (e^{j(\Omega+3\omega)t} + e^{j(\Omega-3\omega)t}) + J_4(\Delta\alpha) \cdot (e^{j(\Omega+4\omega)t} + e^{j(\Omega-4\omega)t}) \pm \dots] \right\} \quad (15)$$

Die Amplituden der bei Phasen- bzw. Frequenzmodulation entstehenden Schwingungen sind Funktionen $J_0(\Delta\alpha)$, $J_1(\Delta\alpha)$, ... $J_p(\Delta\alpha)$ des Phasenhubs $\Delta\alpha$. Einige dieser Funktionen zeigt Bild 7.

Die Zeigerdarstellung muß bei einem größeren Phasenhub $\Delta\alpha$ durch Zufügen weiterer Zeigerpaare (Seitenfrequenzen) mit den Absolutgeschwindigkeiten $\Omega \pm 2\omega$, $\Omega \pm 3\omega$... so ergänzt werden, daß die Zeigerspitze von \mathcal{A} sich auf einer Kreisbahn sinusförmig pendelnd bewegt. Andernfalls würde

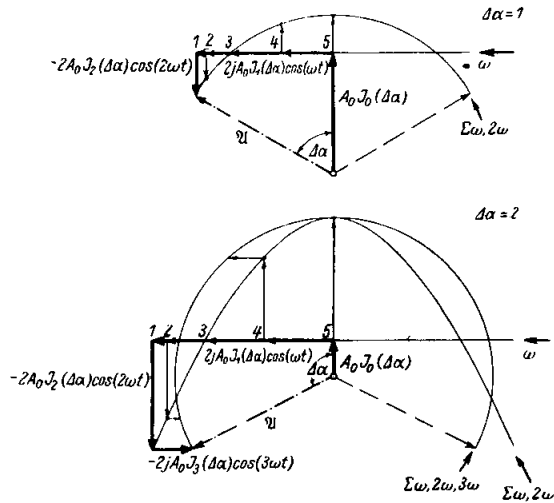


Bild 8. Aufbau einer phasenmodulierten Schwingung aus den Zeigern des Trägers und der Resultierenden der Seitenfrequenzen. Die Hilfspunkte 1 bis 5 haben einen Abstand von je $\frac{1}{16}$ der Modulationsperiode $\frac{2\pi}{\omega}$.

sich eine zusätzliche Amplitudenmodulation ergeben. Bild 8 zeigt für den Fall $\Delta\alpha = 1$ und $\Delta\alpha = 2$ den (feststehenden) Zeiger des Trägers (Länge $A_0 \cdot J_0(\Delta\alpha)$) und die Resultierenden der bei der Phasenmodulation auftretenden Zeigerpaare, Seitenfrequenzen (Länge $A_0 \cdot J_p(\Delta\alpha)$). Jede Resultierende ist eine Gerade senkrecht zur vorhergehenden; ihre Länge ändert sich sinusförmig mit der Frequenz ω , 2ω , 3ω ... Für einige Punkte der Modulationsperiode $\frac{2\pi}{\omega}$ sind die Augenblickswerte aller Resultierenden graphisch summiert. Der Endpunkt jedes Summenzeigers \mathcal{A} liegt auf der Kreisbahn mit dem Radius A_0 .

Für Werte $\Delta\alpha \ll 1$ bzw. $\frac{\Delta\Omega}{\omega} \ll 1$ bewegt sich die Spitze des Zeigers \mathcal{A} infolge der Winkelpendelung der phasenmodulierten Schwingung nur auf einem kleinen Teil des ganzen Kreisumfangs. Das Spektrum der Seitenfrequenzen reicht im wesentlichen nur bis $\Omega + \omega$, entsprechend Gl. (13).

Für $\Delta\alpha \gg 1$ bzw. $\frac{\Delta\Omega}{\omega} \gg 1$ (Frequenzhub größer als Zeichenfrequenz) dreht sich der Zeiger \mathcal{A} maximal mit der Geschwindigkeit $\Omega + \Delta\Omega$, minimal mit $\Omega - \Delta\Omega$, und zwar während verhältnismäßig langer Zeiten innerhalb der Modulationsperiode $\frac{2\pi}{\omega}$. Deshalb treten in diesem Fall auch diejenigen Seitenfrequenzen mit großen Amplituden auf, die im Frequenzgebiet $\Omega \pm \Delta\Omega$ liegen.

Wird die Phasen- bzw. Frequenzmodulation zur Nachrichtenübermittlung in einem gewünschten Frequenzgebiet verwendet, so wird hiernach praktisch ein Frequenzband benötigt, das ungefähr gleich dem doppelten des Frequenzhubes $\Delta\Omega$ ist, der der Amplitude

der zu zerrung ebenso die bei ein Frequenz Seitenfrequenzen Frequenzmodulation nicht n als das In moduli bei ein nur au sind be der höl

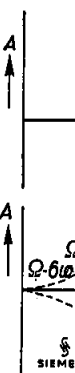


Bild 9.

lässigen ändert mit der einzelnen ben ko lationsg lierten chenfre produkt stehend

den Mo ω z. B. reiche S einander wird de ω > ΔΩ halb de

Absc schen A behande förmig und die Zeigerda stellen d Zeiger z digkeit spricht d frequenz

der zu übertragenden Nachricht entspricht. Zur verzerrungsfreien Nachrichtenübertragung sind jedoch ebenso wie bei der Amplitudenmodulation mindestens die beiden Seitenfrequenzen $\Omega \pm \omega$ erforderlich, also ein Frequenzband gleich der doppelten Zeichenfrequenz ω . Der Abstand der paarweis auftretenden Seitenfrequenzen untereinander ist gleich der Zeichenfrequenz ω und ist unabhängig vom Phasen- bzw. Frequenzhub. Deshalb kann man bei der Phasenmodulation auch bei sehr kleinem Frequenzhub $\Delta\Omega < \omega$ nicht mit einem Frequenzband auskommen, das kleiner als das bei Amplitudenmodulation benötigte ist.

In Bild 9 ist das Frequenzspektrum einer phasenmodulierten Schwingung dargestellt. Während dieses bei einem kleinen Frequenzhub neben dem Träger Ω nur aus den beiden Seitenfrequenzen $\Omega \pm \omega$ besteht, sind bei einem großen Frequenzhub die Amplituden der höheren Seitenfrequenzen nicht mehr zu vernach-

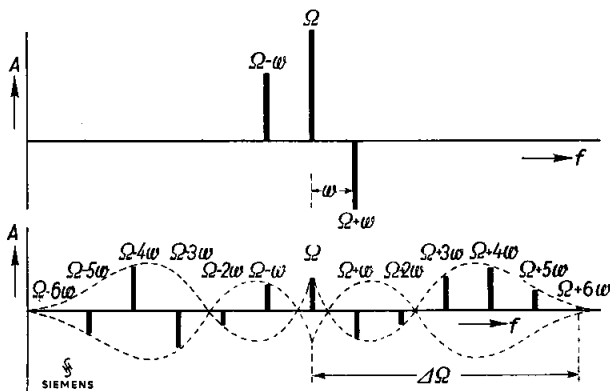


Bild 9. Beispiel des Frequenzspektrums einer phasenmodulierten Schwingung. A = Amplitude; f = Frequenz.

lässigen. Bei einer phasenmodulierten Schwingung ändert sich ebenso wie bei der Amplitudenmodulation mit der Zeichenfrequenz der Frequenzabstand ω der einzelnen Modulationsprodukte. Ihre Amplituden bleiben konstant, weil sie durch den konstanten Modulationsgrad $\Delta\alpha$ gegeben sind. Bei der frequenzmodulierten Schwingung dagegen ändern sich mit der Zeichenfrequenz sowohl der Abstand ω der Modulationsprodukte als auch die Amplituden der einzelnen entstehenden Frequenzen. Letztere sind gegeben durch den Modulationsgrad $\frac{\Delta\Omega}{\omega}$. Für tiefe Zeichenfrequenzen ω z. B. ist das Band $\pm \Delta\Omega$ um den Träger durch zahlreiche Seitenfrequenzen mit kleinem Abstand ω voneinander ausgefüllt. Mit wachsender Zeichenfrequenz wird der Abstand der Zeichenfrequenzen größer; für $\omega > \Delta\Omega$ liegen auch die Frequenzen $\Omega \pm \omega$ außerhalb des Frequenzbereiches $\Omega \pm \Delta\Omega$.

Abschließend sollen die Zusammenhänge zwischen Amplituden- und Phasenmodulation kurz behandelt werden. Betrachtet man bei einer sinusförmig modulierten Sinusschwingung den Träger Ω und die beiden Seitenfrequenzen $\Omega \pm \omega$ z. B. in der Zeigerdarstellung, so läßt sich dies nach obigem darstellen durch den Zeiger A_0 , an dessen Endpunkt zwei Zeiger zugefügt sind, die ihn mit der Winkelgeschwindigkeit $+\omega$ und $-\omega$ umkreisen. Ihre Länge entspricht den Amplituden der beiden entstehenden Seitenfrequenzen.

Aus Bild 2 und 6 ist ersichtlich, daß man z. B. eine phasenmodulierte Schwingung in eine amplitudenmodulierte oder umgekehrt dadurch umwandeln kann, daß man eine der beiden Seitenfrequenzen um 180° verschiebt. Andererseits kann eine phasenmodulierte Schwingung aus einer amplitudenmodulierten (oder umgekehrt) dadurch erzeugt werden, daß man den Träger unterdrückt und zu den beiden Seitenfrequenzen einen gegen den ursprünglichen Träger um 90° verschobenen, unmodulierten Träger gleicher Frequenz zusetzt. Ein anderes, technisch wichtiges Beispiel ist die Modulation, bei der Seitenfrequenzen mit ungleichen

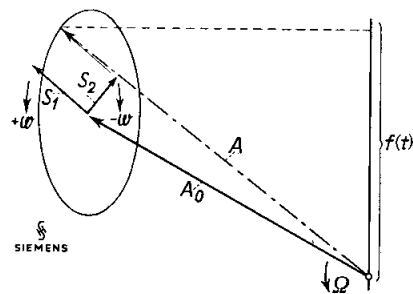


Bild 10. Modulierte Schwingung mit ungleichen Amplituden der Seitenfrequenzen. x = Zeitachse.

Amplituden S_1 und S_2 (Bild 10) entstehen. Bei einer derartigen z. B. aus der Amplitudenmodulation abgeleiteten Schwingung beschreibt der Endpunkt der Resultierenden der den Seitenfrequenzen zugeordneten Zeiger nicht mehr wie in Bild 2 eine Gerade, sondern eine Ellipse. Es tritt also neben der Amplitudenmodulation gleichzeitig eine Phasenmodulation auf. Der Grenzfall ist die völlige Unterdrückung einer Seitenfrequenz (Einseitenbandmodulation). Die Ellipse geht hier in einen Kreis über. Auch hier tritt eine gleichzeitige Phasenmodulation auf.

Betrachtet man nur eine Seitenfrequenz, z. B. $\Omega - \omega$, so erkennt man aus den Zeigerbildern und aus der mathematischen Darstellung, daß es bei dieser Schwingung nicht ohne weiteres feststellbar ist, ob sie als Teil einer amplituden- oder einer phasenmodulierten Trägerschwingung entstanden ist. Der Unterschied zwischen Amplituden- und Phasenmodulation wird erst aus dem zeitlichen Verlauf eines Seitenbandpaares $\Omega \pm p\omega$ der modulierten Schwingung in Abhängigkeit von einem sich ändernden Zeichen ersichtlich.

Zusammenfassung von Teil 1.

Sowohl eine amplituden- als auch eine phasenmodulierte Schwingung läßt sich darstellen als lineare Überlagerung mehrerer Schwingungen von der Frequenz des unmodulierten Trägers und einer Reihe Seitenfrequenzen. Verschieden bei den einzelnen Modulationsarten ist zunächst die Abhängigkeit eines der Bestimmungsstücke der Trägerschwingung von der Zeichenamplitude und damit die Amplituden aller entstehenden Modulationsprodukte. Ferner ist die gegenseitige Phasenlage der einzelnen Schwingungen am Ausgang des Modulators verschieden, so daß die zusammengesetzte Zeitfunktion ein je nach Modulationsart verschiedenes Bild ergibt.

Für die Herstellung von amplituden- oder phasenmodulierten Schwingungen ergeben sich verschiedene Verfahren. Ebenso sind auf der Empfangsseite verschiedenartige Einrichtungen notwendig, um das in einem gewünschten Frequenzgebiet übertragene Zeichen in seine ursprüngliche Frequenzlage zurückzuverlagern.

Teil 2. Erzeugen und Messen modulierter Schwingungen.

A. Amplitudenmodulation.

1. Erzeugen amplitudenmodulierter Schwingungen.

Bei der Amplitudenmodulation sind die Augenblickswerte der Seitenschwingungen mit den Frequenzen $\Omega \pm \omega$ proportional den Amplituden des zu modulierenden Zeichens mit der Frequenz ω . Die Trägerfrequenz Ω ist dabei nur eine Hilfsschwingung und enthält das Zeichen nicht.

Kennzeichnend für den Modulationsvorgang ist die Modulationskennlinie (Bild 11). Diese stellt die Beziehung der am Modulatorausgang wirksamen Größen zu den Eingangsgrößen dar, z. B. den Strom i_{eff} in Abhängigkeit vom Augenblickswert der Zeichenspannung u_{ω} .

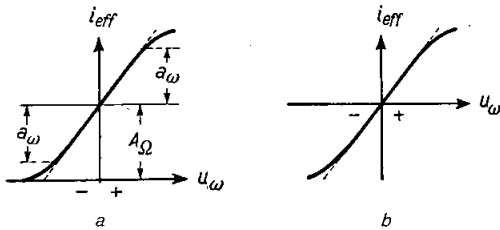


Bild 11. Modulationskennlinien. a) übertragener Träger, b) unterdrückter Träger.

Die Abweichung vom geradlinigen Verlauf der Kennlinie ist ein Maß für die Verzerrungen, den Klirrfaktor. Der Arbeitsbereich wird meist in der Mitte des geradlinigen Teiles der Modulationskennlinie gewählt. Bei einem Modulator mit übertragenem Träger (Bild 11a)

entspricht das Verhältnis $\frac{a_{\omega}}{A_{\Omega}}$ dem Modulationsgrad m . Für $a_{\omega} = A_{\Omega}$ ist $m = 100\%$.

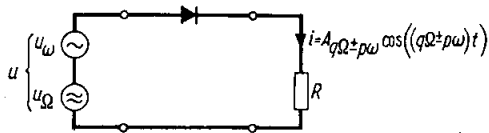


Bild 12. Nichtlinearer Stromkreis.

Die zum Erzeugen amplitudenmodulierter Schwingungen gebräuchlichen Schaltungen enthalten in den meisten Fällen veränderliche Widerstände, die vom Träger, vom Zeichen oder von beiden gesteuert werden.

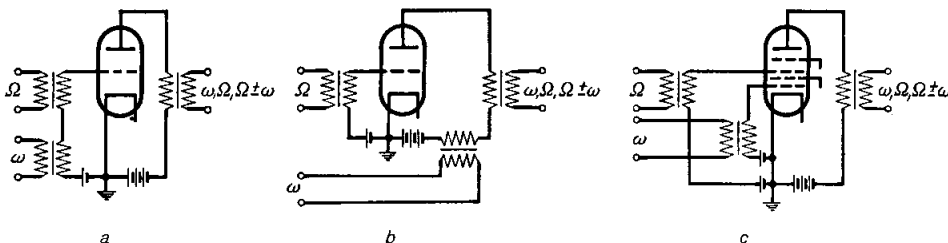


Bild 13. Röhrenmodulatoren.

a) Gitterspannungsmodulation, b) Anodenspannungsmodulation, c) Hexodenmodulation.

Im einfachsten Fall kann in der Weise moduliert werden, daß Zeichen- und Trägerspannung auf einen nichtlinearen Widerstand gegeben werden. Bild 12 zeigt als Beispiel einen nichtlinearen Stromkreis mit einem Zweipolgleichrichter mit der Strom-Spannungs-Charakteristik $i = f(u)$ und zwei elektromotorischen Kräften, dem Träger u_{Ω} und dem Zeichen u_{ω} . Der Strom im nichtlinearen Kreis ist gegeben durch

$$\left. \begin{aligned} i &= f(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots \\ u &= u_{\Omega} + u_{\omega} = A_0 \cos(\Omega t) + a \cdot \cos(\omega t) \\ i &= A_q \Omega + p \omega \cdot \cos((q \Omega \pm p \omega)t) = a_0 + a_1 a \cos(\omega t) \\ &\quad + a_1 A_0 \cos(\Omega t) + a_2 a \cdot A_0 \cdot \cos((\Omega + \omega)t) \\ &\quad + a_2 a A_0 \cos((\Omega - \omega)t) + \dots \end{aligned} \right\} (16)$$

Er enthält neben den ursprünglichen Frequenzen des Zeichens (ω) und des Trägers (Ω) die gewünschten Seitenfrequenzen ($\Omega \pm \omega$) und eine Reihe meist störender Modulationsprodukte höheren Grades.

In den Modulationsschaltungen der Trägerfrequenz- und Meßtechnik werden bis zu Frequenzen von etwa 1 MHz vielfach Sperrschichtgleichrichter verwendet, z. B. in der Form der bekannten Cu_2O -Gleichrichter. Diese haben eine Strom-Spannungs-Charakteristik, die für große Durchsteuerungen einer linearen Knickkennlinie und für kleine Durchsteuerungen einer einseitigen Parabel (quadratische Knickkennlinie) entspricht. Bei der Modulation mittels einer linearen Knickkennlinie entstehen keine ungeradzahigen Modulationsprodukte, ausgenommen die Frequenzen ω , Ω und $\Omega \pm \omega$. ($A_{q\Omega \pm p\omega} = 0$ für $q + p = 3, 5, 7, \dots$). Bei der einseitigen Parabel entstehen keine geradzahigen, höheren Modulationsprodukte, ausgenommen die Nutzseitenfrequenzen ($A_{q\Omega \pm p\omega} = 0$ für $q + p = 4, 6, 8, \dots$). Außerdem haben diese Zweipolgleichrichter bekanntlich den großen Vorteil eines einfachen Aufbaues und einer fast unbegrenzten Lebensdauer.

Im Frequenzgebiet oberhalb etwa 1 MHz werden als nichtlineare Elemente in Modulationsschaltungen häufig Glühkathodenröhren, im einfachsten Fall Dioden, angewendet. Sie haben den Nachteil einer begrenzten Lebensdauer, außerdem benötigen sie zusätzlich Gleichspannungsquellen. Allerdings kann bei Elektronenröhren gleichzeitig die Verstärkerwirkung mit Vorteil ausgenutzt werden.

Wie Bild 13 zeigt, können bei diesen Modulationsschaltungen Zeichen- und Trägerfrequenz im Gitterkreis oder im Anodenkreis zugeführt werden. Eine wichtige Ausführungsform ist die Gitterspannungsmodulation. Träger und Zeichen werden hier überlagert und gemeinsam dem Gitter einer im unteren Knick vorgespannten Röhre zugeführt infolge der Durchsteuerung der gekrümmten Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie schwankt der trägerfrequente Anodenwechselstrom im Rhythmus der zu modulierenden Zeichenspannung. Praktisch ist mit dieser Schaltung ein Modulationsgrad von 70...80% erreichbar, ohne daß die Amplituden der störenden Modulationsprodukte, also die Verzerrungen, unzulässig groß werden.

Eine weitere Ausführungsform ist die Anodenspannungsmodulation. Hier wird die Zeichenwechselspannung der Anodengleichspannung einer im unteren Knick vorgespannten Röhre überlagert. Der Träger wird im Gitterkreis zugeführt. Die Anodenwechselspannung ist weitgehend linear abhängig von den Augenblickswerten der Summe der Spannungen zwischen Anode und Kathode. Es kann hier ein Modulationsgrad von nahezu 100% ohne unzulässige Verzerrungen erreicht werden. Nachteilig ist die erforderliche, ver-

hältnism
bei der
vertausc

Für
ein tech
und Trä
Der An

Bei

zieller
letzten
Leistun
neben

auch d
Reihe

eine be
kann (I

beruhen
ausgese

bzw. in
großen

2. D
mit Hil

des Er

in den

quenzbe

Bei

sätzlich

wie auf

hier die

als Mod

Bei

seite sin

seite du

Wirkung

vom Ze

Für

nen die

lationsp

Für die

Träger is

$u = A_0 \cos$

$i = a_0 +$

$+ a_2$

Aus C

renden M

lationsgra

Ebenso w
aussteuer
ist der Kl
kleiner de

werden, linearen el einen hrichter nd zwei Zeichen urch

t) (16 t)

es Zei- teitenfre- Modu-

z- und 1 MHz in der en eine chesteue- Durch- Knick- s einer zählten, Ω und Bei der höheren quenzen haben Vorteil renzten

den als häufig wendet. außer- Aller- stärke-

sschal- oder im hrungs- ger und Gitter geführte Strom- sequente erenden ung ein laß die die Ver-

span- selspan- nck vor- terkreis gehend me der hier ein Verzer- the, ver-

hältnismäßig große Zeichenleistung. Grundsätzlich können bei der Anodenspannungsmodulation Träger und Zeichen vertauscht werden.

Für die Modulation mit einer Mehrgitterröhre ist in Bild 13c ein technisch wichtiges Beispiel veranschaulicht. Zeichen und Träger werden je einem besonderen Gitter zugeführt. Der Anodenstrom wird von beiden Gitterspannungen gesteuert.

Bei Sendern großer Leistung (Rundfunk, kommerzieller Funk) wird das Zeichen meist in einer der letzten Verstärkerstufen eingefügt. Wegen der großen Leistungen, die dabei umgesetzt werden, tritt hier neben der Frage der Verzerrungsfreiheit vor allem auch die des Wirkungsgrades auf. Es wurden eine Reihe Modulationsverfahren entwickelt, bei denen eine beträchtliche Leistungersparnis erzielt werden kann (Doherty-, Hapug, Chireix-Modulation)^{4, 10}. Sie beruhen praktisch darauf, daß die Amplituden des ausgesendeten Trägers bei kleinen Zeichenamplituden bzw. in Gesprächspausen klein sind, und nur bei großen Zeichenamplituden ihren vollen Wert erreichen.

2. Demodulation. Bei der Nachrichtenübermittlung mit Hilfe von Modulationsschaltungen ist es Aufgabe des Empfängers, das frequenzverschobene Zeichen in den ursprünglichen (z. B. niederfrequenten) Frequenzbereich zurückzuverlagern, zu demodulieren.

Bei der Amplitudenmodulation kann dies grundsätzlich mit Hilfe der gleichen Schaltungen erfolgen wie auf der Sendeseite. An Stelle des Zeichens tritt hier die Seitenfrequenz, die mit dem Träger zusammen als Modulationsprodukt das erwünschte Zeichen ergibt.

Bei dem Modulationsvorgang auf der Empfangsseite sind die Verzerrungen genau wie auf der Sendeseite durch die verwendete Schaltung bzw. durch die Wirkungsweise der in Abhängigkeit vom Träger und vom Zeichen veränderlichen Widerstände bedingt.

Für eine bekannte Strom-Spannungs-Charakteristik können die am Ausgang des Demodulators vorhandenen Modulationsprodukte entsprechend Gl. (16) berechnet werden. Für die Zweiseitenfrequenzübertragung mit übertragenem Träger ist z. B.:

$$\left. \begin{aligned} u &= A_0 \cos(\Omega t) + \frac{1}{2} m A_0 \cos((\Omega + \omega) t) \\ &\quad + \frac{1}{2} m A_0 \cos((\Omega - \omega) t) \\ i &= i_0 + a_1 A_0 \cos(\Omega t) + a_1 \cdot \frac{1}{2} m A_0 \cos((\Omega + \omega) t) + \dots \\ &\quad + a_2 m A_0^2 \cdot \cos(\omega t) + a_2 \cdot \frac{1}{4} m^2 \cdot A_0^2 \cdot \cos(2\omega t) + \dots \end{aligned} \right\} (17)$$

Aus Gl. (17) ist zu erkennen, daß die Amplituden der störenden Modulationsprodukte u. a. proportional dem Modulationsgrad sind. Beispielsweise ist

$$\frac{A_{2\omega}}{A_0} = \frac{a_2 \cdot \frac{1}{4} m^2 \cdot A_0^2}{a_2 m A_0^2} = \frac{m}{4}$$

Ebenso wie die Verzerrungen auf der Sendeseite durch Untersteuerung, d. h. $u_{\omega} \ll u_{\Omega}$, klein gehalten werden können, ist der Klirrfaktor auf der Empfangsseite um so geringer, je kleiner der Modulationsgrad m gewählt wird.

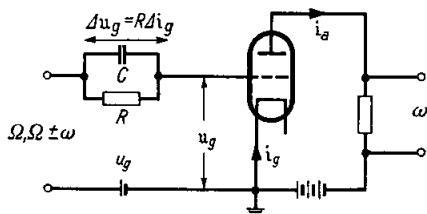


Bild 14. Gittergleichrichtung (Audion).

Verwendet man zur Demodulation einen veränderlichen Widerstand mit einer linearen Knickkennlinie, so treten am Modulatorausgang neben der gewünschten Frequenz ω in der Hauptsache die Frequenzen $2\omega, \Omega, 2\Omega, \Omega \pm \omega, 2\Omega \pm \omega$ und $2\Omega \pm 2\omega$ auf.

Bei Empfangsschaltungen mit Elektronenröhren für Systeme, die den Träger und beide Seitenfrequenzen übertragen, ist die Rückverlagerung des Zeichens mit Hilfe der Anoden- oder der Gittergleichrichtung von praktischer Bedeutung. Die Anodengleichrichtung beruht auf der Krümmung der Kennlinie einer Röhre, die als nichtlineares Element verwendet wird. Die Röhren sind im unteren Knick vorgespannt. Die empfangenen Schwingungen steuern meist nur den negativen Teil der Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie durch; die Steuerung ist also leistungslos. Bei der Gittergleichrichtung (Audion) liegt der Arbeitspunkt bei Gitterstromereinsatz; die Steuerung erfolgt hier nicht leistungslos. Entsprechend Bild 14 ändert sich bei der Überlagerung einer Empfangswegelspannung über die Gittergleichspannung der Mittelwert des Gitterstromes. Der Spannungsabfall im Widerstand R , die Gitterrichtspannung Δu_g ändert die wirksame Gittervorspannung der Röhre und steuert durch Arbeitspunktverlagerung den Anodenstrom. Im Gegensatz zur Anodengleichrichtung ist hier der Gitterkreis nichtlinear, während der Anodenkreis linear ist.

Bei unmodulierter Empfangswegelspannung ist der Mittelwert des Anodenstroms (Gleichstromkomponente) konstant. Ist die Eingangsspannung moduliert, so schwankt der mittlere Anodenstrom entsprechend der Hüllkurve der Empfangswegelspannung. Das gewünschte niederfrequente Zeichenfrequenzband kann also aus dem Anodenkreis durch Unterdrücken der unerwünschten, meist hochfrequenten Modulationsprodukte erhalten werden.

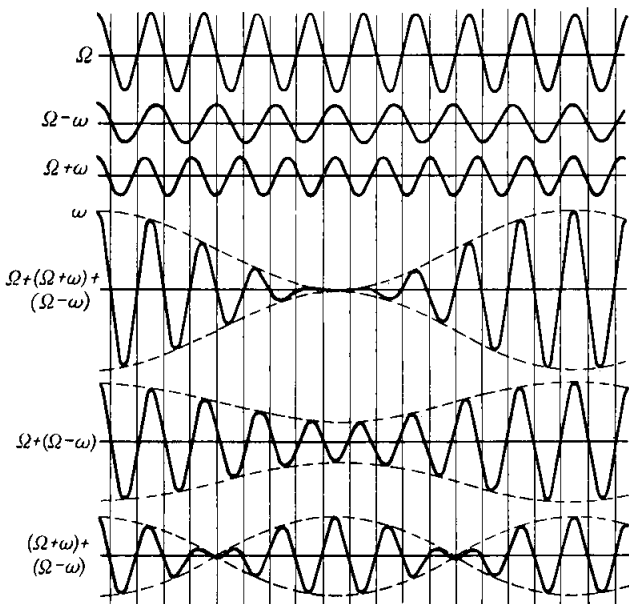


Bild 15. Überlagerung der am Ausgang eines Modulators auftretenden Schwingungen.

3. Technik der Nachrichtenübertragung. Wie im Teil 1 gezeigt, ist die Modulation ein Hilfsmittel der Nachrichtentechnik, um ein Zeichen (ω) in ein anderes Frequenzgebiet ($\Omega + \omega$ oder $\Omega - \omega$) umzusetzen. Soweit die dabei entstehenden, unerwünschten Modulationsprodukte nicht durch Filter bis auf einen zulässigen Restbetrag unterdrückt werden, können die Verzerrungen z. B. durch die Modulationsschaltung weitgehend verringert werden.

In der Nachrichtentechnik werden deshalb statt des einfachen nichtlinearen Stromkreises oft Gegentakt- oder Doppelgengentaktsschaltungen verwendet⁵. In

den einzelnen Kreisen (Zeichen, Träger, Ausgang) treten dann nur bestimmte Modulationsprodukte auf, während die anderen unterdrückt werden.

Eine in der Trägerfrequenztechnik häufig verwendete Doppelgegentaktschaltung ist der Ringmodulator mit Sperrschicht-Gleichrichtern⁶.

In der Rundfunktechnik und in der trägerfrequenten Nachrichtenübermittlung (über Draht oder drahtlos) ist es vielfach üblich, eine Nachricht in das gewünschte Frequenzgebiet in zwei oder mehr Stufen zu verlagern⁹. Ein derartiger Zwischenträger (Überlagerungsfrequenz) sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite ermöglicht es, bei Verwendung verhältnismäßig einfacher Filter einzelne Nachrichtenkanäle auch bei hohen Frequenzen eng aneinander zu reihen.

Bei der Amplitudenmodulation ist, wie bereits erwähnt, jedes der beiden entstehenden Seitenbänder ($\Omega \pm \omega$) bezüglich seines Amplitudenspektrums ein genaues Abbild des mit Hilfe des Trägers (Ω) modulierten Zeichenfrequenzbandes (ω) (z. B. des Frequenzbandes von Sprache oder von Telegrafiezeichen). Die übrigen Modulationsprodukte können deshalb bei der Nachrichtenübermittlung unterdrückt werden, ohne die Genauigkeit der Zeichenübertragung zu beeinträchtigen. Man kann sogar eines der beiden Seitenbänder und den Träger unterdrücken, da das andere Seitenband bereits alle Einzelheiten des Zeichenfrequenzbandes enthält. Demnach sind folgende verschiedenen Übertragungsverfahren zu unterscheiden:

a) Übertragung beider Seitenfrequenzen und der Trägerfrequenz. Dieses Verfahren hat den Vorzug besonderer Einfachheit. Es ist z. B. in der Rundfunktechnik üblich. Wie aus Bild 15 ersichtlich, enthält die bei dieser Methode aus der Addition der Augenblickswerte dieser drei Schwingungen entstehende Schwebung das ursprüngliche Zeichen als Hüllkurve. Um dieses zurückzuerhalten, genügt auf der Empfangsseite eine besonders einfache Modulationsschaltung. Die Übertragung beider Seitenfrequenzen und der Trägerfrequenz hat den Nachteil, daß der erforderliche Frequenzbereich doppelt so groß wie der des zu übertragenden Zeichenfrequenzbandes ist.

b) Übertragung einer Seitenfrequenz und der Trägerfrequenz. Bei dieser Art der Nachrichtenübertragung, bei der nur die Hälfte des Frequenzbandes benötigt wird, ist entsprechend Bild 15 die Hüllkurve der bei sinusförmiger Modulation am Modulatorausgang auftretenden Schwingung nicht mehr sinusförmig. Die Abweichung von der Sinusform nimmt mit wachsendem Modulationsgrad zu. Diejenigen Verfahren, die am Ausgang des Empfangsmodulators ein der Hüllkurve proportionales Zeichen ergeben (Demodulation mittels linearer Knickkennlinie), bedingen demnach bei einem großen Modulationsgrad große nichtlineare Verzerrungen.

Dieses Modulationsverfahren hat heute keine praktische Bedeutung.

c) Übertragung der beiden Seitenfrequenzen ohne Übertragung der Trägerfrequenz. Bei diesem Modulationsverfahren liefert jede der Seitenfrequenzen ($\Omega \pm \omega$) auf der Empfangsseite mit dem zugesetzten Träger (Ω) das gewünschte Zeichen (ω). Beide Komponenten sind bei gleicher Phasenlage der Träger auf der Sende- und auf der Empfangsseite miteinander in Phase und addieren sich. Jedoch ändert sich bei abweichendem Nullphasenwinkel des auf der Empfangsseite zugesetzten Trägers die relative Phasenlage der Teilspannungen des Zeichens und damit die resultierende Spannung, also der Schwebungsvektor der Seitenfrequenzen. Gleichzeitig entstehen nichtlineare Verzerrungen. Im Grenzfall, bei einer Verschiebung des Nullphasenwinkels um 90° wird die Amplitude der Grundfrequenz des Zeichens

gleich Null. Es bleiben nur noch Harmonische der Zeichenfrequenz. Bei einer Frequenzabweichung der beiden Träger-schwingungen erhält man zwei Schwingungen des Zeichens, die in unzulässiger Weise miteinander schweben.

Da es in der Praxis schwierig ist, die Trägerfrequenz auf der Empfangsseite in betriebssicherer Weise über längere Zeit in richtiger Phasenlage zu erzeugen, hat die Zweiseitenbandübertragung mit unterdrückter Trägerfrequenz keine praktische Bedeutung.

d) Übertragung einer Seitenfrequenz ohne Übertragung der Trägerfrequenz (Einseitenbandübertragung). Die erwähnten Nachteile können vermieden werden, wenn nur eine Seitenfrequenz übertragen wird. Die Trägerfrequenz muß dann auf der Empfangsseite durch einen örtlichen Generator zugesetzt werden. Mit Hilfe dieses Trägers erfolgt die Rückverlagerung der übertragenen Nachricht in die ursprüngliche Frequenzlage. Hierbei kann der Modulationsgrad so gewählt werden, daß keine unzulässigen Verzerrungen auftreten. Besondere Anforderungen an die Phasenlage des Trägers bestehen nicht. Es können sogar oft geringfügige Abweichungen der Frequenz zugelassen werden. Dieses Modulationsverfahren hat noch den Vorteil, daß zur unverzerrten Nachrichtenübertragung nur ein Frequenzband von der Breite des Zeichenfrequenzbandes erforderlich ist. Sende- und Zwischenverstärker des Übertragungssystems brauchen nur für die Leistung des Seitenbandes bemessen zu werden. Insbesondere sind sie von den Trägerströmen entlastet. Dies ist wichtig bei gleichzeitiger Verstärkung mehrerer Trägerfrequenzkanäle, wobei bei Trägerfrequenzen in hohem Maß zur Entstehung von nichtlinearen Verzerrungen (u. a. störende Dauertöne) beitragen würden.

Ein unerwünschtes Abhören der zu übertragenden Nachricht ist bei diesem Modulationsverfahren erschwert.

4. Messen amplitudenmodulierter Schwingungen.

Neben der Messung der Verzerrungen⁷, d. h. des Klirrfaktors (vgl. ATM-Blatt V 3621—6, Januar 1939), ist in der Nachrichtentechnik die Messung des Modulationsgrades von besonderer Bedeutung. Er wird außer durch Aufnahme der Modulationskennlinie vielfach mit Hilfe eines hochohmigen Gleichrichtermessgerätes in Verbindung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen.

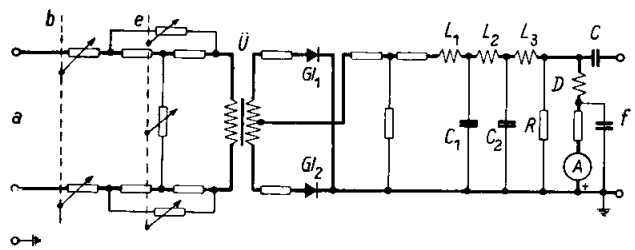


Bild 16. Schaltung des Meßgleichrichters für Drahtfunk (Rel. gl. 22).

a Eingang, e Mehr Ausschlag grob,
b Mehr Ausschlag fein, f Ausgang.

Die Wirkungsweise dieser Meßgleichrichter, z. B. bei Zweiseitenbandübertragung mit übertragenem Träger, beruht im wesentlichen auf folgendem:

Die ankommende Spannung des Trägers (Ω) sowie der beiden Seitenbänder ($\Omega \pm \omega$) wird gleichgerichtet (s. Bild 16). Die gleichgerichtete Spannung enthält einen Gleichspannungsanteil, der unabhängig vom Modulationsgrad m proportional der Trägeramplitude A_Ω ist. Er wird mit dem Drehspulmeßgerät A gemessen. Der Wechselstromanteil hinter den Gleichrichtern enthält u. a. auch die Zeichenfrequenz ω . Sie wird mit einem Tiefpaß ausgesiebt und ihre Amplitude in einem Spannungsmesser gemessen. Diese Amplitude ist proportional der Zeichenamplitude. Der Modu-

lationsgrad wird einer Eichkurve entnommen, die die Beziehungen zwischen Modulationsgrad und Zeichenamplitude des Gleichrichtergerätes bei einem bestimmten Gleichstrom angibt.

Bei Sendern nicht zu kleiner Leistung kann der Amplituden-Modulationsgrad am einfachsten mit einem Kreuzspul-Instrument (nach Gleichrichtung von Träger- und Seitenbandspannung) unmittelbar angezeigt werden (DRP. 585989).

Ein weiteres Verfahren zur Messung des Modulationsgrades beruht darauf, daß sich der Effektiv-

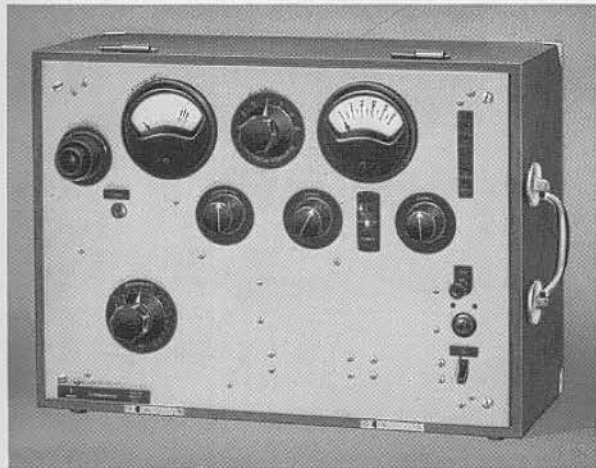


Bild 17. Meßgleichrichter 0,1 MHz bis 20 MHz (Rel. gl. 23a).

wert einer modulierten Trägerspannung in Abhängigkeit von der Amplitude des Zeichens ändert. Ist der Strom am Ausgang eines Modulators (entsprechend Gl. (4), Teil 1) gegeben durch die Zeitfunktion:

$$i = A_0 \cos(\Omega t) + \frac{1}{2} m A_0 \cos((\Omega + \omega)t) + \frac{1}{2} m A_0 \cos((\Omega - \omega)t) \quad (18)$$

so ist der Effektivwert dieses Stromes

$$i_{\text{eff}} = A_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}. \text{ Der Modulationsgrad ist gleich}$$



Bild 18. Kathodenstrahl-Oszillograph.

$$m = \sqrt{2 \cdot \left(\frac{i_{\text{eff}}^2}{A_0^2} - 1 \right)} \quad (19)$$

Er kann durch Messung der Änderung des Stromes i_{eff} und Vergleich mit dem Wert A_0 im unmodulierten Zustand ermittelt werden. Hierbei ist zu beachten, daß ein Effektivwertzeiger (z. B. Hitzdrahtmeßgerät oder elektrostatischer Spannungsmesser), also kein Spitzengleichrichter mit Effektivwertzeichnung verwendet wird.

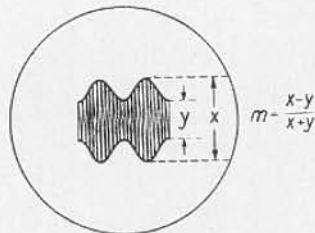


Bild 19. Bestimmung des Modulationsgrades mit Hilfe des Kathodenstrahl-Oszillographen.

Auf besonders einfache Weise kann der Modulationsgrad mit Hilfe des Kathodenstrahl-Oszillographen Bild 18 gemessen werden. Er ist wegen seiner einfachen Bedienung für die Betriebsüberwachung gut geeignet. Bei sinusförmiger Modulation erhält man einen Zeitverlauf des modulierten Trägers nach Bild 19. Da die unmittelbare Ablesung der Werte a und A gewisse Schwierigkeiten bereitet, werden zweckmäßigerweise die Werte der größten und der kleinsten Amplitude der Zeitfunktion abgemessen (Strecken x und y). Der Modulationsgrad ist dann:

$$m = \frac{x - y}{x + y} = \frac{(A_\Omega + a_\omega) - (A_\Omega - a_\omega)}{(A_\Omega + a_\omega) + (A_\Omega - a_\omega)} = \frac{a_\omega}{A_\Omega} \quad (20)$$

B. Phasen- und Frequenzmodulation.

1. Erzeugen phasen- und frequenzmodulierter Schwingungen⁸. Zum Erzeugen von phasen- und frequenzmodulierten Schwingungen gibt es zwei Möglichkeiten: Beim ersten Verfahren wird eine frequenzbestimmende Größe (L oder C) eines selbsterregten Schwingkreises im Takt des Zeichens geändert. Hierbei entsteht unmittelbar Frequenzmodulation; $\Delta\Omega$ ist der Zeichenamplitude zugeordnet (vgl. Bild 5, Teil 1). Die zweite Möglichkeit umfaßt alle die Anordnungen, bei denen eine zunächst unmodulierte Schwingung nachträglich eine Phasendrehung im Takt des Zeichens erhält. Diese Verfahren liefern unmittelbar Phasenmodulation; $\Delta\alpha$ ist der Zeichenamplitude zugeordnet.

Wegen der Beziehung $\Delta\Omega = j \cdot \omega \cdot \Delta\alpha$ kann das erste Verfahren auch zur Phasenmodulation dienen, wenn das modulierende Zeichen vorher differenziert wird, also einen Frequenzgang und 90° Phasendrehung gemäß $j\omega$ erhält. Umgekehrt erzielt man mit den Schaltungen zur Phasenmodulation auch Frequenzmodulation, wenn die Zeichenfunktion integriert wird, also Frequenzgang und Phasendrehung nach $\frac{1}{j\omega}$ erhält.

a) Bei Frequenzmodulation im selbsterregten Kreis, wenn die Schwingkreis Kapazität C bei Modulation um ΔC geändert wird bzw. die Induktivität L um ΔL , gilt $\Delta\Omega = -\frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{\Omega}{2} = -\frac{\Delta L}{L} \cdot \frac{\Omega}{2}$. Mechanisch veränderliche Kapazitäten sind Wobbel-

kondensator und Kondensator-Mikrophon¹¹. Elektrisch steuerbare Kapazitäten und Induktivitäten können durch Röhrenschaltungen^{12, 13} gebildet werden. Bei trägheitsloser Steuerung sind sie bis zu höchsten Zeichenfrequenzen verwendbar. Allerdings ist der steuerbare Blindstrom und damit ΔC bzw. ΔL bei gegebener Schwingkreisspannung durch die Röhrenleistung begrenzt.

Im Gebiet der Dezimeterwellen, also bei sehr hohen Trägerfrequenzen, kann man ohne besondere Frequenzsteuerröhre einen genügend großen Frequenzhub durch Steuerung des Arbeitspunktes der Schwingröhren erzielen. Beim Bremsfeldsender bestimmt die positive Gittergleichspannung U unmittelbar die Frequenz Ω nach der Gleichung: $\Omega = \text{const} \sqrt{U}$. Beim Magnetron kann die Frequenz durch Spannungsänderung an den Anoden oder an besonderen Endplatten moduliert werden. Aber auch die Abhängigkeit der selbsterregten Frequenz einer normalen Triodenschaltung von den Betriebsspannungen genügt in diesem Gebiet zur Frequenzmodulation. Die Vorgänge hierbei werden als Ursachen störender Frequenzmodulation unten aufgeführt. Als elektrisch gesteuerte Induktivität läßt sich eine Spule mit Eisenkern verwenden, dessen Permeabilität durch Vormagnetisierung geändert wird. Eine unerwünschte Amplitudenmodulation kann bei allen diesen Verfahren entstehen, wenn die Steuerung der Blindwiderstände gleichzeitig große Änderungen des Schwingkreiswiderstandes bzw. der Entdämpfung bewirkt.

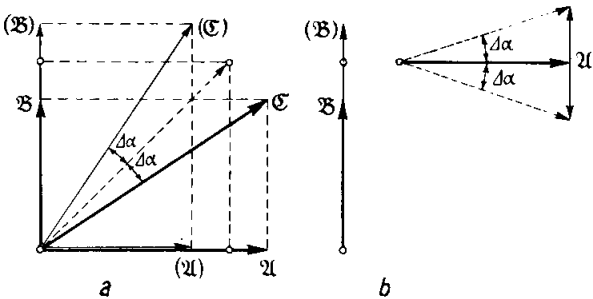


Bild 20. Erzeugung von Phasenmodulation aus Amplitudenmodulation mit um 90° versetzten Trägern.

b) Die Verfahren zur Phasenmodulation beruhen darauf, daß zwei um 90° phasenverschobene Träger-schwingungen gebildet werden. Entweder werden, wie in Bild 20a, diese beiden Schwingungen (Zeiger \mathcal{A} und \mathcal{B}) so im Gegentakt amplitudenmoduliert, daß der Summenzeiger \mathcal{C} pendelt¹⁴, oder es wird nur eine Schwingung \mathcal{B} (in Bild 20b) amplitudenmoduliert, der zugehörige Träger unterdrückt und die übrigbleibenden Seitenfrequenzen dem anderen 90° phasenverschobenen Träger \mathcal{A} addiert¹⁵.

In beiden Fällen ist der Phasenhub $\Delta\alpha$ gleich dem Amplitudenmodulationsgrad m der Schwingung \mathcal{A} und \mathcal{B} bzw. \mathcal{B} allein, wenn die zugehörigen Träger gleich groß sind. Mit diesen Schaltungen sind nur kleine Phasenhübe ($\Delta\alpha < 0,2$) ohne Verzerrung herstellbar. Durch nachfolgende Frequenzvervielfachung wird der Phasenhub $\Delta\alpha$ ebenfalls vervielfacht.

Ein Vorteil dieser Schaltungen ist, daß die unmodulierte Steuerstufe sehr frequenzstabil gebaut werden

kann, während bei den Kreisen mit gesteuerter Eigenfrequenz in Selbsterregung auch die mittlere Frequenz leichter wegläuft. Daher dienen solche Phasenmodulatoren auch zur Frequenzmodulation: Das Zeichen wird in einer Vorstufe integriert und die Träger-schwingung mehrmals vervielfacht, um den nötigen großen Phasenhub zu erzielen¹⁵.

c) Frequenz- und Phasenmodulation können auch als störende Erscheinungen auftreten, wenn z. B. die durch ein Zeichen oder durch Brummspannungen beeinflussten Betriebsspannungen eines Senders dabei gleichzeitig in unerwünschter Weise eine Frequenzänderung oder eine Phasendrehung des Trägers hervorrufen. Von den Betriebsspannungen abhängig ist vor allem die Röhren-Eingangskapazität infolge Raumladung. Bei Rundfunkröhren kann sie sich z. B. in der Größenordnung 1 pF ändern¹⁶. Ferner entsteht Frequenzmodulation durch spannungsabhängige, nicht phasenreine Rückkopplung¹⁷. Diese liegt dann vor, wenn die Belastung des Rückkopplungsweges mit dem Gittereingangswiderstand die Phase der Gitterspannung dreht, oder wenn die Röhrensteilheit durch die Elektronenlaufzeit einen Phasenwinkel bekommt¹⁸. Beide Phasenfehler werden durch einen entgegengesetzt gleichen Phasenwinkel φ des Schwingkreiswiderstandes ausgeglet, aber es erfolgt dabei eine Frequenzverwerfung $\Delta\Omega = -\frac{\tan\varphi}{2\cdot Q} \cdot \Omega$, wobei Q die Güte, Ω die Resonanzfrequenz des Kreises sind. Bei starker Rückkopplung tritt Abweichung vom sinusförmigen Schwingungszustand und ebenfalls eine amplitudenabhängige Frequenzverwerfung ein^{19, 20}. Schließlich können auch nachgeschaltete Röhren die Frequenz des Steuerkreises modulieren, wenn ihre Eingangskapazität oder ihr mit Phasendrehung angekoppelter Eingangswiderstand schwankt²¹. Dieser nimmt auch bei Vermeidung des Gitterstroms sehr kleine anodenspannungsabhängige Werte an, sobald die Elektronenlaufzeit eine Rolle spielt.

Die nachträgliche Phasenmodulation einer Schwingung kann in einer Modulatorstufe auftreten, wenn außer dem modulierten Elektronenstrom noch ein unmodulierter Strom mit 90° Phasenverschiebung z. B. über die Gitteranodenkapazität C_{ga} fließt. Um diesen Fall zu vermeiden, muß stets die Steilheit $S \gg |\Omega \cdot C_{ga}|$ sein.

2. Gleichrichtung bei Frequenz- und Phasenmodulation.

a) Im Empfänger (Bild 21) durchläuft die frequenzmodulierte Schwingung Hochfrequenz-Verstärkerstufen. Es kann aber auch Überlagerungsempfang mit einem Modulator und Zwischenfrequenzstufen angewendet werden, denn Phasen- und Frequenzhub behalten dabei den alten Wert. Die Bandbreite aller Kreise muß dem Seitenfrequenzspektrum entsprechend groß sein²². Dann folgt ein Amplitudenbegrenzer, der störende Amplitudenmodulation wegschneiden soll.

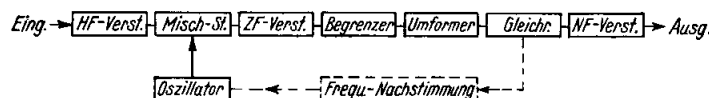


Bild 21. Die Stufen eines Frequenzmodulationsempfängers.

Die gew...
eine über...
geschaltete...
widersta...
dem Um...
Schwing...
richtung

Bild 2

Die K...
Fall die...
eines mö...
Gegentak...
Ausnutzu...
lationsgr...
Der Mitt...
Arbeitsp...
selbsttät...
telwert...
Flanke z...
trägheits...
quenzhub...
verringert

Die E...
nützt nich...
Seitenfre...
haltung...
gang bis...
für alle...
 $\tau = \text{const}$

$\varphi = \Omega \tau$
Phasenga...
im Übertr...
Amplitud...
des benut...

b) D...
dulations...
erkannte...
Amplitud...
gewendet

ist als di...
also der...
bewirkt...
kleinen...
empfang...

modulati...
und der...
ist der h...

von Nutz...
modulati...
größer al...

Die gewünschte Begrenzungskennlinie (Bild 22) liefert eine übersteuerte Röhre oder zwei gegeneinander geschaltete Gleichrichterstrecken (Dioden) mit Vorwiderstand. An einem frequenzabhängigen Widerstand, dem Umformer (Bild 23), erhält die frequenzmodulierte Schwingung eine Amplitudenmodulation, deren Gleichrichtung das Zeichen ergibt.

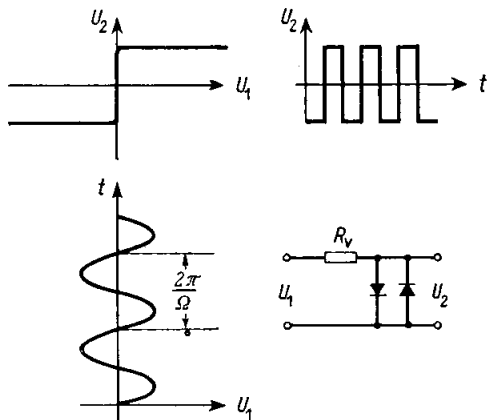


Bild 22. Kennlinie und Schaltung eines Amplitudenbegrenzers.
 $\frac{2\pi}{\Omega} =$ Hochfrequenzperiode.

Die Kennlinie des Umformers $U = f(\Omega)$ ist im einfachsten Fall die Flanke einer Resonanzkurve (Bild 23), die innerhalb eines möglichst geradlinigen Teiles angesteuert wird. Auch Gegentaktanordnungen werden angewendet. Der bei voller Ausnutzung des Frequenzhubs entstehende Amplitudenmodulationsgrad ist gleich dem Wirkungsgrad des Umformers. Der Mittelwert der gleichgerichteten Spannung hängt vom Arbeitspunkt auf der Flanke der Kennlinie ab und kann zur selbsttätigen Frequenznachstimmung dienen, so daß der Mittelwert der einfallenden Frequenz stets auf die Mitte der Flanke zurückgeführt wird. Macht man diese Nachstimmung trägheitslos, dann erhält man eine Gegenkopplung des Frequenzhubs, die die Verzerrungen an der Umformerkennlinie verringern kann²³.

Die Bedingung einer geradlinigen Umformerkennlinie genügt nicht zur Vermeidung von Verzerrungen. Das ganze Seitenfrequenzspektrum (vgl. Bild 8 Teil 1) muß unter Erhaltung der Amplituden- und Phasenverhältnisse vom Eingang bis zum Umformerkreis gelangen; höchstens darf eine für alle Frequenzen gleich große zeitliche Verschiebung $\tau = \text{const}$ eintreten. Daraus folgt für die Phasenverschiebung $\varphi = \Omega\tau$ die Bedingung: $\frac{d\varphi}{d\Omega} = \tau = \text{const}$, d. h. linearer Phasengang der Vorkreise einschließlich des Umformerkreises im Übertragungsbereich. Die Forderung nach Erhaltung der Amplitudenverhältnisse, also Amplitudengang = 0 innerhalb des benutzten Frequenzbandes, betrifft nur die Vorkreise.

b) Die Frequenzmodulation ist zur wichtigsten Modulationsart im Dezimeterwellengebiet geworden, seit man erkannte, daß ihre Störanfälligkeit u. U. geringer als bei Amplitudenmodulation ist^{15, 24, 25, 26, 27}. Im praktisch angewendeten Fall, bei dem der Frequenzhub $\Delta\Omega$ viel größer ist als die Zeichenfrequenz ω , ist der Phasenhub $\Delta\alpha = \frac{\Delta\Omega}{\omega}$, also der Modulationsgrad, viel größer als 1. Nach Bild 24 bewirkt eine Störschwingung der Frequenz $\Omega + \omega_s$ und der kleinen Amplitude a_s , die neben dem Träger (Ω, A) mit empfangen wird, eine gleichzeitige Amplituden- und Phasenmodulation, beide mit dem Störmodulationsgrad $m = \frac{a_s}{A}$ und der Modulationsfrequenz ω_s . Bei Amplitudenmodulation ist der höchste Nutzmodulationsgrad gleich 1, das Verhältnis von Nutz- zu Stör-Amplitude also gleich $1 : \frac{a_s}{A}$. Bei Frequenzmodulation ist der höchste Nutzmodulationsgrad aber viel größer als 1, nämlich gleich $\frac{\Delta\Omega}{\omega}$, daher das viel günstigere

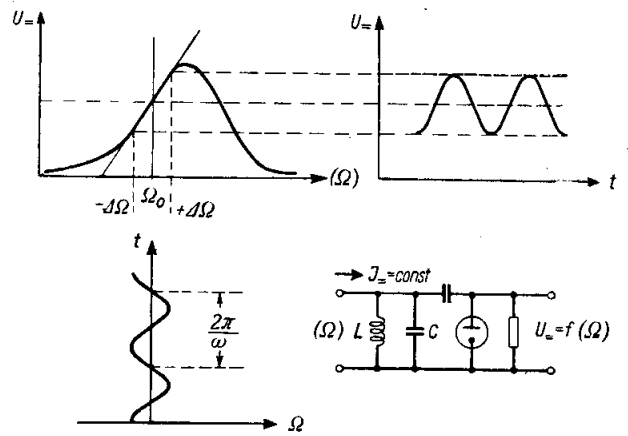


Bild 23. Resonanzkreis als Umformer von Frequenzmodulation in Amplitudenmodulation.
 $\frac{2\pi}{\omega} =$ Zeichenfrequenzperiode.

Nutz- zu Störverhältnis von $\frac{\Delta\Omega}{\omega} : \frac{a_s}{A}$, das mit abnehmender Zeichenfrequenz ω immer günstiger wird.

Falls ein ganzes Störspektrum auftritt, liegen die Verhältnisse ähnlich; allerdings verschwinden dann die Vorteile der Frequenzmodulation, sobald das Verhältnis von Nutz- zu Störmodulation einen gewissen Wert unterschreitet.

Leistungsmäßig haben Phasen- und Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation den Vorteil, daß die Endröhren ohne Rücksicht auf Amplitudenverzerrungen besser ausgenutzt werden können. Außerdem bleibt hier der Effektiv- und Spitzenwert des Stromes sowie die Leistung gleich hoch wie im unmodulierten Zustand, während bei Amplitudenmodulation diese Größen entsprechend dem Modulationsgrad ansteigen.

3. Messen des Phasen- und Frequenzhubs. a) Zur Messung des Phasenmodulationsgrades $\Delta\alpha$ und des Frequenzhubs $\Delta\Omega = \Delta\alpha \cdot \omega$ ist wie bei Amplitudenmodulation darauf zu achten, daß auf dem Übertragungsweg der Modulationsgrad nicht durch Verzerrung der Amplituden oder Phasen der Seitenfrequenzen gefälscht wird. Je nach der Größe des Phasenhubs gibt es verschiedene Meßmöglichkeiten²:

Große Phasen- und Frequenzhübe werden mit einem Frequenzmodulationsempfänger in eine frequenzgetreue Amplitudenmodulation übergeführt, wobei der Spitzenspannung ΔU des Zeichens hinter dem Umformer ein Frequenzhub $\Delta\Omega = \Delta U : \frac{dU}{d\Omega}$ entspricht.

$\frac{dU}{d\Omega}$ ist die Flankensteilheit der Umformerkennlinie $U = f(\Omega)$, die ausgemessen werden muß.

b) Sehr kleine Phasenhübe $\Delta\alpha < 0,1$ mißt man durch phasengetreue Umwandlung in Amplitudenhübe.

Nach Gutzmann wird der phasenmodulierten Schwingung \mathfrak{A} ein unmodulierter Träger \mathfrak{B} der gleichen Frequenz so zugesetzt, daß ihr Summenzeiger \mathfrak{C} nach Bild 25 senkrecht auf A_0 steht. Die Phasenmodulation von \mathfrak{A} wirkt als Amplitudenmodulation von \mathfrak{C} mit dem Modulationsgrad m_c . Der Phasenhub ist gleich $m_c \cdot \frac{|\mathfrak{C}|}{|\mathfrak{A}|}$. Eine geringe Amplitudenmodulation von \mathfrak{A} wird nicht mitgemessen, da sie als Phasenmodulation von \mathfrak{C} erscheint.

c) Für mittlere Phasenhübe bis $\Delta\alpha = 1$ eignen sich die Verfahren, die die Phasenpendelung unmittel-

bar auf dem Schirm einer Braunschen Röhre sichtbar machen. Auch hierbei ist ein unmodulierter Träger der gleichen mittleren Frequenz Ω_0 nötig.

Die phasenmodulierte Spannung $\mathfrak{U} = A \cdot \cos(\Omega t + \Delta\alpha \cdot \cos(\omega t) + \varphi)$ liege am senkrechten, die Hilfsspannung $\mathfrak{B} = B \cdot \cos(\Omega t)$ am waagerechten Plattenpaar. Sind beide Spannungen in Phase ($\Delta\alpha = 0, \varphi = 0$), dann läuft der Leuchtfleck auf einer schrägen Geraden (Bild 26). Jede Phasenabweichung φ verschiebt den Nulldurchgang von \mathfrak{U} um die Strecke $B \cdot \sin \varphi$. Aus der Geraden wird eine Ellipse. Eine Phasenmodulation ergibt eine Ellipsenschar, deren Breite

ein Minimum ($= B'$) wird, wenn φ gleich 0 ist. In diesem Fall ist $\Delta\alpha = \arcsin \frac{B'}{B}$. Auch dieses Verfahren läßt sich bei gleichzeitiger Amplitudenmodulation anwenden; zwar schwankt dann noch die Höhe der Ellipsenschar in y -Richtung, aber die Breite des Abschnitts B' in x -Richtung bleibt unverändert.

Schließlich läßt sich auch durch Messung des Frequenzspektrums der Phasen- bzw. Frequenzmodulationsgrad ermitteln; in eindeutiger Weise aber nur, wenn keine Amplitudenmodulation überlagert ist.



Bild 24. Phasen- und Amplitudenmodulation des Trägers A durch die Störschwingung ω_s .

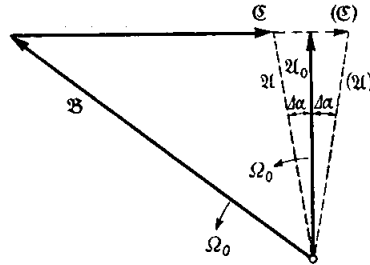


Bild 25. Umwandlung kleiner Phasenmodulation des Trägers \mathfrak{U} in Amplitudenmodulation von \mathfrak{C} . \mathfrak{B} = Hilfsträger.

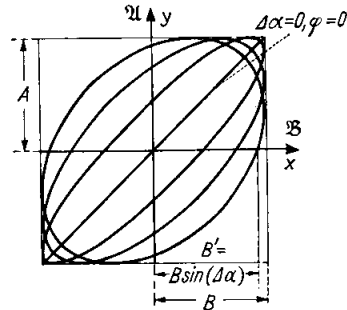


Bild 26. Zwei Schwingungen gleicher Frequenz als Ablenkspannungen an der Braunschen Röhre. Schwingung \mathfrak{U} ist phasenmoduliert um $\pm \cdot \Delta\alpha$. \mathfrak{B} ist mit dem Mittelwert von \mathfrak{U} in Phase.

Schrifttum.

1. H. Barkhausen, Lehrbuch der Elektronenröhren. Bd. 2 u. 4, 4. Aufl., Leipzig: S. Hirzel 1933, 1937. — 2. O. Zinke, Hochfrequenz-Meßtechnik. 1. Aufl., Leipzig: S. Hirzel, 1938. — 3. H. Brückmann, Der Begriff „Modulation“ in der Hochfrequenztechnik und die Messung des Modulationsgrades. *Telegr.- u. Fernspr.-Techn.* **24** (1935), S. 17/20. — 4. H. Chireix, High power outphasing modulation. *Proc. Inst. Rad. Engrs.* **23** (1935), S. 1370/92. — 5. O. Henkler, Über Modulationschaltungen für Trägerfrequenzsystem. *Europ. Fernsprechdienst* **54** (1940), S. 15/18. — 6. A. Schmid, Die Wirkungsweise der Ringmodulatoren. *Veröff. Nachr.-Techn.* **6** (1936), 3. Folge, S. 145/63. — 7. H. G. Thilo und H. Koschel, Die Wirkungsweise des Verzerrungsmeßplatzes für Rundfunkleitungen. *Siemens-Z.* **18** (1938), S. 273/79. — 8. H. Roder, Über Frequenzmodulation. *Telefunkenztg.* **10** (1929), H. 53, S. 40/54. — 9. D. Thierbach und A. Schmid, Zwölfkanalträgerfrequenzsystem für unbelastete Kabelleitungen. *Veröff. Nachr.-Techn.* **9** (1939), 3. Folge, S. 65/72. — 10. H. E. Wehrlin, Grundlagen der Modulation mit veränderlichem Trägerwert (Hapug). *Lorenz-Ber.* (1935), H. 5, S. 2/47. — 11. H. Riegger, Zur Theorie des Lautsprechers. *Wiss. Veröffentl. a. d. Siemens-Konzern* **3** (1923/24), H. 2, S. 67/100. — 12. R. Feldtkeller, Spannungsgesteuerte Scheinwiderstände. *Telegraphen- u. Fernsprechtechnik* **27** (1938), S. 205/10. — 13. E. Thon, Der Verlustwinkel der spannungsgesteuerten Kapazität. *Telegraphen- u. Fernsprechtechnik* **28** (1939), S. 344/54. — 14. M. G. Crosby, Communication by phase modulation. *Proceedings Inst. Rad. Engrs.* **27** (1939), S. 125/36. — 15. E. H. Armstrong, A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation. *Proc. Inst. Rad. Engrs.* **24** (1936), S. 689/740. — 16. E. Kettel, Telefunkenröhre, Sonderheft 1938, S. 105. — 17. G. H. Stevenson, Stabilized feedback oscillators. *Bell system techn. journ.* Vol. **17** (1938), S. 458/74. — 18. H. Zuhrt, Theorie und Messung von Ultrakurzwellenröhren. *Telegraphen- und Fernsprechtechnik* **28** (1939), S. 37/44. — 19. E. Reichert, Entartung sinusförm. Schwingungen, Diss. Dresden 1933. — 20. F. W. Gundlach, Die Modulation von Hochfrequenzsendern durch Amplitudenbegrenzung. *Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik* **53** (1939), S. 10/18. — 21. M. J. O. Strutt und A. v. d. Ziel, Erweiterung der bisherigen Messungen der Admittanzen von Hochfrequenzverstärkerröhren bis 300 Mega-Hertz. *Elektr. Nachrichtentechnik* **14** (1937), S. 75/80 u. S. 281/93. — 22. H. Roder, Effects of tuned circuits upon a frequency modulated signal. *Proc. Inst. Rad. Engrs.* Vol. **25** (1937), S. 1617/47. — 23. J. G. Chaffee, The application of negative feedback to frequency-modulation systems. *Bell system techn. journ.* Vol. **18** (1939), S. 404/37. — 24. M. G. Crosby, Frequency modulation noise characteristics. *Proc. Inst. Rad. Engrs.* Vol. **25** (1937), S. 472/514. — 25. J. R. Carson und Th. C. Fry, Variable frequency electric circuit theory with application to the theory of frequency-modulation. *Bell system techn. journ.* Vol. **16** (1937), S. 513/40. — 26. E. H. Plump, Störminderung durch Frequenzmodulation. *Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik* **52** (1938), S. 73/80. — 27. H. Zuhrt, Die Störminderung bei Frequenzmodulation in Abhängigkeit von der Amplitudenbegrenzung. *Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik* **54** (1939), S. 37/44. — 28. F. Vilbig, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Leipzig 1940 (mit ausführlichem Schrifttumverzeichnis). — 29. Jahnke-Emde, Funktionentafeln. Leipzig 1933.

diesem
ßt sich
; zwar
y-Rich-
g bleibt

es Fre-
modula-
er nur,
st.

Zinke,
Hoch-
nreix,
lations-
eise der
gsweise
zmodu-
tem für
Modu-
es Lauf-
steuerte
r span-
ation by
distur-
Kettel,
. Journ.
Fern-
— 20.
Elektro-
ttanzen
— 22.
7/47. —
Vol. 18
(1937),
eory of
ch Fre-
bei Fre-
— 29.

Über die Behandlung der Stabilität mechanisch-elektrischer Regelsysteme .

Von W. Artus

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus

„Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus den Siemens-Werken“ XX. Band, 1. Heft

Inhaltsübersicht.

- | | |
|---|---|
| I. Allgemeines.
Definition mechanisch-elektrischer Regelsysteme. | mechanischer Elemente auf die Übertragungseigenschaften des Regelkreises. |
| II. Die Umwandlung mechanisch-elektrischer Systeme in rein elektrische Systeme bei Antrieb durch magnetische Feldkräfte.
Umbildung bei hin- und hergehender Bewegung.
Umbildung bei Drehbewegung. | V. Die Frequenztransformation im Regelkreis.
VI. Stabilität.
VII. Methoden zur Stabilisierung.
Stabilisierung durch Erhöhen der Dämpfung.
Stabilisierung durch Phasenrückdrehung (Rückführung). |
| III. Die komplexe Darstellung des Stellgliedes. | VIII. Anhang.
Kohledruckregler (Zahlenbeispiel). |
| IV. Der Einfluß zusätzlicher elektrischer oder | Zusammenfassung. Schrifttum. |

I. Allgemeines.

Die Stabilität ist für eine selbsttätige Regeleinrichtung von großer Bedeutung. Zur Untersuchung der Stabilität sind sowohl für mechanische, als auch für elektrische Regeleinrichtungen Methoden bekannt geworden, die eine solche Nachprüfung gestatten. Bei der Behandlung der Stabilität mechanisch-elektrischer Regelsysteme treten im Regelkreis sowohl elektrische als auch mechanische Größen auf. Man hat deshalb versucht, die mechanischen Eigenschaften des Reglers durch elektrische Größen darzustellen [1]¹⁾. Es wird hierzu von einem massefrei gedachten Regler ausgegangen und gezeigt, daß sich ein derartiger Regler, der nur Reibungsverluste hat, durch eine Kapazität und einen Widerstand darstellen läßt. Die Berücksichtigung der Masse führt jedoch auf Elemente, die nicht mehr realisierbar sind. Neuerdings wird auf die bekannten Entsprechungen zwischen mechanischen und elektrischen Größen hingewiesen [2]. Im folgenden wird das vollständige elektrische Ersatzbild einer mechanisch-elektrischen Regeleinrichtung hergeleitet. Aus der vierpolmäßigen Betrachtung der Übertragungsgröße des rein elektrischen Ersatzbildes können in einfacher Weise die Stabilität sowie Wege zur Stabilisierung angegeben werden.

D 88. Arbeit zur Erlangung des Grades eines Dr.-Ingenieurs der Technischen Hochschule Berlin.
1) Die eingeklammerten schrägen Zahlen beziehen sich auf das Schrifttum am Schluß der Arbeit.

Definition mechanisch-elektrischer Regelsysteme.

Bei mechanisch-elektrischen Regelsystemen treten im Regelkreis sowohl mechanische, als auch elektrische Größen auf, die den Regelvorgang beeinflussen. Mechanisch-elektrische Systeme werden sowohl zur Regelung mechanischer, als auch elektrischer Größen verwendet. Bei der Regelung mechanischer Systeme geht man häufig dann zu mechanisch-elektrischen Regelungen über, wenn die Genauigkeit der Regelung wesentlich vergrößert werden soll. Beispielsweise bei der Regelung einer Kraftmaschine, die einen Generator mit sehr konstanter Drehzahl (Frequenz) antreiben soll (Vergleich der Drehzahl mit der Eigenfrequenz eines Resonanzkreises). In der elektrischen Regeltechnik haben mechanisch-elektrische Regler insbesondere für die Regelung von Gleichspannung und Gleichstrom große Bedeutung erlangt infolge ihres einfachen Aufbaues und ihres betriebssicheren Arbeitens. Die bekanntesten dieser Regler sind die Kohledruckregler und die Wälzregler. Diese Regler sind gewöhnlich astatisch, d. h. die Regelgenauigkeit des Systems hängt nicht — wie beim

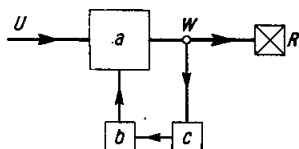


Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau einer mechanisch-elektrischen Regeleinrichtung zur Regelung einer elektr. Größe. a = Stellglied, b = mechanisches System, c = elektrischer Antrieb, R = Verbraucher.

astatischen Regler — vom Regelzustand des Systems ab. Da es rein elektrische astatische Regler bisher nicht gibt, hat auch diese Eigenschaft der Regler dazu beigetragen, neben den rein elektrischen Reglern mit Erfolg bestehen zu können.

Bei der Vielzahl mechanisch-elektrischer Regler ist es in dieser Arbeit nicht möglich, für jeden Regler ganz allgemein gültige Beziehungen aufzustellen. Die Gedankengänge sollen deshalb am Beispiel des astatischen Kohledruckreglers durchgeführt werden. Im Bedarfsfalle können sie dann auf ein beliebiges mechanisch-elektrisches System übertragen werden. Ein derartiges mechanisch-elektrisches Regelsystem hat den in Bild 1 gezeigten grundsätzlichen Aufbau. Die elektrische Regelgröße W soll auf einen konstanten Sollwert W_s geregelt werden. Hierzu wird in die Regelstrecke ein Stellglied a eingeschaltet. Dieses Stellglied besteht im allgemeinen aus einem veränderlichen Widerstand und wird durch ein mechanisches System b beeinflusst, das bei Abweichungen der Regelgröße W vom Sollwert W_s elektrisch angetrieben wird (c). Wenn man nach der Art der Bewegung des mechanischen Systems unterscheidet, so kommen 2 Arten von Reglern vor. Bei dem einen Aufbau führt das mechanische System eine hin- und hergehende Bewegung aus, beim anderen eine Drehbewegung.

Der Regler spricht auf die Veränderung der Regelgröße W an. Um diese Veränderung festzustellen, vergleicht man die Regelgröße W laufend mit dem vom Sollwertgeber gelieferten Sollwert W_s . Bei den betrachteten astatischen mechanisch-elektrischen Regeleinrichtungen besteht der Sollwert in einem definierten Gleichgewichtszustand des mechanischen Systems. Dieses hat, wenn die Durchflutung (AW) der Antriebswicklung dem gewünschten Sollwert entspricht, eine von der Auslenkung (Hub x , Drehwinkel φ , Bild 2 und 3) unabhängige Gleichgewichtslage. Je nach der Bemessung der Wicklung der Antriebsspule bezeichnet man die Regler als Spannungs- oder Stromregler. Da der grundsätzliche Verlauf des Regelvorganges nicht von der Art der Regelgröße abhängt, genügt es im folgenden, einen Reglertyp zu behandeln. Hierzu wird der Spannungsregler gewählt.

Zur Behandlung der Stabilität mechanisch-elektrischer Regeleinrichtungen wird das System rechnerisch in ein einheitlich elektrisches System übergeführt.

II. Die Umwandlung mechanisch-elektrischer Systeme in rein elektrische Systeme bei Antrieb durch magnetische Feldkräfte¹⁾.

Das mechanisch-elektrische System kann in ein einheitlich mechanisches oder ein einheitlich elektrisches System umgebildet werden. Welche Art von Umbildung im einzelnen gewählt wird, ist gleichgültig. Im nachfolgenden soll jedoch nur die Umbildung des mechanischen Teiles des Regelsystems in ein entsprechendes elektrisches System näher behandelt werden. Die Veranlassung hierzu liegt darin, daß die Stabilitätskriterien zuerst für elektrische Systeme klarer erkannt und in einfacher Weise dargestellt worden sind. Der elektrische Antrieb der bekannten mechanisch-elektrischen Regeleinrichtungen erfolgt durch magnetische Feldkräfte. Damit ergibt sich eine eindeutige Umbildung der betrachteten Systeme. Die Umwandlung ist möglich für lineare Systeme, die keinen veränderlichen äußeren Feld- oder Beschleunigungskräften unterliegen. In linearen Systemen können sowohl Massenbeschleunigungskräfte, als auch elastische und Reibungskräfte wirken. Die Anwendung des Verfahrens auf nichtlineare Systeme ist möglich, sofern man die Betrachtung auf Teilgebiete, für die das System als linear bezeichnet werden kann, beschränkt.

Für die hin- und hergehende Bewegung sind Sätze zur Umbildung mechanischer Systeme in elektrische unter Berücksichtigung des Antriebes bekannt [3]. Die Ergebnisse sollen, auf die Drehbewegung erweitert, in Form von Zahlentafeln kurz angegeben werden. Außer den in Bild 2 und 3 gezeigten Anordnungen sind beliebig andere möglich. Die Umbildung dieser Systeme kann sinngemäß an Hand der Zahlentafeln erfolgen. Es ist dabei zu beachten, daß mechanischen Elementen, die sich mit gleicher Geschwindigkeit bewegen, im elektrischen Ersatzschaltbild Elemente entsprechen, die an gleicher Spannung liegen, also parallel geschaltet sind.

Umbildung bei hin- und hergehender Bewegung.

Die Gesichtspunkte für das Aufzeichnen des elektrischen Ersatzschaltbildes aus dem mechanischen System gehen aus Bild 2 hervor. Die Kraftquelle p wirkt auf die Feder mit der Nachgiebigkeit h , auf die Masse m und auf den Reibungswiderstand k . Die Punkte 1 sind fest, der Punkt 2 beweglich. Die Masse m wird im Ersatzbild stets zwischen den entsprechenden bewegten Punkt und den festen Punkt „eingeschaltet“. Infolge des elektrischen Antriebes (Magnetspule M in Bild 2) erzeugt der Strom I ein Magnetfeld, das auf das mechanische System die Kraft p überträgt:

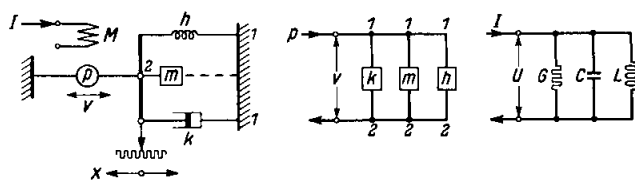


Bild 2. Umbildung des mechanischen Systems eines Reglers mit hin- und hergehender Bewegung und magnetischem Antrieb in ein elektrisches System. Links: Aufbau des Reglers; Mitte: mechanisches Ersatzbild, rechts: elektrisches Ersatzbild.

$$p = c \cdot I. \quad (1)$$

¹⁾ Sämtliche Gleichungen sind Großgleichungen.

Bewegt sich das System mit der Geschwindigkeit v im Magnetfeld, so wirkt es auf das elektrische System zurück und erzeugt die Spannung:

$$U = c \cdot v. \quad (2)$$

Für den magnetischen Antrieb besteht also zwischen den Strömen und den Kräften bzw. zwischen den Spannungen und den Geschwindigkeiten Proportionalität. Der Umrechnungsfaktor für die Widerstände ergibt sich aus der Beziehung:

$$\frac{p}{v} = c^2 \cdot \frac{I}{U} = c^2 \cdot G. \quad (3)$$

(c = Konstante, G = Leitwert des elektrischen Widerstandes.)

Zwischen den mechanischen Größen h, m, k und den entsprechenden Größen L, C, G besteht der in der Zahlentafel 1 angegebene Zusammenhang.

Zahlentafel 1. Zusammenhang zwischen den mechanischen Größen und den entsprechenden elektrischen Größen für die geradlinige Bewegung.

Mechanische Größe	Benennung	Elektrische Entsprechung für magnetischen Antrieb		
		Benennung	Elektrische Größe	Umrechnung
$p = m \cdot \frac{dv}{dt}$	Kraft	Strom	$I = C \cdot \frac{dU}{dt}$	$I = \frac{p}{c}$
$v = h \cdot \frac{dp}{dt}$	Geschwindigkeit	Spannung	$U = L \cdot \frac{dI}{dt}$	$U = c \cdot v$
$k = \frac{p}{v}$	Bewegungswiderstand	Leitwert	$G = \frac{I}{U}$	$G = \frac{k}{c^2}$
m	Masse	Kapazität	C	$C = \frac{m}{c^2}$
h	Nachgiebigkeit	Induktivität	L	$L = h \cdot c^2$

Eine mechanische Hebelübersetzung kann durch eine elektrische Transformation dargestellt werden.

Umbildung bei Drehbewegung.

Bei der Drehbewegung tritt an die Stelle der Kraft p das Drehmoment M_d , an die Stelle der Geschwindigkeit v die mechanische Winkelgeschwindigkeit $\omega_m = 2\pi \cdot n$ (n = Drehzahl). Der Masse m entspricht das Trägheitsmoment ϑ , der Nachgiebigkeit h die Torsionsfähigkeit τ ,

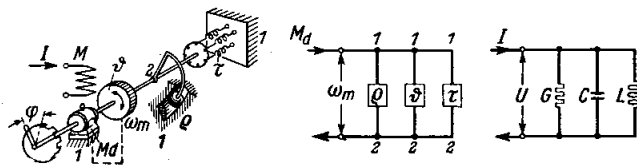


Bild 3. Umbildung des mechanischen Systems eines Reglers mit Drehbewegung und magnetischem Antrieb in ein elektrisches System. Links: grundsätzlicher Aufbau des Reglers, Mitte: mechanisches Ersatzbild, rechts: elektrisches Ersatzbild.

dem Reibungswiderstand k der hin- und hergehenden Bewegung ein Reibungswiderstand ϱ der Drehbewegung. Zur Aufzeichnung des mechanischen Schaltbildes geht man von der Welle aus, die das Drehmoment überträgt. Sie ist der eine Punkt (2 in

Bild 3), von dem aus die Drehmomente übertragen werden, gegenüber den ruhenden Punkten 1, wobei zwischen dem Trägheitsmoment und seinem entsprechenden Ruhepunkt ebenfalls eine gedachte Verbindung besteht. Dem in Bild 3 gezeichneten elektrischen Ersatzschaltbild liegt auch hier der angedeutete Antrieb durch magnetische

Feldkräfte zugrunde. Zwischen dem Strom I , den der Motor aufnimmt und dem von seiner Welle abgegebenen Drehmoment M_d besteht der Zusammenhang:

$$M_d = c \cdot I. \quad (4)$$

Das mechanische System wirkt infolge Rotation mit der Winkelgeschwindigkeit ω_m auf das elektrische System zurück und erzeugt eine Gegenspannung:

$$U = c \cdot \omega_m. \quad (5)$$

Zur Umrechnung der Widerstände dient die Beziehung:

$$\frac{M_d}{\omega_m} = c^2 \cdot \frac{I}{U} = c^2 \cdot G. \quad (6)$$

Bei Drehbewegung und Antrieb durch magnetische Feldkräfte entspricht dem mechanischen Drehmoment der elektrische Strom und der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_m die elektrische Spannung.

Der Zusammenhang zwischen den mechanischen Größen τ , ϑ , ϱ und den elektrischen Größen L , C , G ist in Zahlentafel 2 dargestellt.

Zahlentafel 2. Zusammenhang zwischen den mechanischen Größen und den entsprechenden elektrischen Größen für die Drehbewegung.

Mechanische Größe	Benennung	Elektrische Entsprechung für magnetischen Antrieb		
		Benennung	Elektrische Größe	Umrechnung
$M_d = \vartheta \frac{d\omega_m}{dt}$	Drehmoment	Strom	$I = C \cdot \frac{dU}{dt}$	$I = \frac{M_d}{c}$
$\omega_m = \tau \frac{dM_d}{dt}$	Mechan. Winkelgeschwindigk.	Spannung	$U = L \cdot \frac{dI}{dt}$	$U = c \omega_m$
$\varrho = \frac{M_d}{\omega_m}$	Bewegungswiderstand	Leitwert	$G = \frac{I}{U}$	$G = \frac{\varrho}{c^2}$
ϑ	Massen-Trägheitsmoment	Kapazität	C	$C = \frac{\vartheta}{c^2}$
τ	Torsionsfähigkeit	Induktivität	L	$L = \tau \cdot c^2$

Dem Einschalten von Getrieben zwischen 2 Wellen entspricht eine elektrische Transformation.

Die in Bild 2 und 3 gezeichneten Spulen M deuten an, daß die Kraft p bzw. das Drehmoment M_d durch den Strom I hervorgerufen wird. M entspricht beispielsweise bei dem mechanisch-elektrischen Spannungsregler der Fühlspannungswicklung. Im allgemeinen haben diese Spulen selbst Verluste; das äußert sich darin, daß von der angelegten Spannung U in Bild 4 ein Teil zur Deckung der ohmschen und induktiven Spannungsabfälle an R und L verloren geht. Für die Regelsysteme nach Bild 1 ergibt sich dieses allgemein gültige Ersatzbild. Hierin bedeutet U die an das Magnetsystem bzw. an den Motor angelegte Spannung, I den hierbei fließenden Strom. \mathfrak{Z}_m ist der Scheinwiderstand des elektrischen Ersatzbildes für die mechanischen Teile des Systems, z. B. in Bild 2 und 3 der Scheinwiderstand der Parallelschaltung von G , C und L . Mit \mathfrak{Z} ist der Eingangs-Scheinwiderstand der Ersatz-

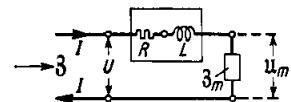


Bild 4. Berücksichtigung der Verluste des elektrischen Antriebes.

schaltung Bild 4 bezeichnet. Legt man an ein derartiges System eine Wechselspannung U , so steht nur der Betrag

$$u_m = U \cdot \frac{\mathfrak{z}_m}{\mathfrak{z}} \quad (7)$$

zur Auslenkung des Systems zur Verfügung.

In mechanisch-elektrischen Regelsystemen dient die Bewegung, die das mechanische System ausführt, dazu, einen in die Regelstrecke eingeschalteten Widerstand (das Stellglied) zu verändern. Da die von diesem Widerstand hervorgerufene Spannungsänderung über die Regelstrecke auch auf den elektrischen Teil der Regeleinrichtung zurückwirkt, soll sein Einfluß auf die Eigenschaften des Systems näher untersucht werden.

III. Die komplexe Darstellung des Stellgliedes.

Durch die Spannung u_m [Gl. (7)] wird die Bewegung des Systems eingeleitet. Mit dieser Bewegung fest gekoppelt ist das Stellglied. Dann muß sich die Bewegung

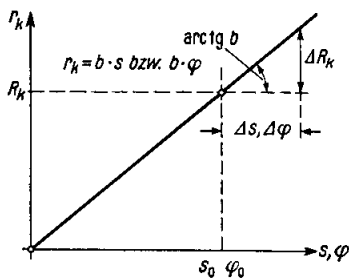


Bild 5. Statische Kennlinie des Stellgliedes.

des Systems in einer charakteristischen Änderung des Stellwiderstandes ausdrücken. Für die Beeinflussung des Regelvorganges sind nur die Spanngrößen von Bedeutung. Es können also im Eingang der Regeleinrichtung (elektrischer Antrieb) an die Stelle der bisher auftretenden Größen u , u_m , die entsprechenden Spanngrößen Δu , Δu_m treten. Im Normalzustand fließt unter dieser Bedingung dem Scheinwiderstand \mathfrak{z} ein Strom $\Delta I = 0$ zu. Tritt am Verbraucherwiderstand R des Bildes 1, an dessen Klemmen die Spannung konstant gehalten werden soll, eine kleine Spannungsänderung auf,

so wird ein Regelvorgang eingeleitet, dessen Ablaufgeschwindigkeit der Größe der auftretenden Spannungsänderung proportional ist ($\Delta u_m = c \cdot \Delta v$ bzw. $c \cdot \Delta \omega_m$). Dieser Art von mechanisch-elektrischen Reglern entsprechen die rein mechanischen

Regler mit Stellgeschwindigkeitszuordnung.

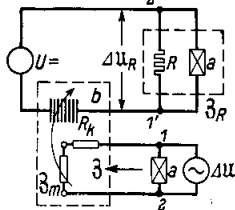


Bild 6. Der aufgetrennte Regelkreis eines Spannungsreglers.

a = Leitungsabschluß,
 b = Regler.

abschlüssen. In Bild 6 ist 1, 2 der Eingang des aufgetrennten Regelkreises. Die Punkte 1 und 1' bzw. 2 und 2' sind sonst miteinander verbunden. Das so betrachtete System ist ein Vierpol. Führt man nun von außen an Stelle der Spannungsänderung Δu_R eine Wechselspannung Δu zu, deren Frequenz einstellbar ist, so entsteht am mechanischen Ersatzbild der Spannungsabfall für die verschiedenen Frequenzen

$$\Delta u_m = \Delta u \cdot \frac{\mathfrak{z}_m}{\mathfrak{z}} \quad (7)$$

Der Spannungsabfall Δu_m ist der Ablaufgeschwindigkeit des mechanischen Einstellvorganges proportional (Zahlentafel 1 und 2). Es ist

$$\Delta u_m = c \cdot \Delta v \quad \text{bzw.} \quad c \cdot \Delta \omega_m.$$

Die unter dem Einfluß der Spannung hervorgerufene Auslenkung Δs bzw. $\Delta \varphi$ des mechanischen Systems ist

$$\Delta s \quad \text{bzw.} \quad \Delta \varphi = \frac{1}{c} \int \Delta u_m \cdot dt \quad (8)$$

und die hierdurch erzeugte Änderung ΔR_k des Stellwiderstandes mit den Bezeichnungen von Bild 5

$$\Delta R_k = \frac{b}{c} \int \Delta u_m \cdot dt. \quad (9)$$

Setzt man sinusförmigen Spannungsverlauf ($\Delta u = \Delta u_0 \cdot e^{j\omega t}$) voraus, so wird

$$\Delta R_k = -j \frac{b}{c \cdot \omega} \Delta u_m \quad (10)$$

ausgedrückt durch Gl. (7)

$$\Delta R_k = -j \frac{b}{c \cdot \omega} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_m}{\mathfrak{Z}} \Delta u, \quad (11)$$

d. h. die Widerstandsänderung des Stellgliedes ist komplex, obwohl der Ableitung ein ohmscher Widerstand zugrunde gelegt wurde. Das komplexe Verhalten kommt durch die mit endlicher Geschwindigkeit erfolgende Bewegung des Widerstandes zustande.

Im stationären Zustand wird durch die Widerstandsänderung ΔR_k des Stellgliedes am Verbraucher eine Spannungsänderung Δu_R erzeugt vom Betrage

$$\Delta u_R = j \frac{U_{\omega=0}}{Z_g(\omega=0)} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_R}{\mathfrak{Z}_g} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_m}{\mathfrak{Z}} \cdot \frac{b}{c \cdot \omega} \Delta u. \quad (12)$$

(\mathfrak{Z}_g ist der Scheinwiderstand der gesamten Regelstrecke einschließlich \mathfrak{Z}_R .)

Diese Gleichung gilt nur für kleine Schwingungsamplituden, also wenn $\Delta R_k \ll \mathfrak{Z}_g$ ist. Das Verhältnis

$$\frac{\Delta u_R}{\Delta u} = \mathfrak{f} = k \cdot e^{j\alpha} \quad (13)$$

kennzeichnet die Übertragungseigenschaften der gesamten Regeleinrichtung. Mit Gl. (12) wird:

$$\mathfrak{f} = j \frac{b}{c \cdot \omega} \cdot \frac{U_{\omega=0}}{Z_g(\omega=0)} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_R}{\mathfrak{Z}_g} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_m}{\mathfrak{Z}}. \quad (14)$$

Der Übertragungsfaktor \mathfrak{f} ist infolge der komplexen Eigenschaften des mechanischen und elektrischen Systems ebenfalls komplex.

Es soll nun noch untersucht werden, inwieweit weitere frequenzabhängige Übertragungselemente, die im Regelkreis zusätzlich eingeschaltet werden, auf die Übertragungseigenschaften der gesamten Regeleinrichtung einwirken.

IV. Der Einfluß zusätzlicher elektrischer oder mechanischer Elemente auf die Übertragungseigenschaften des Regelkreises.

Die bisherigen Betrachtungen, die zur Erklärung des dynamischen Verhaltens der Regeleinrichtung dienen sollen, haben gezeigt, daß zwischen der auszuregelnden Spannungsänderung und der durch die Regelung erzeugten Regelspannung infolge der Eigenschaften des mechanisch-elektrischen Systems ein komplexes Verhältnis

besteht. Es interessiert in diesem Zusammenhang, wie andere Übertragungselemente, die sich zusätzlich im Regelkreis befinden, auf das dynamische Verhalten des Reglers einwirken. In Bild 7 ist in die Regelstrecke ein Vierpol eingeschaltet, der beispielsweise zur Unterdrückung von Oberwellen dienen kann. In derartigen Regelsystemen sind die Vierpole nur selten mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen.

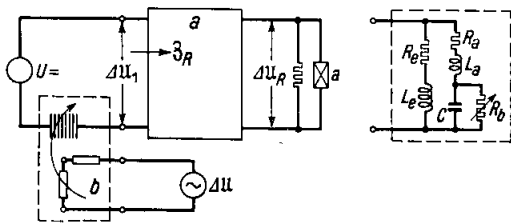


Bild 7. Regeleinrichtung mit zusätzlichen, frequenzabhängigen Elementen. a = Vierpol, b = Regler. Rechts: Ersatzschaltbild eines Nebenschlußmotors.

Dennoch liefert das vierpolmäßige Übertragungsmaß ein angenähertes, im allgemeinen sehr aufschlußreiches Ergebnis. Für die genaue Rechnung definiert man zweckmäßiger das Verhältnis

$$\xi_V = \frac{\Delta u_R}{\Delta u_1}, \quad (15)$$

das sich aus der Spannungsteilung ergibt. Dieses Verhältnis ist im allgemeinen komplex. Berücksichtigt man

die Übertragungseigenschaften des Vierpols, so setzen sie sich mit den Übertragungseigenschaften des Reglers $\xi_R = \frac{\Delta u_1}{\Delta u}$ multiplikativ zusammen:

$$\xi = \frac{\Delta u_R}{\Delta u} = \frac{\Delta u_R}{\Delta u_1} \cdot \frac{\Delta u_1}{\Delta u} = \xi_V \cdot \xi_R = k_V \cdot k_R \cdot e^{j(a_V + a_R)}. \quad (16)$$

Zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens der Regeleinrichtung genügt es also nicht, den Regler zu betrachten, sondern es müssen alle Elemente berücksichtigt werden, welche die Übertragungseigenschaften des Regelkreises beeinflussen. (Nur das resultierende Übertragungsmaß ist von Bedeutung.)

Die Übertragungseigenschaften des Systems können auch durch weitere mechanische Elemente verändert werden. Wird an Stelle des Verbraucherwiderstandes in Bild 7 ein Gleichstrommotor eingeschaltet, so kann dieser durch ein elektrisches Ersatzbild dargestellt werden. In Bild 7 rechts ist das Ersatzbild eines Nebenschlußmotors dargestellt. R_e bzw. R_a entspricht dem ohmschen Widerstand, L_e bzw. L_a der Induktivität der Erreger- bzw. Ankerwicklung, C dem Trägheitsmoment des Ankers, R_b der mechanischen Belastung. In diesem Falle sind insbesondere im Leerlauf $R_b \rightarrow \infty$ die frequenzabhängigen Eigenschaften dieses Motors von Bedeutung für das dynamische Verhalten der Regeleinrichtung. Auch hier wird die resultierende Übertragungsgröße zweckmäßig aus der Spannungsteilung berechnet.

Mechanisch-elektrische Regelsysteme werden manchmal auch zur Regelung von Wechselstromgrößen verwendet. Bei einem Teil der Regler muß jedoch die Meßgröße eine Gleichspannung oder ein Gleichstrom sein. Man richtet deshalb die Wechselgröße gleich, bevor sie der Antriebsspule des Reglers zugeführt wird. Im Regelkreis einer derartigen Regeleinrichtung wirken also Gleich- und Wechselgrößen. Zur Behandlung der Stabilität muß dieser gemischte Kreis auf einen Kreis mit einheitlicher Frequenz zurückgeführt werden.

V. Die Frequenztransformation im Regelkreis.

Wechselgrößen werden durch Gleichrichter in die entsprechenden Gleichgrößen umgeformt. Die mathematische Behandlung eines verlustfreien (Sperrwiderstand ∞ , Durchlaßwiderstand 0) Vollweg-Gleichrichters führt auf unstetige Funktionen.

Andererseits ist es offenbar nicht statthaft, komplexe Widerstände von der Gleichstromseite unter Fortlassung des Gleichrichters auf die Wechselstromseite zu setzen, da sich beispielsweise eine Drosselspule auf der Gleichstromseite des Gleichrichters anders verhält, als wenn sie auf der Wechselstromseite eingeschaltet wird.

Um die bisherige komplexe Betrachtung des Regelkreises auch auf diese Systeme anwenden zu können, ist es notwendig festzustellen, unter welchen Voraussetzungen und wodurch die Eigenschaften des Gleichrichters ersetzt werden können.

Belastet man einen Vollweggleichrichter mit einem ohmschen Widerstand, so besteht zwischen dem Scheitelwert I_0 des zufließenden Wechselstromes und dem Gleichstrom I_- bei sinusförmiger Spannungskurve die Beziehung

$$I_- = \frac{I_0 \cdot 2}{\pi} \left(1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega_N t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_N t - \dots \right). \quad (17)$$

Der kommutierte Sinusstrom enthält außer dem Gleichstrom eine Summe von Wechselströmen. Um die Reihe [Gl. (17)] beim ersten Glied abbrechen zu können, wird für die weitere Betrachtung angenommen — was praktisch meistens zutrifft —, daß alle Oberwellen oberhalb der Netzfrequenz ω_N durch ein Filter unterdrückt werden, so daß im Ausgang des Gleichrichters ein reiner Gleichstrom fließt. Ein derartiger Gleichrichter kann als Frequenztransformator von der Netzfrequenz ω_N auf die Frequenz $\omega = 0$ aufgefaßt werden. Diese Transformation von ω_N auf $\omega = 0$ trifft für den statischen Zustand des Reglers zu.

Überlagert man der dem Gleichrichter zugeführten Wechselspannung eine Wechselspannung kleiner Amplitude und niedriger Frequenz ω_M gegen die Netzfrequenz, so überträgt der Gleichrichter diese Wechselspannung bildgetreu auf die Gleichstromseite. In diesem Falle wirkt der Gleichrichter als Frequenztransformator von der Netzfrequenz ω_N auf die Frequenz $0 < \omega_M < \omega_N$ der überlagerten Wechselspannung. Diese Transformation trifft für den dynamischen Zustand des Reglers zu.

Aus den beiden Betrachtungen folgt, daß für die hier vorliegenden Verhältnisse die Eigenschaften des beschriebenen Gleichrichters ersetzt werden können durch Frequenztransformation von der Frequenz ω_N auf die jeweiligen Frequenzen $0 < \omega_M < \omega_N$ (dynamischer Fall), die als Grenzfall auch die Transformation auf die Frequenz $\omega_M = 0$ (statischer Fall) mit einschließt.

Um Netzwerke von der Frequenz ω_N auf die Frequenz ω_M zu transformieren, gilt die allgemeine Transformationsbedingung [4], daß der Scheinwiderstand \mathfrak{B}' bzw. der Scheinleitwert \mathfrak{G}' bei der neuen Frequenz ω_M denselben Wert hat, als bei der ursprünglichen Frequenz ω_N .

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}'(\omega_M) &= \mathfrak{B}(\omega_N), \\ \mathfrak{G}'(\omega_M) &= \mathfrak{G}(\omega_N). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Die Frequenzen ω_M sind dieselben, für welche die komplexen Übertragungseigenschaften des Regelkreises betrachtet werden. Sie sind bei mechanisch-elektrischen Regelsystemen praktisch immer niedrig gegen die Netzfrequenz. Die Frequenztransformation erstreckt sich also von der Netzfrequenz ω_N auf Frequenzen in der Umgebung der Frequenz Null. Erwünscht wäre, wenn durch eine Transformation die Bedingung für alle Frequenzen $0 \leq \omega_M < \omega_N$ erfüllt werden könnte. Hierzu muß der Verlauf des Scheinwiderstandes \mathfrak{B}' bzw. des Scheinleitwertes \mathfrak{G}' in der Nähe

der Frequenz 0 gleich sein dem Verlauf des Scheinwiderstandes \mathfrak{B} bzw. des Scheinleitwertes \mathfrak{G} in der Nähe der Frequenz ω_N , also näherungsweise

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\mathfrak{B}'(\omega_M)}{d\omega} &= \frac{d\mathfrak{B}(\omega_N)}{d\omega}, \\ \frac{d\mathfrak{G}'(\omega_M)}{d\omega} &= \frac{d\mathfrak{G}(\omega_N)}{d\omega}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Der Gleichrichter transformiert nicht nur die Frequenz, sondern auch die Amplitude. Legt man an den Gleichrichter eine Wechselspannung U_{eff} , so ist der Betrag der entstehenden Gleichspannung

$$U_- = \sigma \cdot U_{\text{eff}}. \quad (20)$$

σ hängt von der Phasenzahl der Wechselspannung ab und ergibt sich beispielsweise für Einphasen aus Gl. (17) zu $\sigma = 0,9$. Entgegen der gewöhnlichen Transformation ergibt sich auch für die Ströme

$$I_- = \sigma \cdot I_{\text{eff}}. \quad (21)$$

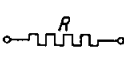
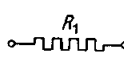
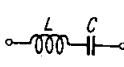
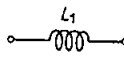
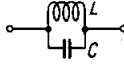
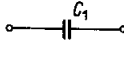
Für den ohmschen Widerstand gilt also

$$R_- = \frac{U_-}{I_-} = \frac{U_{\text{eff}}}{I_{\text{eff}}} = R_-, \quad (22)$$

d. h. das Übersetzungsverhältnis für die Widerstände ist 1:1.

Wendet man die Transformationssätze Gl. (18) und (19) auf verschiedene Netzwerke an, so erhält man den in Zahlentafel 3 aufgezeichneten Zusammenhang.

Zahlentafel 3. Transformation von Netzwerken von der Frequenz ω_N auf Frequenzen $\omega_M \approx 0$.

ω_N		$\omega_M \approx 0$	
	R		$R_1 = R$
	$\left. \begin{aligned} L \\ C \end{aligned} \right\} \omega_N^2 LC = 1$		$L_1 = 2L$
	$\left. \begin{aligned} L \\ C \end{aligned} \right\} \omega_N^2 LC = 1$		$C_1 = 2C$

Für den ohmschen Widerstand ist die Transformation trivial. Der Gleichstromwiderstand kann unter Fortfall des Gleichrichters als Widerstand des gleichen Betrages auf die Wechselstromseite eingeschaltet werden, wie auch aus Gl. (22) hervorgeht.

Der Scheinwiderstand eines Reihenresonanzkreises bei der Frequenz ω_N ist

$$\mathfrak{B}(\omega_N) = \omega_N L - \frac{1}{\omega_N C} = 0. \quad (23)$$

Geht man nach der Transformation von einem ähnlich aufgebauten Netzwerk aus, so muß nach Gl. (18) gelten:

$$\mathfrak{B}'(\omega_M) = \omega_M L_1 - \frac{1}{\omega_M C_1} = 0 = \mathfrak{B}(\omega_N). \quad (24)$$

Damit in dieser Gleichung $\frac{1}{\omega_M C_1}$ für $\omega_M \rightarrow 0$ zu Null wird, muß $C_1 \rightarrow \infty$ gehen. Der unendlich große Kondensator hat bereits bei sehr tiefen Frequenzen den Widerstand Null. Er bedeutet einen Kurzschluß. Es verbleibt also nur noch die Induktivität L_1 , die den Verlauf des Scheinwiderstandes bestimmt. Der Scheinwiderstand verläuft linear mit der Frequenz. Die Größe von L_1 ergibt sich aus Gl. (19)

$$\frac{d\left(\omega_N L - \frac{1}{\omega_N C}\right)}{d\omega} = \frac{d(\omega_M L_1)}{d\omega} \quad (19)$$

mit

$$\frac{1}{\omega_N^2 C} = L \quad (23)$$

zu

$$L_1 = 2L, \quad (25)$$

d. h. ein Reihenresonanzkreis auf der Wechselstromseite kann auf der Gleichstromseite durch eine Induktivität vom doppelten Betrage der Resonanzinduktivität ersetzt werden.

Analog erhält man für den Scheinleitwert des Parallelresonanzkreises bei der Frequenz ω_N

$$\mathfrak{G}(\omega_N) = \omega_N C - \frac{1}{\omega_N L} = 0. \quad (26)$$

Geht man nach der Transformation von einem ähnlich aufgebauten Netzwerk aus, so muß

$$\mathfrak{G}'(\omega_M) = \omega_M C_1 - \frac{1}{\omega_M L_1} = 0 = \mathfrak{G}(\omega_N) \quad (27)$$

sein; damit hierin der zweite Ausdruck verschwindet, muß $L_1 \rightarrow \infty$ gehen. Dann ist schon bei sehr tiefen Frequenzen die Leitfähigkeit Null, d. h. der Widerstand der Induktivität unendlich groß. Das bedeutet eine Unterbrechung. Der Verlauf des Scheinleitwertes ist nur noch durch die Kapazität C_1 bestimmt. Auch dieser Verlauf ist linear.

Mit Gl. (19)

$$\frac{d\left(\omega_N C - \frac{1}{\omega_N L}\right)}{d\omega} = \frac{d(\omega_M C_1)}{d\omega} \quad (19)$$

und

$$\frac{1}{\omega_N^2 L} = C \quad (26)$$

ergibt sich C_1 zu

$$C_1 = 2C, \quad (28)$$

d. h. ein Parallelresonanzkreis auf der Wechselstromseite kann auf der Gleichstromseite durch eine Kapazität vom doppelten Betrag der Resonanzkapazität ersetzt werden.

Diese Ergebnisse können auch aus einer Energiebetrachtung hergeleitet werden [5].

Eine Drossel oder eine Kapazität, also auch ein nicht abgestimmter Resonanzkreis auf der Wechselstromseite führt bei der Umbildung auf die Gleichstromseite auf nichtrealisierbare Elemente. Da alle auf der Gleichstromseite vorkommenden Elemente auf die Wechselstromseite abbildbar sind, transformiert man die Elemente der Gleichstromseite auf die Wechselstromseite. Hierdurch ergeben sich wegen der Verdoppelung der Elemente durch die Frequenztransformation meistens sehr komplizierte elektrische Systeme. Man begnügt sich deshalb häufig mit einer angenäherten Übertragung von der Wechselstromseite auf die Gleichstromseite.

Wie aus dem vollständigen Ersatzbild einer mechanisch-elektrischen Regelungseinrichtung die Stabilität beurteilt werden kann, soll nunmehr gezeigt werden.

VI. Stabilität [6].

In den vorhergehenden Abschnitten wurde die Umbildung der mechanisch-elektrischen Regeleinrichtung in ein rein elektrisches System mit der resultierenden Übertragungsgröße \check{f} gezeigt. Aus dem Verlauf der Übertragungsgröße in der komplexen \check{f} -Ebene (Bild 8) kann in einfacher Weise die Stabilität angegeben werden. Ergibt sich für $\check{f}_{(\omega)}$ kein geschlossener Kurvenzug, so werden die negativen Frequenzen für die Betrachtung hinzugezogen, die den konjugiert komplexen Verlauf für \check{f} (in Bild 8 gestrichelt) ergeben. Liegt nun der Punkt $1+j0$, wenn man auf der Randkurve in Richtung wachsender ω fortschreitet, rechts von der Kurve, so ist das System instabil. Entsprechend ist das System stabil, wenn der Punkt 1 links von der Kurve liegt. Die Begründung für diesen Satz geht darauf zurück, daß man für eine komplexe, analytische Funktion aus den Randwerten der Funktion $\check{f}_{(\omega)}$ die Singularitäten des umschlossenen Bereiches angeben kann:

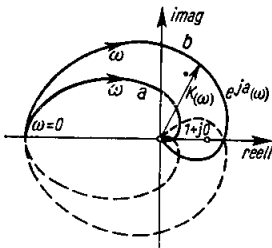


Bild 8. Die komplexe Übertragungsgröße \check{f} . a = stabil, b = instabil.

$$\Re\{f\} p = -\frac{1}{2\pi j} \oint \check{f}_{(\omega)} d\omega; \quad (p = \delta + j\omega).$$

Eine besonders einfach darstellbare Randkurve ergibt sich, wenn man als Randkurve in der Ebene der komplexen Frequenz p die imaginäre ω -Achse abbildet. Diese Abbildung führt auf die in der Elektrotechnik übliche Darstellung von Scheinwiderständen und Übertragungsgrößen, die sowohl der Rechnung, als auch der Messung in einfacher Weise zugänglich sind.

Im allgemeinen interessiert bei einer stabilen \check{f} -Kurve noch der Grad der Stabilität. Man kann ihn abschätzen durch Entwickeln der Funktion in der Nähe des Punktes 1 . Das Entwickeln der Funktion entspricht dem Ersetzen der Kreisfrequenz ω durch die komplexe Frequenz $p = \delta + j\omega$. Die Werte für δ können hierbei angenähert aus der Frequenzteilung der Kurven für $\delta = 0$ entnommen werden, da die Abbildung der p -Ebene auf die \check{f} -Ebene konform ist. Aus den Werten für δ und ω , die durch den Punkt 1 gehen, ist eine angenäherte Berechnung des Regelvorganges möglich. Tatsächlich tragen zum Regelvorgang alle Frequenzen zwischen $-\infty$ und $+\infty$ bei. Den Hauptanteil liefern jedoch die Frequenzen in der Nähe der reellen Achse.

Der Verlauf der \check{f} -Kurve ($\delta = 0$) ist bedingt durch die Elemente des Regelkreises. Aus dem Verlauf einer instabilen \check{f} -Kurve können Rückschlüsse gezogen werden, wie das System zu verändern ist, um seine Stabilisierung herbeizuführen. Diese Betrachtung führt auf die Stabilisierung von Regelsystemen.

VII. Methoden zur Stabilisierung.

Die grundsätzlichen Methoden zur Stabilisierung eines instabilen Regelsystems, bei denen die Güte der Regelung nicht beeinflusst wird, sind:

Stabilisierung durch Erhöhen der Dämpfung.

Stabilisierung durch Phasenrückdrehung (z. B. Rückführung).

Stabilisierung durch Erhöhen der Dämpfung.

Die einzelnen Werte der \check{f} -Kurve (Bild 8) können in Polarkoordinaten dargestellt werden.

$$\check{f} = k_{(\omega)} e^{j a(\omega)} = e^{\ln k_{(\omega)}} e^{j a(\omega)}. \quad (29)$$

In $k_{(\omega)}$ bezeichnet man, je nachdem ob es größer oder kleiner als 0 ist, als Verstärkung oder Dämpfung. a gibt die Phasendrehung bei den verschiedenen Frequenzen an. Um die un stabile Kurve b des Bildes 8 zu stabilisieren, kann die Dämpfung des Systems erhöht werden, beispielsweise durch Einschalten eines dämpfenden Vierpoles. Mathematisch ist die Dämpfung durch Multiplikation mit dem Faktor $e^{-\vartheta}$ darstellbar. Die neue Übertragungsgröße k_{ϑ} wird dann

$$k_{\vartheta} = k \cdot e^{-\vartheta} = e^{\ln k - \vartheta} e^{j(a + a_{\vartheta})}. \quad (30)$$

Durch die zusätzliche Dämpfung wird der Betrag $k_{(\omega)}$ der Vektoren verkleinert. ϑ kann reell oder komplex sein. Reelles ϑ hat eine Verschlechterung der Regengenauigkeit zur Folge und scheidet daher für diese Betrachtung aus. Bei komplexem ϑ ändert sich nicht nur der Betrag, sondern auch die Phase. Da die Phase als Funktion der Frequenz nach dem Reaktanztheorem bei passiven Vierpolen im allgemeinen zunimmt, muß die Dämpfung durch solche Vierpole erfolgen, die ein Minimum (90°) an Phasendrehung ergeben. Die minimale Phase ist bei vorgegebenem Dämpfungsverlauf angebbbar [7]. Es zeigt sich, daß, wie für den Durchlässigkeitsbereich von Filtern schon länger bekannt [8], zwischen Dämpfung und minimaler Phase ein allgemeiner Zusammenhang besteht. Trägt man das Phasenmaß a über der logarithmischen Frequenz auf, so ist die durch die Kurve und die Frequenzachse eingeschlossene (Phasen)-Fläche gleich dem Unterschied der Dämpfung b zwischen der Frequenz ∞ und 0:

$$\int_{-\infty}^{\infty} a d \left(\log \frac{\omega}{\omega_0} \right) = \frac{\pi}{2} (b_{\infty} - b_0).$$

$(\omega_0 = \text{Bezugsfrequenz.})$

Netzwerke mit verschiedenem Phasenverlauf, jedoch gleicher Phasenfläche, haben also gleichen Dämpfungsunterschied.

Netzwerke mit minimaler Phase sind die schon früher bekannten RX -Glieder [9]. Diese Vierpole (Bild 9

links) bestehen aus einem ohmschen Widerstand und einer Reaktanz X . Strebt die Dämpfung dem Wert ∞ zu, so drehen diese Glieder die Phase um 90° . Verwendet man derartige Vierpole zur Stabilisierung, so kann der Widerstand R oder die Reaktanz X aus dem Verlauf der Größe k bestimmt werden. In Bild 9 rechts sind auf der un stabilen k -Kurve die Frequenzen $\omega_1 \dots 7$ aufgetragen. Bei der Frequenz ω_1 hat das System die Übertragungsgröße k_1 . Da das Filter um max. 90° weiterdreht, muß die Spannungsteilung des einzuschaltenden Filters bei der Frequenz ω_1

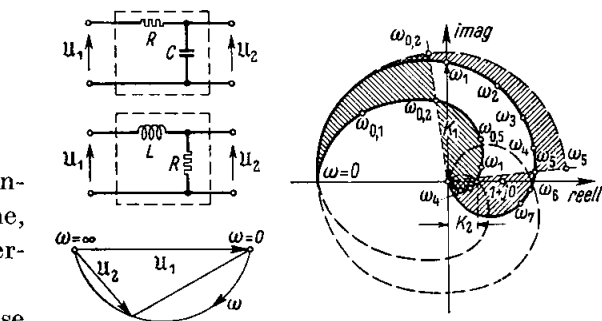


Bild 9. Vierpole minimaler Phase (links) zur Stabilisierung (rechts).

$$\left| \frac{u_2}{u_1} \right|_{\omega_1} = \frac{k_2}{k_1}, \quad k_1 > 1 \quad (31)$$

sein. k_2 ist kleiner als 1 und stellt die zulässige reelle Übertragungsgröße dar. Nun ist für das RC -Glied:

$$\left. \begin{aligned} \left| \frac{u_2}{u_1} \right| &= \left| \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \right|, \\ \left| \frac{u_2}{u_1} \right| &= \left| \frac{R}{R + j\omega L} \right|. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

und für das LR -Glied

Da stets eine der beiden Größen R und X durch den Abschluß des Vierpols festgelegt ist, ergibt sich die andere Größe aus den Beziehungen (31) und (32) für die kritische Frequenz ω_1 , bei der k_1 geprüft werden muß.

Die Stabilisierung durch Dämpfungsglieder führt auf die Erniedrigung der Grenzfrequenz des Regelkreises. In Bild 9 rechts liegt die Grenzfrequenz des unstabilen Systems bei ω_5 , die des stabilen bereits bei $\omega_{0,2}$. Diese Erniedrigung der Grenzfrequenz hat größere Übergangszeiten und damit auch größere Regelzeiten zur Folge. Nach den von K. Küpfmüller [10] aufgestellten Stabilitätsbedingungen entspricht die Dämpfungsstabilisierung dem Vergrößern der Übergangszeit gegenüber der Laufzeit. Durch das RX -Glied wird zwar auch die Laufzeit (Phasenmaß a) vergrößert — die Phasendrehung oberhalb ω_1 beträgt max. 90° —, jedoch wird die Grenzfrequenz mehr erniedrigt als die Laufzeit erhöht wird.

Bei der praktischen Ausführung derartiger Stabilisierungsglieder ergeben sich manchmal sehr große Elemente. Für diese Fälle ist es günstig, das Dämpfungsglied mechanisch auszuführen. Regeltechnisch steht dem nichts entgegen, da es gleichgültig ist, an welcher Stelle des Regelkreises das Filter eingeschaltet wird. Während man ein elektrisches Filter in die Reglerzuleitung aus Gründen des Aufwandes einschalten würde, schaltet man das mechanische Filter direkt in das mechanische System ein. Eine solche Lösung ist in Bild 10 wiedergegeben. Bild 10 links zeigt das elektrische Ersatzbild der Regeleinrichtung, dem zur Stabilisierung ein LR -Glied nachgeschaltet ist. In Bild 10 rechts

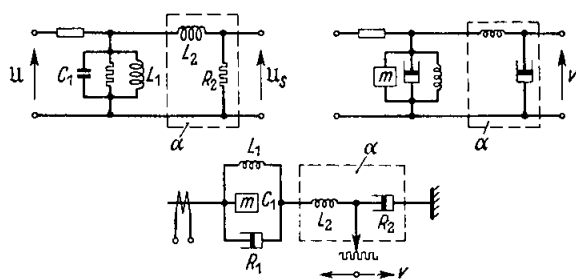


Bild 10. Stabilisierung durch mechanische Filter (a = Dämpfungsglied); oben links: elektrisches Ersatzbild, oben rechts: mechanisches Ersatzbild, unten: Aufbau des Reglers.

wird die elektrischen Elemente auf die entsprechenden mechanischen Elemente übertragen. So entspricht der Induktivität L_2 eine Feder, dem Widerstand R_2 eine Dämpfung. Der sich aus Bild 10 rechts ergebende Aufbau des Reglers ist in Bild 10 unten dargestellt. Hierbei wird das mechanische System wie früher magnetisch angetrieben. Die Betätigung des Stellgliedes erfolgt jedoch in diesem Falle nicht mehr durch die Bewegung, die das System $R_1 L_1 C_1$ ausführt. Die Bewegung dieses Systems wird auf ein zweites mechanisches System $L_2 R_2$ übertragen. Das Stellglied macht hierbei die Bewegung des Dämpfungskolbens R_2 mit. Diese Bewegung ist zeitlich gegenüber der Bewegung des Systems $L_1 C_1 R_1$ infolge der elastischen Ankopplung durch die Feder L_2 verschoben.

Der Vorteil, mechanische Filter zu verwenden, liegt darin, daß in den mechanischen Mitteln Elemente geringster Eigendämpfung zur Verfügung stehen. Verwendet man als L_2 eine genügend weiche Feder, so können hiermit beliebig große Induktivitäten mit vernachlässigbaren Eigenverlusten dargestellt werden. Durch Einsetzen verschieden weicher Federn kann also die „Induktivität“ in weiten Grenzen variiert werden. Die Dämpfung des Kolbens ist ebenfalls durch eine verstellbare Düse für den Austritt des Dämpfungsmediums (Luft, Öl usw.) in weiten Grenzen einstellbar.

Bei mechanisch-elektrischen Regelsystemen stabilisiert man häufig in der Weise, daß man das schwingfähige mechanische System stark dämpft. Das entspricht dem

eben behandelten Verfahren, wenn man die Induktivität L_2 zu 0 macht. Wie schon diese Überlegung zeigt, kann hiermit nicht unter allen Umständen stabilisiert werden.

Mit den angegebenen Mitteln ist es möglich, für beliebige Systeme eine Stabilisierung sicherzustellen. Sie läuft jedoch in allen Fällen auf eine Erniedrigung der Grenzfrequenz hinaus, also auf eine zum Teil wesentliche Erhöhung der Regelzeit. Aus diesem Grunde versucht man, zu anderen Methoden der Stabilisierung überzugehen, bei welchen die Stabilitätsbedingungen auch für kleinere Regelzeiten erfüllbar sind. Diese Methoden hängen davon ab, ob es möglich ist, die Phase der Übertragungsgröße f zurückzudrehen.

Stabilisierung durch Phasenrückdrehung.

Nach dem Reaktanzsatz nimmt der Scheinwiderstand mit zunehmender Frequenz stets zu. Sofern man von Teilgebieten absieht, läßt sich dieser Satz auch auf die Phase der üblichen Netzwerke ausdehnen. Danach nimmt auch die Phase mit zunehmender Frequenz, von Teilgebieten abgesehen, stets zu [11]. Es bestehen also von dieser Seite her keine Aussichten, ein allgemeines Bildungsgesetz zum Aufbau phasenrückdrehender Netzwerke zu erhalten. Im folgenden wird zur Lösung dieser Frage ein anderer Weg beschritten:

Die Betrachtung wird an dem aufgetrennten Regelkreis, der zur Herleitung der Übertragungsgröße f der Regeleinrichtung diente, durchgeführt. Gibt man auf den Eingang dieses Systems eine sinusförmige Spannung, so ergibt sich, wenn man den Versuch für verschiedene Frequenzen durchführt, die Ausgangsspannung nach Betrag und Phase durch Multiplizieren mit dem Faktor f , der als Übertragungsgröße definiert wurde. Die Betrachtung ist auch korrekt für jeden beliebigen Verlauf der Eingangsspannung, da man diese auf eine Reihe sinusförmiger Teilspannungen zurückführen kann, für welche die aufgestellten Bedingungen gültig sind.

Stabilisierung 1. Ordnung.

Es soll nun untersucht werden, welche resultierende Übertragungsgröße sich ergibt, wenn auf den Eingang des Regelkreises außer der Eingangsspannung Δu noch eine weitere Größe $\Delta u' = \frac{d\Delta u}{dt}$ wirkt, die der Änderung der Eingangsspannung proportional ist. (Differentialquotientenregelung; eine ähnliche Wirkung hat auch die starre Rückführung.) Ist m der Einflußfaktor, mit dem diese Größe zur Wirkung kommt, so kann man schreiben:

$$\Delta u_R = f \Delta u \pm f m \cdot \Delta u'. \quad (33)$$

Führt man diese Betrachtung wieder mit sinusförmiger Spannung durch, so wird

$$\Delta u' = j \omega \Delta u \quad (34)$$

und eingesetzt in Gl. (33) erhält man

$$\Delta u_R = f \Delta u (1 \pm m j \omega). \quad (35)$$

Das statische Verhalten dieses Reglers ($\omega = 0$) ist wie bei einem Regler, auf den nur die Eingangsspannung wirkt, da der Punkt für $\omega = 0$ unverändert bleibt. Das dynamische Verhalten des Regelsystems ist je nach Ankopplung der Größe $\Delta u'$ verschieden. In Bild 11 ist der Ausdruck $1 \pm m \cdot j \cdot \omega$ dargestellt. Es ist zu erkennen, daß für positives $m \cdot j \cdot \omega$ der Winkel dieses Vektors mit der Frequenz zunimmt

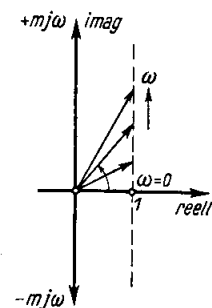


Bild 11. Der Faktor $1 \pm m j \omega$.

und für $\omega \rightarrow \infty$ dem Wert 90° zustrebt. Nun dreht der Vektor für \dot{f} mit zunehmendem ω in entgegengesetzter Richtung (Bild 8). Hieraus ergibt sich, daß durch die Einwirkung der Größe $\Delta u'$ eine Phasenrückdrehung von $\max 90^\circ$ erzielbar ist. In Bild 12b ist dies dargestellt. Die instabile Kennlinie des Bildes 12a ist durch diesen Einfluß stabil geworden. Diese Art der Stabilisierung wird als Stabilisierung 1. Ordnung bezeichnet.

Es soll nun untersucht werden, welcher Einfluß auf den Verlauf von \dot{f} erzielt wird, wenn die Ableitung der Größe Δu von höherer Ordnung ist.

Stabilisierung 2. Ordnung.

Bei der Ableitung 2. Ordnung erhält man, wenn n den Einflußfaktor bezeichnet

$$\Delta u_R = \dot{f} \cdot \Delta u \pm n \cdot \dot{f} \cdot \Delta u'', \quad (36)$$

für dieselben Annahmen wie vorher wird

$$\Delta u'' = -\omega^2 \Delta u \quad (37)$$

eingesetzt, in Gl. (36) ergibt sich

$$\Delta u_R = \dot{f} \cdot \Delta u (1 \mp n \cdot \omega^2). \quad (38)$$

Man erhält das interessante Ergebnis, daß in diesem Falle bei einer konstanten Phase von 0° oder 180° lediglich eine frequenzabhängige Dämpfung auftritt. Dieser

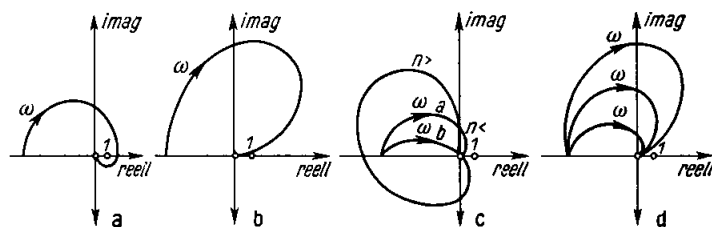


Bild 12. \dot{f} -Ebene (a) bei Stabilisierung 1. Ordnung (b), 2. Ordnung (c) [Kurve a: n klein, Kurve b: n größer] und 1. + 2. Ordnung (d).

Einfluß entspricht dem umgekehrten Verhalten der bekannten Laufzeitglieder, die bei konstanter Dämpfung nur die Phase drehen. Die Wirkung der Stabilisierung 2. Ordnung ist in Bild 12c dargestellt. Bei geeigneter Bemessung des Faktors n können

Kurven, wie in Bild 12c dargestellt, erhalten werden. In beiden Fällen tritt für das negative Vorzeichen von $n \cdot \omega^2$ eine stabilisierende Wirkung ein.

Es liegt nun nahe, die Stabilisierung 1. und 2. Ordnung gleichzeitig anzuwenden.

Stabilisierung 1. + 2. Ordnung.

Hierfür gilt

$$\Delta u_R = \dot{f} \Delta u (1 \mp n \omega^2 \pm m j \omega). \quad (39)$$

Geht man von der Kurve des Bildes 12b aus, so lassen sich hiermit Kurven, wie in Bild 12d gezeigt, erzielen. Zur phasenrückdrehenden Wirkung der Stabilisierung 1. Ordnung tritt die dämpfende der Stabilisierung 2. Ordnung. Ein derartiges System vereinigt die Vorzüge der beiden Stabilisierungsmethoden. Durch geeignete Wahl der Einflußfaktoren m und n kann die Wirkung der einen und anderen Methode hervorgehoben werden.

Stabilisierung 3. Ordnung.

Für die Stabilisierung 3. Ordnung gilt mit p als Einflußfaktor

$$\Delta u_R = \dot{f} \Delta u (1 \mp p j \omega^3). \quad (40)$$

Diese Methode entspricht der Stabilisierung 1. Ordnung. Der Unterschied gegenüber der Stabilisierung 1. Ordnung besteht darin, daß die Drehung schon bei tiefen Frequenzen (ω^3) wirksam wird. Diese Erscheinung ist nur selten von Wert. Außerdem ergibt die Stabilisierung 3. Ordnung bereits einen erheblichen Mehraufwand gegenüber der Stabilisierung 1. Ordnung. Eine ähnliche Wirkung wie die Stabilisierung 3. Ordnung hat auch die elastische Rückführung.

Stabilisierung 4. Ordnung.

Für die Stabilisierung 4. Ordnung gilt, wenn q der Einflußfaktor ist

$$\Delta u_R = f \Delta u (1 \pm q \omega^4). \quad (41)$$

Es ergeben sich die grundsätzlich ähnlichen

Verhältnisse wie bei der Stabilisierung 2. Ordnung. Auch hier wird gegenüber der Stabilisierung 2. Ordnung die Wirkung bereits auf ein Gebiet niedrigerer Frequenzen verschoben.

Eine weitere Steigerung der Ordnung ergibt ein periodisches Wiederkehren der behandelten 4 Stabilisierungstypen mit wachsender Potenz von ω . Es zeigt sich, daß schon die Stabilisierung 3. und 4. Ordnung keine wesentliche Bedeutung erlangen. Für die Praxis wird man sich deshalb auf die Stabilisierung 1., 2. und 1. u. 2. Ordnung beschränken können.

Durch wiederholtes Anwenden der Stabilisierung 1. bzw. 1. u. 2. Ordnung kann die Phase theoretisch auf den Betrag bei $\omega = 0$ zurückgedreht werden. In Bild 12e ist unterhalb von k der Verlauf der komplexen Übertragungsgröße f dargestellt. Schaltet man in das System die Stabilisierungseinrichtungen I, II, III ein, so ergibt sich je Stufe eine Phasenrückdrehung um 90° . Bei den in Bild 12e unten gezeigten Kurven ist der zusätzliche dämpfende Einfluß der Stabilisierung 2. Ordnung zu erkennen.

Die Differentiation bzw. wiederholte Differentiation kann sowohl elektrisch (Bild 13), als auch mechanisch erfolgen.

Der erzielte Erfolg liegt klar auf der Hand. Durch die Phasenrückdrehung erzielt man eine Verringerung der Laufzeit des Systems. Diese Stabilisierungsmethoden entsprechen der umgekehrten Interpretation des Stabilitätskriteriums nach K. Küpfmüller, die Laufzeit im Verhältnis zur Übergangszeit zu verkleinern.

Es ist also durch ein relativ einfaches Verfahren möglich, die Stabilität der Regeleinrichtung wesentlich zu erhöhen, ohne den Nachteil einer vergrößerten Regelzeit in Kauf nehmen zu müssen. Da die Forderung nach geringer Regelzeit heute häufig im Vordergrund steht, genießt die Stabilisierung durch Phasenrückdrehung (z. B. Rückführung) den entschiedenen Vorteil gegenüber der Stabilisierung durch Dämpfung.

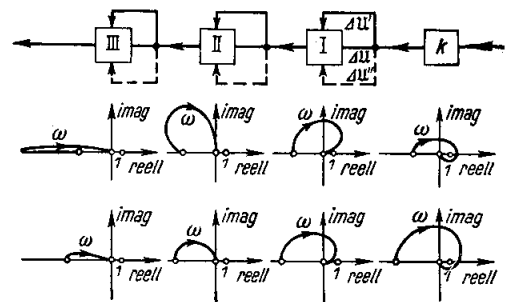


Bild 12. (e) Wiederholte Anwendung der Stabilisierung 1. und 1. + 2. Ordnung.

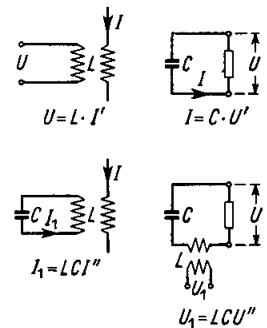


Bild 13. Links oben: elektrische Differentiation bei erzwungenem Strom; links unten: wiederholte Differentiation bei erzwungenem Strom; rechts oben: elektrische Differentiation bei erzwungener Spannung; rechts unten: wiederholte Differentiation bei erzwungener Spannung.

VIII. Anhang.

Kohledruckregler.

Die Anwendung der aufgestellten Sätze wird am Beispiel des Kohledruckreglers gezeigt. Zur Verfügung stand ein Kohledruckregler für 212 V/1 A. Der Regler hat den grundsätzlichen Aufbau nach Bild 14. Hierfür ergibt sich das mechanische Ersatzbild nach Bild 3 Mitte und das entsprechende elektrische Ersatzbild des Bildes 3 rechts. Der Antrieb erfolgt durch magnetische Feldkräfte. Einschließlich der Verluste durch den Antrieb erhält man das vollständige Ersatzbild des Bildes 15. Darin bedeutet:

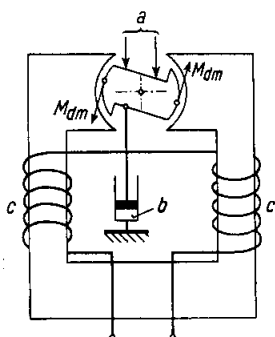


Bild 14. Aufbau eines Kohledruckreglers. a = Kohlesäule + elastische Richtkraft, b = Dämpfung, c = Antriebswicklung, M_{dm} - Drehmoment der magnetischen Feldkräfte.

- R_1 = ohmscher Widerstand des Eingangskreises,
- L_1 = Streuinduktivität des Eingangskreises,
- C = elektrische Ersatzgröße für das Massenträgheitsmoment,
- L_2 = elektrische Ersatzgröße für die Torsionsfähigkeit,
- R_2 = elektrische Ersatzgröße für die Dämpfung.

Es wurde gemessen:

$$R_1 = 1523 \Omega,$$

$$L_1 = 3,14 \text{ H.}$$

Die Umrechnungskonstante c [Gl. (4)] für die mechanischen Größen wurde aus der Abhängigkeit des Drehmomentes vom zufließenden Strom zu $c = 50,8 \text{ kgcm/A}$ bestimmt. Das Massenträgheitsmoment, die Torsions-

fähigkeit und die mechanische Dämpfung wurde nach bekannten Methoden ermittelt und aus Zahlentafel 2 mit der angegebenen Konstante c umgerechnet zu

$$C = 41 \mu\text{F},$$

$$L_2 = 84 \text{ H},$$

$$R_2 = 284 \cdot \cdot \cdot 28400 \Omega \text{ je nach Einstellung der Düse.}$$

Der fabrikmäßig eingestellte Dämpfungswert entspricht etwa 600Ω .

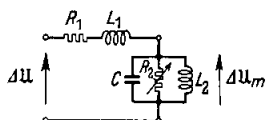


Bild 15. Elektrisches Ersatzschaltbild des Kohledruckreglers nach Bild 14.

In Bild 16 sind die Kurven für $j \frac{A}{\omega} \frac{3m}{3}$ bei verschiedener Dämpfung des mechanischen Systems dargestellt. Das Regelsystem ist in hohem Maße nichtlinear. Die Werte entsprechen etwa der Mittelstellung des Reglers. Enthält der Regelkreis keine zusätzlichen phasendrehenden Glieder, so ist der Verlauf der Übertragungsgröße des Systems, abgesehen von einem konstanten Faktor ($A = 60 \text{ s}^{-1}$), derselbe. Die Frequenzen sind für die verschiedenen Punkte angegeben. Der Regler ist ein System mit niedriger Grenzfrequenz, d. h. der Regler kann von Natur aus nur langsam im Verhältnis zu rein

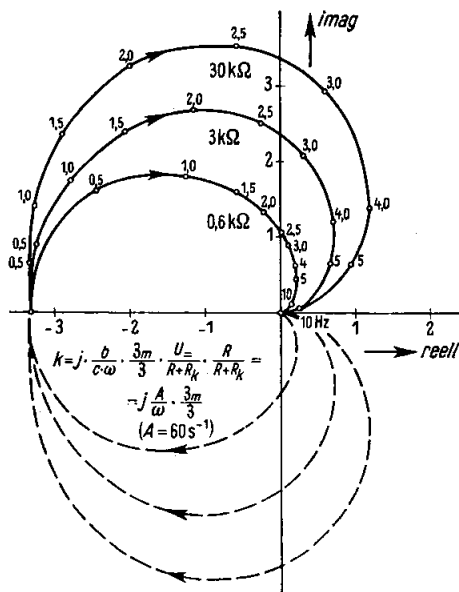


Bild 16. Kennlinien einer Regeleinrichtung nach Bild 6 mit einem Kohledruckregler für verschiedene Dämpfung (R_2) des mechanischen Systems des Kohledruckreglers (gerechnet).

elektrischen Reglern regeln. Der stabilisierende Einfluß der Dämpfung des mechanischen Systems ist deutlich zu erkennen.

Sind im Regelkreis zusätzliche phasendrehende Glieder enthalten, so besteht für den Regler die Gefahr, instabil zu werden, da die Vektoren bei den höheren Frequenzen über die reelle Achse hinaus gedreht werden können. In Bild 17 sind Kurven für die Übertragungsgröße f dargestellt für den Fall, daß in die Regelstrecke eine Drossel ($32 H$) eingeschaltet ist. Eine solche Induktivität erhält man beispielsweise, wenn man als Stromquelle ein Netzanschlußgerät verwendet, bei dem mittels

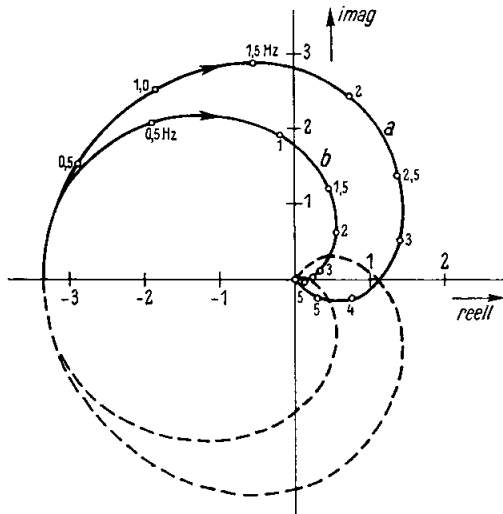


Bild 17. Übertragungsgröße f der Regeleinrichtung nach Bild 18 (gerechnet). a = System entdämpft, b = betriebsmäßige Dämpfung.

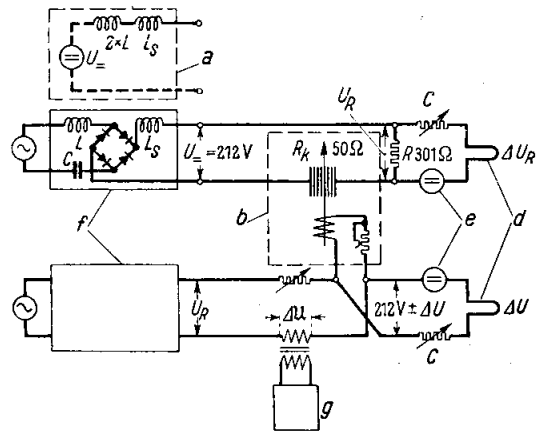


Bild 18. Schaltung zum Messen der Übertragungsgröße f einer mechanisch-elektrischen Regeleinrichtung. a = Ersatzbild der Stromquelle, b = Regler, c = Einstellwiderstand, d = Oszillographenschleife, e = Kompensat. Spannung, f = Gleichrichtergerät, g = Tieftongenerator Siemens & Halske AG.

eines Resonanzkreises auf der Wechselstromseite der innere Widerstand des Trockengleichrichters ausgeglichen wird [12]. Der Resonanzkreis auf der Wechselstromseite läßt sich nach V. auf die Gleichstromseite transformieren als Induktivität des doppelten Betrages der Resonanzinduktivität. Die Kurven des Bildes 17 zeigen, daß das System bei Entdämpfung instabil wird, was auch durch einen Versuch nachgewiesen werden kann.

Es wurde versucht, die gerechneten Werte des Bildes 17 durch Messung zu bestätigen. Die Meßschaltung ist in Bild 18 dargestellt. Als Meßstromquelle mit veränderlicher Frequenz wurde ein Tieftongenerator ($0 \dots 100$ Hz) der Siemens & Halske AG, Rel. sum. 2020a (Nr. 464105), verwendet. Phase und Betrag wurde aus Oszillogrammen bestimmt. Die Messung ist mit großen Schwierigkeiten verbunden, da wegen der hohen Nichtlinearität des Regelkreises schon bei kleinen Meßamplituden erhebliche Oberwellen entstehen, welche die Phasenbestimmung erschweren. Beim Arbeiten mit noch kleineren Amplituden ergeben sich durch die Haftreibung erhebliche Fehler bei der Bestimmung des Betrages. Es wurde deshalb mit einer optimalen Meßamplitude, die aus verschiedenen Messungen bestimmt wurde, gearbeitet. Die sich ergebenden Meßpunkte sind in Bild 19 wiedergegeben. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung mit den gerechneten Kurven. Unter 1 Hz ist die abgebbare Leistung des Tieftongenerators gering, so daß eine Messung nicht mehr möglich ist.

In einem anderen praktischen Falle zeigte sich, daß bei einer Regelschaltung nach Bild 7, in der an der Stelle *a* ein Tiefpaß von 1 Hz Grenzfrequenz eingeschaltet ist, die Stabilität der Regeleinrichtung beim Vergrößern der Dämpfung des mechanischen Systems abnimmt. Bei Entdämpfung des mechanischen Systems wurde die Regeleinrichtung stabil. Dieses Verhalten wurde rechnerisch untersucht. Es ergeben sich die

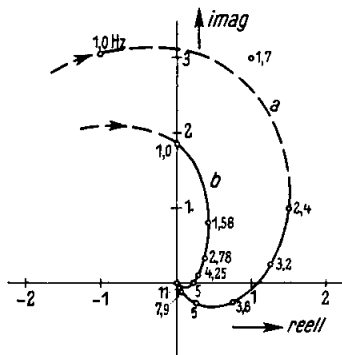


Bild 19. Meßkurven der Übertragungsgröße f der Regeleinrichtung nach Bild 18. *a* = System entdämpft, *b* = betriebsmäßige Dämpfung.

Kurven für die Übertragungsgröße des Systems nach Bild 20. Auch aus diesen Kurven geht hervor, daß das System bei Entdämpfung stabil ist, hingegen bei Dämpfung instabil wird. Der Grund hierfür liegt darin, daß die tiefen Frequenzen (z. B. 0,5 Hz) durch die Dämpfung bereits eine Vorwärtsdrehung erfahren (Bild 16) und nunmehr durch das zusätzliche Filter bis über die reelle Achse weitergedreht werden.

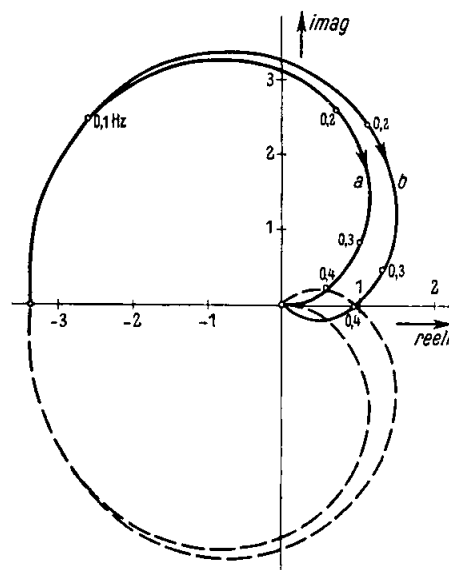


Bild 20. Übertragungsgröße f der Regeleinrichtung nach Bild 7 mit Tiefpaß für 1 Hz Grenzfrequenz. *a* = System entdämpft, *b* = betriebsmäßige Dämpfung. Die Stabilität nimmt bei Dämpfung des Systems ab.

Zusammenfassung.

Die Arbeit entstand aus der Notwendigkeit, einen tieferen Einblick in das Arbeiten mechanisch-elektrischer Regelsysteme zu erhalten. Diese Kenntnisse sind unerlässlich, um die Stabilität derartiger Systeme zu beherrschen. Es wurde hierzu das mechanisch-elektrische System in ein rein elektrisches System umgebildet. Auf dieses elektrische System sind die für elektrische Systeme aufgestellten einfachen Stabilitätskriterien anwendbar. Die Stabilität kann (bis auf die Bestimmung einiger Konstanten) rein rechnerisch untersucht werden. Gegenüber der experimentellen Bestimmung der Stabilität, die infolge der niedrigen Grenzfrequenz sowie wegen der hohen Nichtlinearität dieser Systeme sehr schwierig ist, bietet dieses Verfahren bemerkenswerte Vorteile. Die behandelten Stabilisierungsmethoden sind allgemein für die Regeltechnik gültig, sind also keinesfalls auf die mechanisch-elektrischen Regelsysteme beschränkt. Am Beispiel des Kohledruckreglers wird die Anwendung des Verfahrens gezeigt.

Schrifttum.

1. Th. Buchhold: Über das Regelproblem. *Elektrotechn. u. Masch.-Bau* 58 (1940) S. 1... 10; S. 31... 40.
2. A. Leonhard: *Die selbsttätige Regelung in der Elektrotechnik*. Berlin: Julius Springer 1940.

3. W. Hähnle: Die Darstellung elektromechanischer Gebilde durch rein elektrische Schaltbilder. Wiss. Veröff. Siemens-Werken **XI**, 1 (1932) S. 1 ··· 23.
4. T. Laurent: Die Berechnung von passiven linearen Impedanznetzen mittels Frequenzwandlung. Elektr. Nachr.-Techn. **13** (1936) S. 365 ··· 378.
5. E. Friedländer: Übertragung der Stabilitäts- und Schwingungsbedingungen von Gleichstromkreisen auf Wechselstromsysteme. ETZ **52** (1931) S. 1432 ··· 1438.
6. W. Artus: Über Regelmethode in steuerbaren elektrischen Systemen und die Kriterien ihrer Stabilität. Elektr. Nachr.-Techn. **17** (1940) S. 231 ··· 244.
7. H. W. Bode: Relations between attenuation and phase in feedback amplifier design. Bell Syst. techn. J. **19** (1940) S. 421 ··· 454.
8. H. F. Mayer: Über die Dämpfung von Siebketten im Durchlässigkeitsbereich. Elektr. Nachr.-Techn. **2** (1925) S. 335 ··· 338.
9. K. H. Krambeer u. K. Erdniss: Die Übertragungseigenschaften eines Kreuzgliedes aus widerstandsreziproken Impedanzen unter besonderer Berücksichtigung der Laufzeit. Telegr.- u. Fernspr.-Techn. **28** (1939) S. 395 ··· 403.
10. K. Kämpfmüller: Über die Dynamik der selbsttätigen Verstärkungsregler. Elektr. Nachr.-Techn. **5** (1928) S. 459 ··· 467.
11. W. Werrmann: Verfahren zur Stabilisierung negativ rückgekoppelter hochlinearer Verstärker. VDE-Fachber. **9** (1937) S. 220 ··· 222.
12. F. Harres: Über ein Gleichrichtergerät mit belastungsunabhängiger Verbraucherspannung. ETZ **60** (1939) S. 889 ··· 892.

Die Überwachung des Drahtfunks

Von K. Barthel und E. Eisele

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG
und Mitteilung aus dem Reichspostzentralamt

Sonderdruck aus „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh-Technik“ 30. Jahrg. (1941), H. 5

DK 621. 396. 44. 029. 5 : 621. 317. 313

Inhaltsübersicht

Der Drahtfunk soll den Rundfunk ergänzen und in manchen Fällen sogar ersetzen. Er muß deshalb genau so betriebssicher sein wie der Rundfunk. Um dies zu erreichen, muß er sorgfältig überwacht werden.

In der vorliegenden Arbeit werden die Einflüsse aufgezählt, die beim Drahtfunk die Güte der Darbietungen vermindern können. Diese Aufzählung zeigt, welche Messungen die Aufrechterhaltung eines einwandfreien Betriebes erfordert. Es wird insbesondere eine Meßeinrichtung beschrieben, die von der Siemens & Halske AG in Zusammenarbeit mit dem Reichspostzentralamt entwickelt wurde. Es wird gezeigt, daß mit den aufgeführten Meßgeräten die notwendigen Messungen einfach und schnell durchgeführt werden können. Die Meßgrenzen und die Meßgenauigkeit werden angegeben.

I. Einleitung

Eine der wichtigsten Eigenschaften des hochfrequenten Drahtfunks ist die hohe Übertragungsgüte, die erzielt werden kann, wenn alle Einrichtungen einwandfrei arbeiten. Um diese bestmögliche Übertragungsgüte beim praktischen Einsatz immer zu erreichen und auch über längere Zeit sicherzustellen, ist eine sorgfältige meßtechnische Überwachung notwendig. Die einzelnen Aufgaben der Überwachung ergeben sich aus dem in Abb. 1 a und 1 b dargestellten leitungsmäßigen und technischen Aufbau des hochfrequenten Drahtfunksystems: Das gesamte mit Drahtfunk zu versorgende Gebiet ist in einzelne Drahtfunknetzgruppen aufgeteilt. Diese Netzgruppen besitzen einen Durchmesser von etwa 40 bis 60 km. An leitungstechnisch günstiger Stelle der Drahtfunknetzgruppe befindet sich das Drahtfunktendeamt. Hier werden von den Drahtfunksendern drei modulierte Trägerspannungen mit den Sendefrequenzen 160, 210 und 249 kHz erzeugt. Vom Sendeamt aus speist man über Fernsprechleitungen (Drahtfunkverbindungsleitungen) die einzelnen Drahtfunk-

verstärkerämter, die in der Regel mit den örtlichen Fernsprechvermittlungsstellen zusammenfallen. Von den Drahtfunkverstärkerämtern aus wird die hochfrequente Energie über Filter auf die Teilnehmeranschlußleitungen der Fernsprechvermittlungsstellen geleitet. Am Ende der Leitungen können über Weichen und geeignete Anschaltglieder ein oder mehrere Rundfunkgeräte an die Drahtfunkanschlußleitungen angeschlossen werden. Da der Drahtfunk grundsätzlich möglichst weitgehend vorhandene Fernsprechleitungen ausnutzt, schließt sich sein leitungstechnischer Aufbau eng an das vorhandene Fernsprechnetzt an.

Den Drahtfunksendeämtern müssen je drei Rundfunkprogramme über niederfrequente Rundfunkübertragungsleitungen zugeführt werden. In Ausnahmefällen, wenn keine genügend hochwertigen Leitungen vorhanden sind, kann die Programmzuführung auch trägerfrequent erfolgen. Man ist bestrebt, die Drahtfunksendeämter möglichst bei schon vorhandenen Rundfunkverstärkerämtern einzurichten. Wenn dies nicht durchführbar ist, wird für die Programmzuführung beim Drahtfunksendeamt ein Rundfunkhilfsverstärkeramt errichtet, das an das Rundfunkleitungsnetz angeschlossen wird. Eingehendere Darstellungen des Aufbaues eines Drahtfunknetzes sind in einer Reihe von Arbeiten in der Literatur zu finden.

Eine hohe Wiedergabegüte beim Drahtfunk setzt als erstes eine einwandfreie niederfrequente Programmzuführung voraus. Zur Überwachung der niederfrequenten Modulationsspannungen ist auf den Rundfunkverstärkerämtern ein Rundfunk-Prüf- und Sicherungsgestell vorgesehen; bei besonders wichtigen Rundfunkverstärkerämtern, beispielsweise am Ort eines Reichssenders, ist noch ein zusätzliches Überwachungsgestell vorhanden. Bei den Rundfunkhilfsverstärkerämtern sind die niederfrequenten Verstärker und Meßeinrichtungen in einem dreiteiligen Rundfunkverstärker- und Prüfgestell zusammengefaßt.

Auf die Überwachung der niederfrequenten Modulationsspannung im Rundfunkleitungsnetz wird an dieser Stelle nicht eingegangen. Es sei bereits hier vorweggenommen, daß man bei der Überwachung der Drahtfunk-

einrichtungen in den Drahtfunktendeämtern auf die dort vorhandenen niederfrequenten Rundfunkmeßgeräte weitgehend zurückgreifen konnte. Hierdurch hielt sich der Aufwand an besonderen Drahtfunkmeßgeräten auf dem Drahtfunktendeamt in engen Grenzen.

Störungen und Fehler, die den Empfang der Darbietungen des Drahtfunks beeinträchtigen, können im Sendeamt und längs des Weges vom Sendeamt bis zum Teilnehmer auftreten. Nach ihrer Wirkung lassen sich zwei Gruppen von Störungen unterscheiden:

1. Störungen, bei denen der Drahtfunk überhaupt nicht mehr empfangen werden kann;
2. Störungen, durch die lediglich die Güte der Darbietungen herabgesetzt wird.

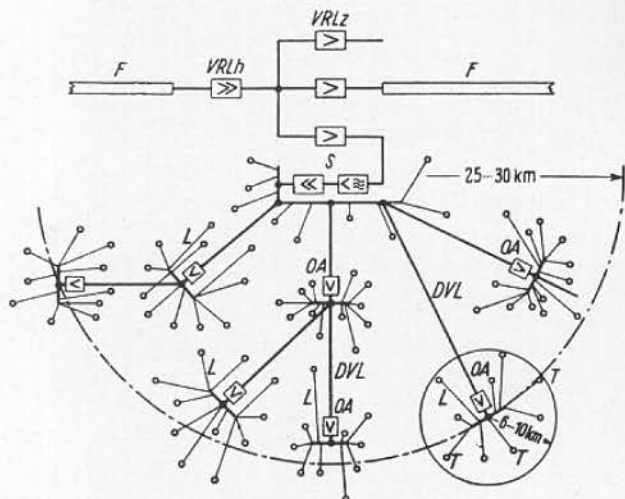


Abb. 1. Aufbau einer Drahtfunk-Netzgruppe
a) (oberes Bild) Netzplan
b) (unteres Bild) Technische Einrichtungen

- F = Rundfunkfernleitung
- VRLh = Rundfunkleitungs-Hauptverstärker
- VRLz = Rundfunkleitungs-Zusatzverstärker
- S = Drahtfunk-Sendeamt
- OA = Drahtfunk-Verstärkeramt (Ortsamt)
- DVL = Drahtfunk-Verbindungsleitung (für Drahtfunk mitbenutzte Fernleitung)
- L = Drahtfunk-Anschlußleitung (für Drahtfunk mitbenutzte Anschlußleitung)
- T = Drahtfunk-Teilnehmer

Zu den Störungen unter 1. gehören: das Ausbleiben der Wechselspannung des Netzes, der Ausfall eines Senders oder eines Verstärkers, die Unterbrechung einer Verbindungsleitung zwischen den Drahtfunkverstärkerämtern usw., so daß ein Träger oder alle ausfallen. Wenn solche Schäden auftreten, sprechen selbsttätige Überwachungseinrichtungen an, die in den Sendern und in den Verstärkerstellen untergebracht sind; sie zeigen den Ausfall der Röhren und das Ausbleiben der Trägerspannungen an. Diese Schaltungen sollen hier nicht näher beschrieben werden.

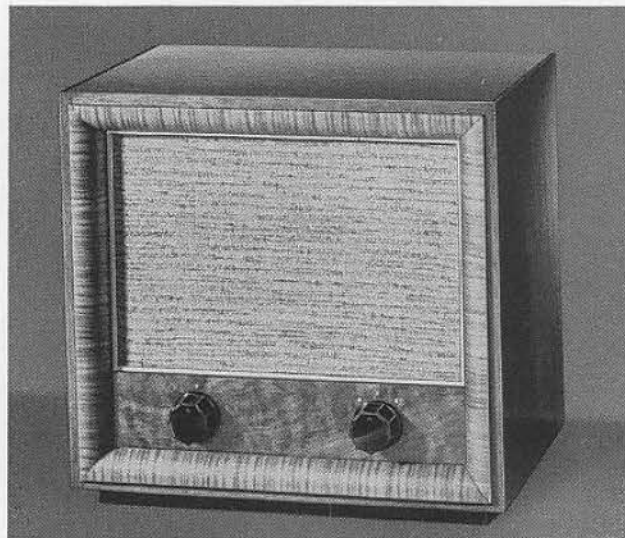


Abb. 2. Drahtfunk-Überwachungsempfänger

Störungen, die lediglich eine Minderung der Darbietungsgüte nach sich ziehen, ergeben sich durch Alterung der Röhren in den Sendern und Verstärkern, durch schadhafte Kontaktstellen, durch Schäden an Einzelteilen der Sender, der Verstärker oder der Verteilungseinrichtung usw. Die durch derartige Fehler verursachte Minderung der Güte der Darbietungen kann nur durch eine sorgfältige meßtechnische Überwachung und durch die gehörmäßige Prüfung mit dem Überwachungsempfänger (Abb. 2) rechtzeitig erkannt und vermieden werden. Für die meßtechnische Überwachung wurde ein ortsfestes Meßgestell für das Drahtfunk-Sendeamt und ein tragbarer Meßplatz für Messungen im Drahtfunk-Verstärkeramt und beim Teilnehmer geschaffen.

Die Eigenschaften der Röhren selber können durch ein einfaches Röhrenprüfgerät laufend überwacht werden. Damit die Fehler, welche die Störungen nach 1. und 2. verursachen, schneller gefunden werden können, wurde ein Prüfkopfhörer entwickelt (Abb. 3), mit dem modulierte Trägerfrequenzen bis herunter zu Trägerspannungen von 25 mV abgehört werden können. Zum Aufsuchen der Fehler kann außerdem der Drahtfunk-Meßkoffer (Abb. 4) herangezogen werden. Die folgende Tafel zeigt eine Zusammenstellung der Geräte, die zur Überwachung des Drahtfunks eingesetzt werden sollen.

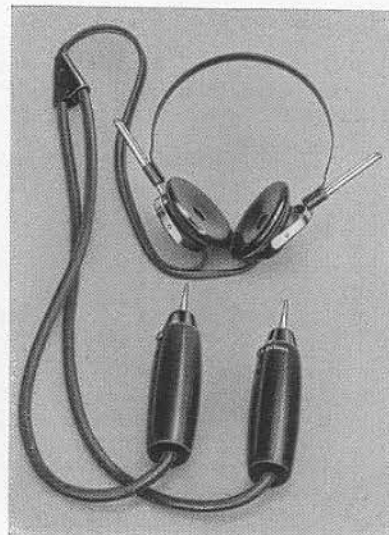


Abb. 3
Drahtfunk-Prüfhörer

Nr.
1
2
3
4
5
6
7
8

Bevo
nauer
die Ein
Darbie
trächtig

Da d
der Fre
und der
fungsdi
Phasen
lierten
richtung
schwing
Gleich
frequenz
auftreter

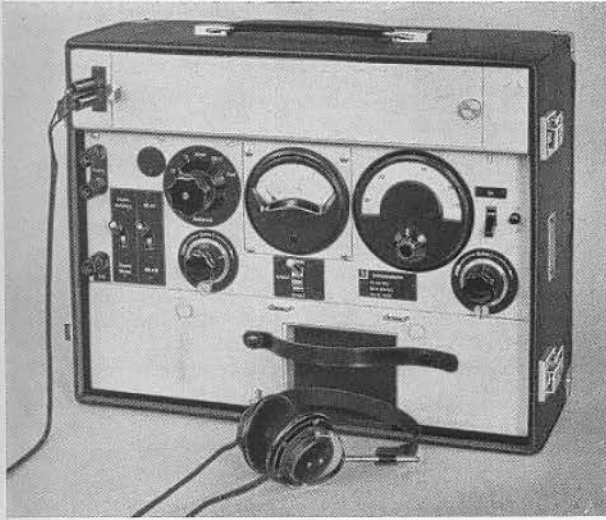


Abb. 4. Drahtfunk-Meßkoffer

Nr.	Überwachungs- und Meßeinrichtungen für Drahtfunk	Verwendungsstelle der Einrichtung	Für Störungen, Gruppe (1 = vollständige Unterbrechung, 2 = Güteminderung)
1	Selbsttätige Überwachungseinrichtung	Sendegestell	1
2	Drahtfunkmeßgestell 39 mit niederfrequenten Rundfunküberwachungseinrichtungen	Verstärkergestell Sendeamt	2
3	Tragbarer Drahtfunkmeßsatz 39	Verstärkeramt Teilnehmer	2
4	Überwachungsempfänger	Sendeamt, Verstärkeramt	1 und 2
5	Röhrenprüfgerät	Sendeamt, Verstärkeramt	1 und 2
6	Prüfkopfhörer	Sendeamt bis Teilnehmer	1
7	Meßkoffer	Sendeamt bis Teilnehmer	1 und 2
8	Meßwagen	Sendeamt bis Teilnehmer	1 und 2

II. Verzerrungen und Störungen bei Zweiseitenbandübertragung

Bevor der tragbare Meßplatz und das Meßgestell genauer beschrieben werden, soll ein kurzer Überblick über die Einflüsse gegeben werden, durch welche die Güte der Darbietungen bei einer Zweiseitenbandübertragung beeinträchtigt werden kann.

1. Dämpfungsdifferenzen der Seitenbänder (Abb. 5 oben)

Da die Dämpfung der Leitungen in Abhängigkeit von der Frequenz einen Gang zeigt, werden die Seitenbänder und der Träger verschieden stark gedämpft. Diese Dämpfungsdifferenzen der Seitenbänder ergeben eine zusätzliche Phasenmodulation, d. h. die Umhüllungskurve der modulierten Trägerfrequenz wird verzerrt. Nach der Gleichrichtung enthält die entstehende Niederfrequenz Oberschwingungen.

Gleichzeitig können lineare Verzerrungen im Niederfrequenzband und Änderungen des Modulationsgrades auftreten.

2. Phasendifferenzen der Seitenbänder (Abb. 5 unten)

Infolge des Phasengangs der Geräte und der Leitungen in Abhängigkeit von der Frequenz kann auch die Phasendifferenz $\Delta\alpha = 2\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2$, die gleich Null sein sollte, einen endlichen Wert aufweisen. Dabei bedeuten α_0 das Phasenmaß der Trägerfrequenz und α_1, α_2 die Phasenmaße einer unteren und der entsprechenden oberen Seitenbandfrequenz. Ist die Phasendifferenz $\Delta\alpha$ endlich, so ergeben sich wie unter 1. eine Phasenmodulation und damit nichtlineare und lineare Verzerrungen bei der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenz.

In den beiden Fällen unter 1. und 2. sind die nichtlinearen Verzerrungen für die Größe der zulässigen Dämpfungsdifferenz und Phasendifferenz maßgebend, da sie eher als die linearen Verzerrungen als störend empfunden werden. Die Größe der Verzerrungen läßt sich nach den Arbeiten von Bartels und Feldtkeller¹⁾ angenähert berechnen. Abb. 5 zeigt die Verzerrungen in Abhängigkeit von den Dämpfungsdifferenzen und den Phasendifferenzen der Seitenbänder.

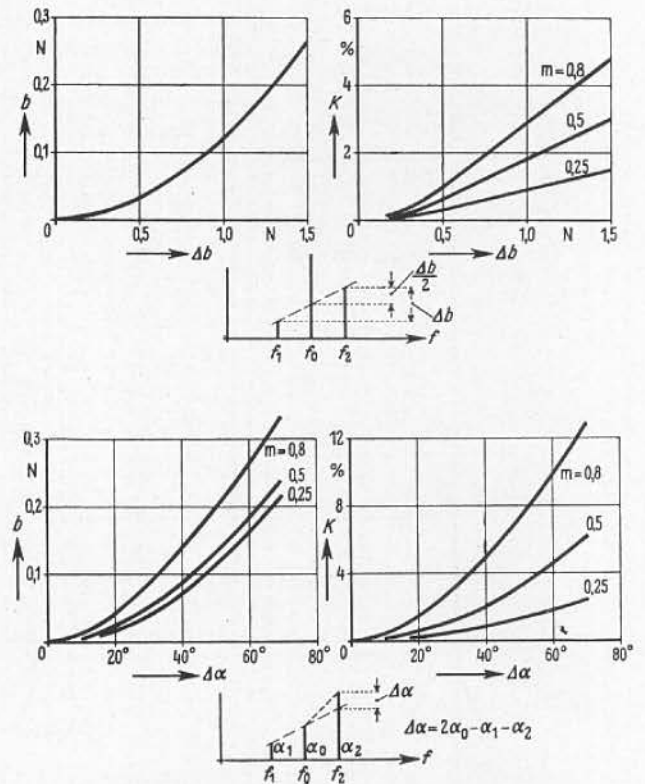


Abb. 5. Lineare und nichtlineare Verzerrungen oben: durch Dämpfungsdifferenzen Δb der Seitenbänder unten: durch Phasendifferenzen $\Delta\alpha$ der Seitenbänder

b = lineare Verzerrung
 k = nichtlineare Verzerrung } der durch Gleichrichtung gewonnenen NF
 m = Modulationsgrad
 f_0 = Trägerfrequenz
 f_1, f_2 = Seitenbandfrequenzen
 α_0 = Phasen-Drehung der Spannung der Trägerfrequenz f_0
 α_1, α_2 = Phasen-Drehung der Spannung der Seitenbandfrequenzen f_1, f_2

3. Nichtlineares Nebensprechen

Liegen im Übertragungsweg vom Senderausgang bis zum Teilnehmer nichtlineare Elemente, so entstehen bei der Übertragung mehrerer Träger Oberschwingungen und Kombinationsschwingungen. Es hat sich gezeigt²⁾, daß

¹⁾ Bartels: Wissenschaftl. Veröff. aus d. Siemens-Konzern, Band VII, Heft 1. Feldtkeller: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 46, S. 133, 1935.

²⁾ Streckler: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 49, S. 105, 1937.

eine bestimmte Gruppe von Kombinationstönen als besonders störend empfunden wird. Es sind das die Kombinationstöne, die das „nichtlineare Nebensprechen“ verursachen, bei dem die Modulation eines Trägers frequenzgetreu auf einen anderen Träger übergeht. Das Auftreten dieser Kombinationstöne ist auf Nichtlinearitäten 3. Ordnung zurückzuführen.

durch den Klirrfaktor der durch die Gleichrichtung erhaltenen Niederfrequenz begrenzt; bei Übersteuerung des Kanalverstärkers entstünde also eine störende Erhöhung des Klirrfaktors.

5. Fremdspannungen

Fremdspannungen können aus dem Starkstromnetz und

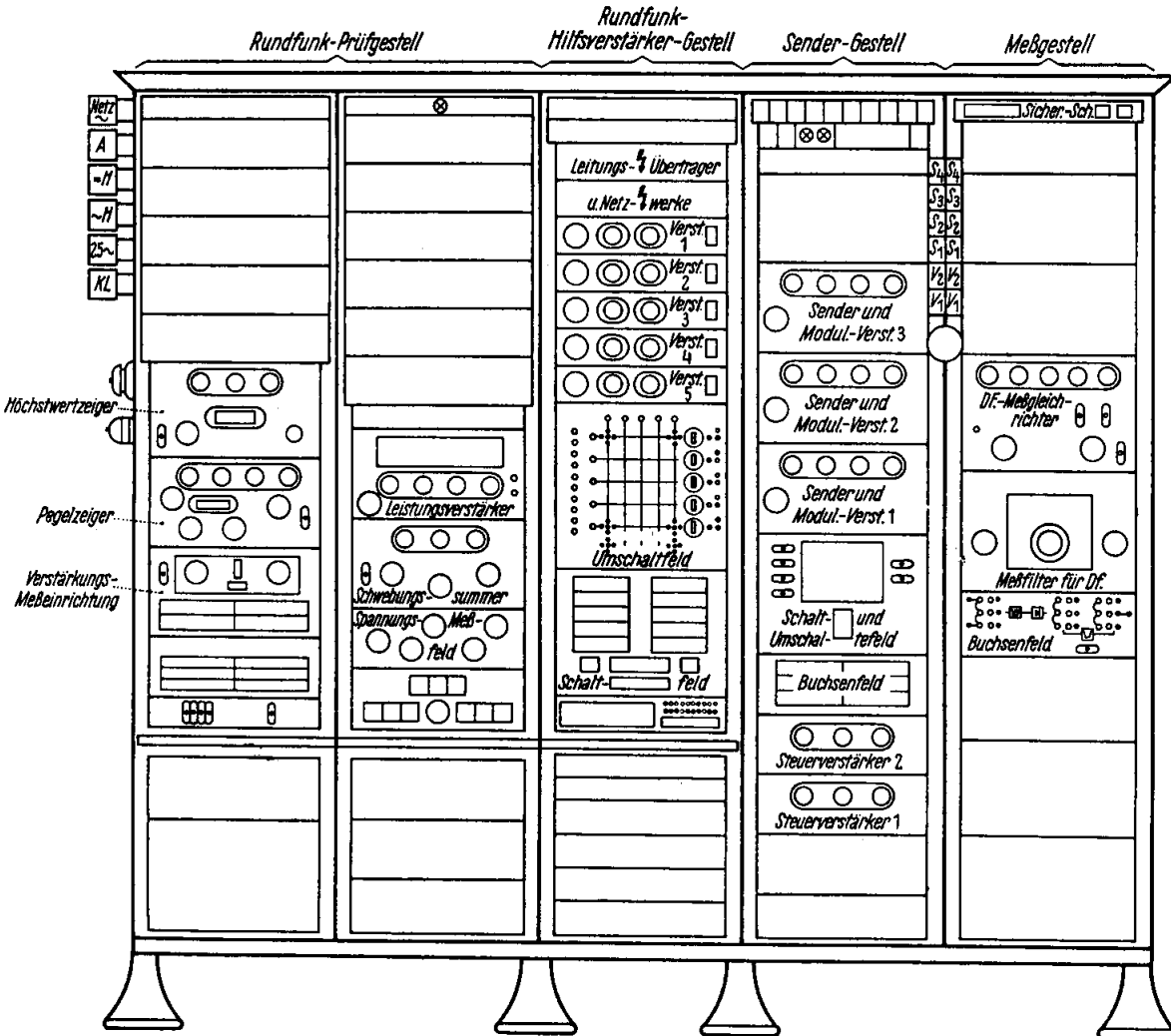


Abb. 6. Gestellanordnung bei Rundfunk-Hilfsverstärkerämtern

4. Nichtlineare Verzerrungen durch Übersteuerung

Am Ausgang der Niederfrequenz-Rundfunkverstärker soll der von dem Höchstwertzeiger angezeigte Spannungswert 4 V nicht überschreiten. Die Drahtfunksender sind daher so eingestellt, daß mit 4 V Niederfrequenzspannung der höchstzulässige Modulationsgrad von 80% erreicht wird. Bei größeren Aussteuerungen, also höherem Modulationsgrad, ergäbe sich ein größerer Klirrfaktor bei der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenz.

Der Klirrfaktor der Darbietung kann auch durch Übersteuerung der Hochfrequenzverstärker wachsen. Bei den Breitbandverstärkern ist das bei der Übersteuerung gleichzeitig einsetzende nichtlineare Nebensprechen viel störender als der Klirrfaktorzuwachs; dieser ist also von geringer Bedeutung. Bei Kanalverstärkern dagegen (d. h. Einzelverstärkern für jeden Drahtfunkkanal) wird die Leistung

den Amtsbatterien über die Drahtfunkgeräte in die Darbietungen gelangen. Hochfrequente Störungen können als Seitenband zu einer Trägerfrequenz auftreten. Auch niederfrequente Störungen, wie die Netzfrequenz und die doppelte Netzfrequenz, können über nichtlineare Glieder 2. Ordnung die Trägerfrequenz modulieren. In gleicher Weise können Fremdspannungen aus dem Fernsprechnet und Störungen durch drahtlose Sender infolge von Unsymmetrien der Anlage in die Darbietungen gelangen.

Bei der Entwicklung der Drahtfunkgeräte und beim Aufbau des Drahtfunknetzes werden alle Maßnahmen getroffen, um die aufgezählten Störungen des Drahtfunks so weit wie möglich auszuschalten. Trotzdem lassen sie sich während des Betriebes nicht ganz vermeiden. Die in der obigen Tafel aufgezählten Meß- und Überwachungseinrichtungen sollen eine Gewähr dafür geben, daß auftretende Fehler sofort bemerkt und beseitigt werden.

Aus
folgende
1. M
2. M
tur
3. A
ein
4. U
Se
5. M
sp
6. M
7. M
we

Dies
z. T. t
Zeitabs
auf de
gegeben
nehme

Wie
ist im
Rundf
gestell
Pegelz
zeiger,
summe
ein Spa

Verst
enthäl
Einrich
beiten
stärker
darbiet
wacht
Messun
ausgef
muß
mit se
gesiebt
quenzl
Die se
mit de
werden
meßge
Meßgl
samme
800 Hz

In d
Fernsp
meßein
Meßfil
800 Hz
ämtern
gerät
bilden
sämtli
stärke
einrich
inges
beim
durch
platze

Die
sich a
werde
destem
und 2

III. Erforderliche Messungen

Aus den vorhergehenden Überlegungen geht hervor, daß folgende Messungen ausgeführt werden müssen:

1. Messung des Modulationsgrades.
2. Messung des Frequenzganges der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenzspannung.
3. Akustische Überwachung dieser Spannung mit Hilfe einer Abhöreinrichtung.
4. Überwachung der niederfrequenten Aussteuerung des Senders durch den Höchstwertzeiger.
5. Messung der Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens.
6. Messung der Fremd- und Geräuschspannung.
7. Messung des Klirrfaktors der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenz.

Diese Messungen müssen z. T. täglich, z. T. in längeren Zeitabständen im Sendeamt, auf den Verstärkerämtern und gegebenenfalls auch beim Teilnehmer durchgeführt werden.

Wie bereits erwähnt wurde, ist im Sendeamt stets das Rundfunkprüf- und Sicherungsgestell vorhanden, das einen Pegelzeiger, einen Höchstwertzeiger, einen Schwebungssumierer mit Leistungsverstärker, ein Spannungsmessfeld und eine

Verstärkungsmeßeinrichtung enthält (Abb. 6). Mit diesen Einrichtungen können das Arbeiten der Niederfrequenzverstärker und die Niederfrequenzdarbietung im Sendeamt überwacht werden. Damit dieselben Messungen auch am Drahtfunk ausgeführt werden können, muß der gewünschte Träger mit seinen Seitenbändern ausgeleitet und in die Niederfrequenzlage geschoben werden.

Die so gewonnene Niederfrequenz kann dann ebenfalls mit dem Rundfunkprüf- und Sicherungsgestell gemessen werden. Zur Ergänzung der vorhandenen Niederfrequenzmeßgeräte ist also nur ein einstellbares Meßfilter und ein Meßgleichrichter nötig. Diese beiden Geräte wurden zusammen mit einem Schaltfeld und einem zusätzlichen 800 Hz-Filter zu einem Drahtfunkmeßgestell vereinigt.

In den Drahtfunkverstärkerämtern, die zumeist normale Fernsprechortsämter sind, sind größere Niederfrequenzmeßeinrichtungen nicht vorhanden. Zu dem einstellbaren Meßfilter, dem Meßgleichrichter und dem Schaltfeld mit 800 Hz-Filter wird daher für Messungen in den Verstärkerämtern und natürlich auch beim Teilnehmer als Anzeigergerät noch ein Spannungsmesser benötigt. Diese Geräte bilden zusammen den tragbaren Meßplatz (Abb. 7). Für sämtliche zu einem Drahtfunksendeamt gehörenden Verstärkerämtern wird vorläufig nur eine einzige tragbare Meßeinrichtung vorgesehen, die wahlweise in einem der Ämter eingesetzt werden kann. Sie soll außerdem zur Messung beim Drahtfunkteilnehmer verwendet werden können; durch diese Forderung wird die Empfindlichkeit des Meßplatzes bestimmt.

IV. Das Drahtfunk-Meßfilter

Die Anforderungen an das Drahtfunkmeßfilter ergeben sich aus der Betriebsweise des Drahtfunks. Bei diesem werden mehrere Trägerfrequenzen im Abstand von mindestens 30 kHz in dem Frequenzband zwischen 155 kHz und 275 kHz übertragen. Die Darbietungen umfassen die

Frequenzen von 30...10 000 Hz, so daß der Durchlaßbereich eines Filters doppelt so breit sein muß (20 kHz). Damit das gesamte Frequenzgebiet, in dem der Träger liegen kann (155...275 kHz), lückenlos überstrichen wird, wurde das Meßfilter aus 25 Einzelfiltern, bei denen die gleichen Spulen verwendet werden, aufgebaut und der Durchlaßbereich jedes Einzelfilters 25 kHz breit gemacht, so daß innerhalb eines Filters die Trägerfrequenz mit ihren Bändern um 5 kHz verschoben werden kann. Da das nächste Filter an diesen Frequenzbereich anschließt, kann mit 25 Einzelfiltern ein Bereich von $25 \cdot 5 = 125$ kHz ($275 - 155 = 120$ kHz) von der Trägerfrequenz lückenlos überstrichen werden.

Am Eingang des Meßfilters ist ein Spannungsregler vorhanden, mit dem man in groben Stufen die Eingangsspannung um mehr als 7 N dämpfen kann, am Ausgang liegt

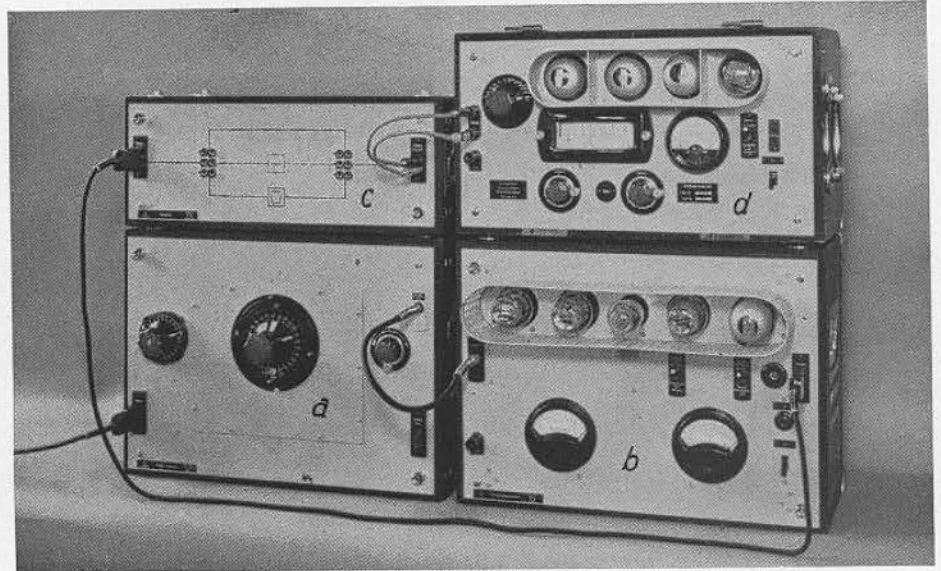


Abb. 7. Aufbau des Drahtfunk-Meßplatzes

a = Drf-Meßfilter b = Drf-Meßgleichrichter c = Buchsenfeld mit 800 Hz-Bandpaß d = Spannungsmesser

ein Feinregler, der die groben Stufen überbrückt. Die beiden Regler im Meßfilter dienen zur Einstellung der Spannung für den Meßgleichrichter, da man diesen selbst nicht regeln kann.

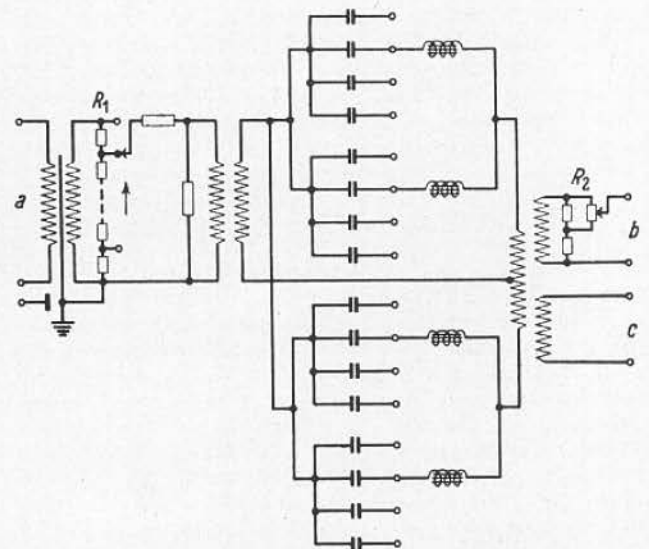


Abb. 8. Schaltbild des Meßfilters

a = Eingang des Filters c = niederohmiger Ausgang
b = Ausgang für den Meßgleichrichter R₁ = Grob- und R₂ = Feinregler

Das Filter ist als dreiwertiges Differentialfilter ausgeführt. Da zu jedem Einzelfilter vier Schwingzweige gehören, müssen beim Umschalten auf einen anderen Durchlaßbereich die vier Kondensatoren jedesmal umgeschaltet werden. Abb. 8 zeigt das Schaltbild und Abb. 9 das ausgeführte Meßfilter.

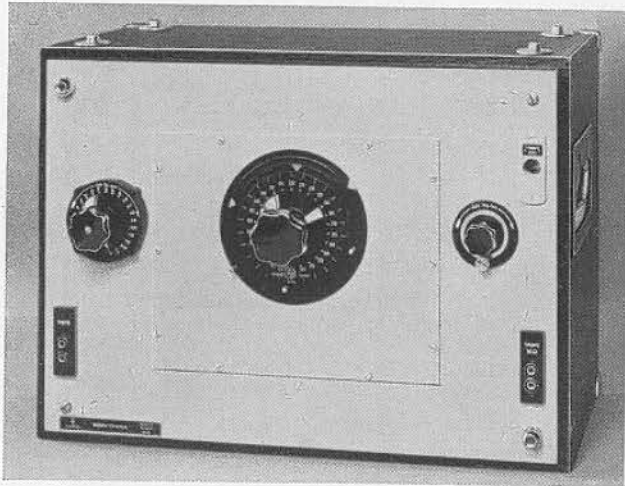


Abb. 9. Meßfilter

Der Aufwand für das Filter hängt von den Forderungen ab, die an den Verlauf seiner Dämpfung gestellt werden müssen. Da mit dem Meßplatz Dämpfungen des nicht-linearen Nebensprechens von mindestens 7 N gemessen werden sollen, muß die Niederfrequenzdarbietung eines durch das Filter zu sperrenden Trägers um mindestens 8 N gedämpft werden gegen die Darbietung des durchzulassenden Trägers. Filter und Meßgleichrichter müssen also zusammen in 27,5 kHz Abstand von der Durchlaßmitte eine Dämpfung von 8 N aufweisen. Der Abstand von 27,5 kHz kommt dadurch zustande, daß der Träger im Durchlaßbereich des Filters um $\pm 2,5$ kHz verschoben werden kann. Bei zwei Trägern in 30 kHz Abstand kann also das Meßfilter, wenn ein Träger durchgelassen werden soll, so eingestellt werden, daß der Frequenzabstand von der Mitte des Durchlaßbereiches bis zum gesperrten Träger nur 27,5 kHz beträgt. Die Dämpfung von 8 N braucht nicht vom Filter allein aufgebracht zu werden, sondern es kann die Filterwirkung des Gleichrichters herangezogen werden, da bei den Messungen immer mindestens zwei Träger vorhanden sind. Bei linearer Gleichrichtung und etwa gleich großen Trägeramplituden am Eingang des Filters braucht das Filter nur den halben Wert der geforderten Dämpfung minus 0,7 N aufzubringen. Statt 8,0 N muß die Filterdämpfung in 27,5 kHz Abstand von der Durchlaßmitte nur 3,2 N betragen. Abb. 10 Kurve a zeigt

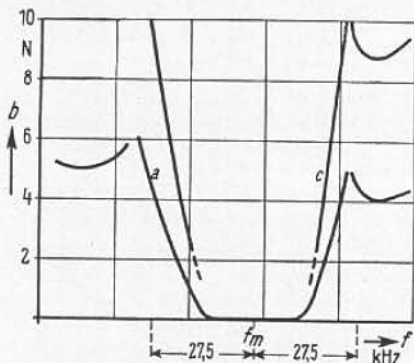


Abb. 10. Dämpfungskurven des Meßfilters

- a = Dämpfung des Meßfilters
- b = Dämpfung
- f = Frequenz
- f_m = Frequenz in der Mitte des Durchlaßbereiches
- c = Dämpfung von Filter und linearem Gleichrichter, gemessen mit 2 gleich großen Trägern

die Dämpfung des Filters mit einem veränderbaren Träger, Kurve c die Dämpfung des Filters und des Gleichrichters, mit zwei Trägern gemessen; dabei war der eine Träger auf die Frequenz der Durchlaßmitte eingestellt, der andere wurde verändert.

Der Grund für die Filterwirkung des Gleichrichters kann durch die Vektordarstellung anschaulich gemacht werden. Am Eingang des Gleichrichters liegt die zu messende Spannung U_1 der Frequenz f_1 und die durch die Filterdämpfung geschwächte Spannung U_2 der Frequenz f_2 . Durch Überlagerung von U_1 und U_2 entsteht eine Schwebung von der Frequenz $f_1 - f_2$. Diese Schwebungsfrequenz wird nach Gleichrichtung durch eine Spulenleitung im Gleichrichter unterdrückt, sie interessiert also nicht. Wichtiger ist die Form dieser Schwebung, die Einhüllende. Sie ist bekanntlich unsymmetrisch, erzeugt also nach Gleichrichtung einen zusätzlichen Gleichspannungsanteil, der niederfrequent schwankt, wenn f_2 niederfrequent moduliert ist. Nur diese niederfrequenten Schwankungen sind im Lautsprecher oder im Meßinstrument festzustellen (siehe Abb. 11). Angenähert kann die

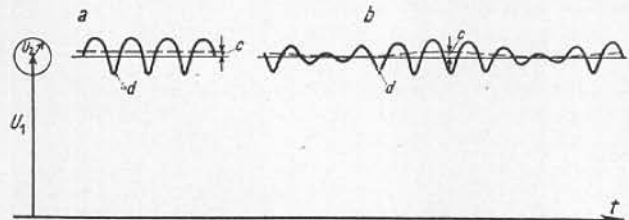


Abb. 11. Überlagerung zweier Träger

- a = Träger U_2 unmoduliert und
- b = moduliert
- c = zusätzlicher Gleichspannungsanteil
- d = unhörbarer Schwebungston
- $f_1 - f_2$
- t = Zeitachse

Niederfrequenz, die bei Gleichrichtung einer kleinen modulierten Spannung und einer großen unmodulierten Spannung entsteht, aus dem Gleichspannungsanteil der Umhüllungskurve von $U_1 + U_2$ berechnet werden³⁾.

Im Durchlaßbereich des Filters darf die Dämpfungskurve nur geringe Verzerrungen aufweisen, damit keine Änderung des Modulationsgrades und keine nicht-linearen Verzerrungen durch Dämpfungsdifferenzen der Seitenbänder auftreten.

V. Aufbau des Drahtfunkmeßplatzes, Durchführung der Messung

Abb. 12 zeigt das Grundschaltbild des Meßplatzes. Die drei Trägerfrequenzen am Ausgang der Sender, der Verstärker oder an der Drahtfunkdose beim Teilnehmer ge-

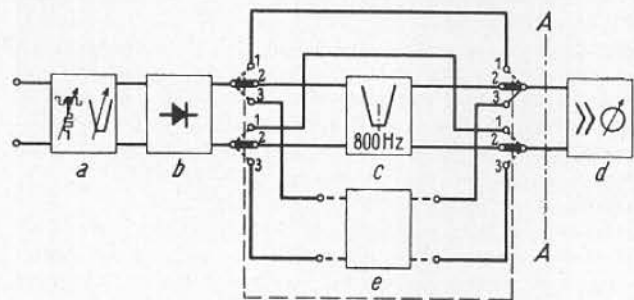


Abb. 12. Drahtfunk-Meßplatz

- a = Drahtfunk-Meßfilter
- b = Drahtfunk-Meßgleichrichter
- c = 300-Hz-Bandpaß
- d = Spannungsmesser
- e = Klirrfaktor-Meßbrücke

langen über einen Regler an den Eingang des Drahtfunkmeßfilters. Die ausgesiebte Trägerfrequenz mit ihren Bändern wird im Meßgleichrichter in die Niederfrequenzlage geschoben. Die durch die Gleichrichtung gewonnene

³⁾ E. Buchmann: Über die Filterwirkung bei der Gleichrichtung amplitudenmodulierter Träger. TFT 30, S. 116. 1941.

Träger,
richters,
äger auf
andere

ers kann
werden.
essende
e Filter-
quenz f_2 .
Schwe-
ebungs-
Spulen-
Spulert
also
die Ein-
ngt also
nnungs-
nieder-
quenzen
Binstru-
ann die

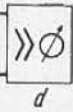


ston

kleinen
ulierten
eil der
)
pfungs-
t keine
nicht-
en der

ng der

es. Die
er Ver-
ner ge-



tfunk-
ihren
quenz-
nnene

Gleich-
1941.

Niederfrequenzspannung kann wie die Niederfrequenz-Rundfunkspannung gemessen und überwacht werden. In Stellung 1 des Umschalters können z. B. an den Punkten A...A ein Spannungsmesser, das Prüf- und Sicherungsgestell oder in wichtigeren Rundfunkverstärkerräumen das Überwachungsgestell angeschlossen und die entsprechenden Messungen durchgeführt werden, z. B. die Messung des Frequenzgangs und der Fremdspannungsmodulation. In Stellung 2 kann die Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens und in Stellung 3 der Klirrfaktor gemessen werden.

Die Messungen sind sehr einfach und rasch durchführbar:

1. **Modulationsgrad:** Der gewünschte Träger wird mit dem Drehschalter am Meßfilter eingestellt. Mit dem Grob- und Feinregler im Meßfilter wird der Träger am Eingang des Meßgleichrichters auf einen bestimmten Wert eingeregelt. (Zeiger des linken Instruments im Meßgleichrichter — Abb. 7 — auf rotem Strich.) An einem zweiten ebenfalls im Gleichrichter eingebauten Instrument, dem „Modulationsgradinstrument“, kann darauf der Modulationsgrad in Prozenten abgelesen werden.

2. **Frequenzgang:** Der Frequenzgang kann mit dem Modulationsgradinstrument nachgeprüft werden. Eine Abweichung im Modulationsgrad um 10 % entspricht dann einer Verzerrung im Frequenzband von etwa 0,1 N. An Stelle des Modulationsgradinstrumentes kann der Schalter auf Abb. 12 in Stellung 1 gebracht und der Frequenzgang der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenzspannung mit dem Spannungsmesser oder Pegelzeiger gemessen werden.

3. **Nichtlineares Nebensprechen:** Die Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens wird in Schalterstellung 2 gemessen. Mit dem Meßfilter wird ein modulierter Träger ausgesiebt und die Niederfrequenzspannung der Nutzmodulation mit dem Spannungsmesser gemessen, z. B. bei 80 % Modulation $U_1 = 4$ V. Die Trägerspannung wird dabei mit dem Regler im Meßfilter auf die rote Marke eingestellt. Darauf wird das Filter auf den nichtmodulierten Träger geschaltet (wieder auf die rote Marke eingestellt) und die Empfindlichkeit des Spannungsmessers erhöht, bis ein Ausschlag abgelesen werden kann. Beträgt dieser Ausschlag zum Beispiel $U_2 = 4$ mV, dann ist die Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens $b_N = \ln \frac{U_1}{U_2} \approx 7,0$ N. Die Messung wird mit 800 Hz und dementsprechend mit einem Bandpaß für 800 Hz ausgeführt, damit das Meßergebnis durch die Fremdspannungsmodulation nicht gefälscht wird.

4. **Messung der Fremdspannungsmodulation:** Diese wird ähnlich wie das nichtlineare Nebensprechen aber in Schalterstellung 1 gemessen. Zuerst wird die Nutzspannung mit dem Spannungsmesser gemessen. Darauf müssen die Darbietungen oder die Meßfrequenz im Sendeamt abgeschaltet werden. Die verbleibende Störmodulation wird wieder mit dem Spannungsmesser oder dem Mindestwertzeiger gemessen. Würde die Nutzmodulation im Sendeamt nicht abgeschaltet und die Fremdspannung im Kanal eines nichtmodulierten Trägers gemessen, dann würde der Anteil, der durch das nichtlineare Nebensprechen in den Kanal einfällt, als Fremdspannung mitgemessen.

5. **Klirrfaktormessung:** In Schalterstellung 3 wird der Ausgang des Meßgleichrichters auf die Klirrfaktormeßbrücke geschaltet. Bei dieser Messung wird der Eingangswiderstand der Meßbrücke auf 10^3 Ohm eingestellt. In Verbindung mit dem Spannungsmesser oder Pegelzeiger kann in bekannter Weise der Klirrfaktor gemessen werden.

6. **Sonstige Messungen:** Weitere Messungen mit dem Höchstwertzeiger, dem Mindestwertzeiger und die Überwachung mit dem Abhörlautsprecher werden in

Schalterstellung 1 durchgeführt; sie sind natürlich nur in den Sendeämtern möglich, in denen die entsprechenden Meßgeräte vorhanden sind.

VI. Meßgrenzen

1. Hochfrequenzempfindlichkeit des Meßplatzes

Die Hochfrequenzempfindlichkeit des Meßplatzes hängt von der Durchlaßdämpfung des Meßfilters und der Empfindlichkeit des Meßgleichrichters ab. Die Durchlaßdämpfung des Filters ist etwa 0...0,1 N. Die größte Empfindlichkeit wurde bestimmt durch den Wunsch, auch beim Teilnehmer messen zu können. Hier beträgt die kleinste mögliche Empfangsspannung 25 mV an 1000 Ohm. Da das Meßfilter einen Eingangswiderstand von ~ 600 Ohm besitzt, die Empfangsspannung beim Teilnehmer jedoch in der Drahtfunkanschaltdose auf 25 mV an 1000 Ohm eingestellt wird, ändert sich die Spannung beim Anschalten des Meßfilters entsprechend dem Vorschaltwiderstand in der Dose. Im ungünstigsten Fall geht die Spannung auf etwa 18 mV herunter.

In den weitaus meisten Fällen kann aber mit größeren Spannungen gerechnet werden, so daß 20 mV als kleinste Eingangsspannung des Meßfilters vollkommen ausreicht; die Messungen können jedoch auch bei noch kleineren Spannungen durchgeführt werden. Es wird dann ein anderer Arbeitspunkt auf der Gleichrichterkennlinie eingestellt, und man erhält z. B. bei 80 % Modulation nicht mehr 4 V Niederfrequenzspannung am Ausgang des Gleichrichters, sondern entsprechend weniger.

2. Nichtlineares Nebensprechen

Das 800 Hz-Bandfilter hat eine Durchlaßdämpfung von etwa 0 N, so daß die Ausgangsspannung des Drahtfunk-Meßgleichrichters am Eingang des Spannungsmessers oder Pegelzeigers liegt.

Beim tragbaren Meßplatz, der als Anzeigergerät einen Spannungsmesser enthält, ergeben sich folgende Grenzen: Bei 80 % Modulation beträgt die Niederfrequenzspannung 4 V. Die kleinste am Spannungsmesser meßbare Spannung ist 1,5 mV. Die Meßgrenze, die durch die Eigenschaften des Spannungsmessers gegeben ist, beträgt demnach $\ln \frac{4}{1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 7,9$ N. Da die Sender normalerweise nur mit 3,1 Volt (d. h. 62 %) angesteuert werden, ergibt sich eine Meßgrenze bei 62 % Modulation von $\ln \frac{3,1}{1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 7,6$ N. Der Meßumfang kann aber außer durch das Anzeigergerät auch durch den Meßgleichrichter oder das Meßfilter eingeschränkt werden. Messungen am Versuchsaufbau haben gezeigt, daß auch im ungünstigsten Fall mit zwei gleichen Trägern und 80 % Modulation ein Dämpfungswert von mindestens etwa 8,5 N erreicht wird. Im Normalfall kann mit ≈ 9 N gerechnet werden, so daß ein Wert von 7,9 bzw. 7,6 N Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens mit einer für die Praxis genügenden Genauigkeit angezeigt wird.

3. Fremdspannungsmodulation

Die Meßgrenze für die Fremdspannungsmodulation ist durch die Fremdspannungsmodulation des Meßgleichrichters bzw. durch die Empfindlichkeit des Spannungsmessers gegeben. Da die Fremdspannungsmodulation des Gleichrichters kleiner als 1 mV ist (am Muster wurden weniger als 0,5 mV gemessen), ist die Meßgrenze wieder durch die Empfindlichkeit des Anzeigergeräts bestimmt. Die Dämpfung der Fremdspannungsmodulation gegenüber der 80 %igen Nutzmodulation beträgt daher wie beim nichtlinearen Nebensprechen 7,9 N.

4. Klirrfaktormessung

Die Klirrfaktormeßbrücke ist nur für die tragbaren Meßplätze vorgesehen und wird auch da nur vereinzelt eingesetzt werden. Das 800 Hz-Bandfilter und die Um-

schalteinrichtung nach Abb. 12 wurden konstruktiv zu einem Umschaltfeld vereinigt, an das man die Klirrfaktor-meßbrücke in einfacher Weise anschließen kann.

Bei der Klirrfaktormessung ist die Grenze durch die Fremdspannung und den Klirrfaktor des Meßgleichrichters einerseits und die Empfindlichkeit der Brücke und des Anzeigegeätes andererseits gegeben. Die Klirrfaktoren von etwa 1...4 %, die beim Drahtfunk zu erwarten sind, können mit der Meßeinrichtung gut gemessen werden. An der Versuchsschaltung wurden 5^{0/00} Klirrfaktor noch einwandfrei gemessen.

5. Frequenzgang der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenzspannung

Lineare Verzerrungen treten im Gleichrichter und im Spannungsmesser auf. Einen weiteren Beitrag kann das Meßfilter liefern, wenn die Durchlaßdämpfung des Filters für den Träger und die Seitenbänder frequenzabhängig ist. Rechnet man für den ungünstigsten Fall, daß sich die linearen Verzerrungen addieren, dann ist zwischen 30 und 10 000 Hz, verglichen mit 800 Hz, insgesamt eine lineare Verzerrung von etwa $\pm 0,1$ N zu erwarten. Es ist anzunehmen, daß dieser Wert in den meisten Fällen wesentlich unterschritten wird.

6. Modulationsgrad

Der Modulationsgrad wird an einem Instrument des Drahtfunkmeßgleichrichters abgelesen. Nach einem vorläufigen Pflichtenheft für den Meßgleichrichter können Modulationsgrade von $m = 0,3 \dots m = 0,8$ mit einer Unsicherheit von höchstens 3 % des Meßwertes ($\pm 0,005$ absolut) abgelesen werden.

7. Eingangsscheinwiderstand der Meßschaltung

Bei größter Empfindlichkeit des Meßplatzes, wie sie für die Messungen beim Teilnehmer gebraucht wird, beträgt der Eingangsscheinwiderstand, wie bereits erwähnt, etwa 600 Ohm. Die Spannung, die am Ausgang der Drahtfunkanschaltdose auftritt, wird demnach durch das Anschalten des Meßplatzes verkleinert. Darüber wurde in dem Abschnitt „Hochfrequenzempfindlichkeit des Meßplatzes“ bereits gesprochen. Weiterhin kann die Spannung am Ausgang des Sendegestells gemessen werden. An diesem Punkt sind die Trägerspannungen mindestens 50 mV an 150 Ohm. Bei 50 mV Empfindlichkeit hat der Meßplatz einen Eingangswiderstand von etwa 1000 Ohm. Die durch das Anschalten des Meßplatzes hervorgerufene Span-

nungsänderung beträgt etwa 0,1 N. Gegenüber den anderen Meßpunkten ist der Eingangswiderstand des Meßplatzes genügend hoch, so daß keine meßbaren Spannungsänderungen auftreten werden. Bei geringster Empfindlichkeit ist der Eingangsscheinwiderstand der Meßschaltung mindestens gleich 3 kOhm.

Bei Benutzung des Meßgestells wird an Stelle des Spannungsmessers der Pegelzeiger der Rundfunkmeßeinrichtungen verwendet. Da der Pegelzeiger weniger empfindlich ist als der Spannungsmesser, sind die Meßgrenzen entsprechend umzurechnen. Für die Messung der Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens kann durch Einschalten eines Übertragers hinter das 800 Hz-Filter (Abb. 12) die Empfindlichkeit um etwa 1,4 N erhöht werden, so daß 7,0 N Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens, bezogen auf 80 % Nutzmodulation, gemessen werden können.

Um die Fremdspannungs- und Geräuschspannungsmodulation zu messen, kann man die zu messende Niederfrequenzspannung vom Sendeamt aus u. U. auch über Rundfunkleitungen zu einem Mindestwertzeiger eines Überwachungsgestells führen. Die Praxis wird zeigen, wie sich die Verwendung des Pegelzeigers als Anzeigegerät für den Drahtfunkmeßplatz bewährt und ob es nicht günstiger ist, auch in den Meßgestellen einen Spannungsmesser zu verwenden.

Zusammenfassung

Verschiedene Einflüsse können die Güte der Darbietungen des Drahtfunks vermindern. Es wurde deshalb eine Reihe von Meß- und Überwachungseinrichtungen geschaffen, mit denen die Darbietungen laufend überwacht werden. Mit einer Meßeinrichtung, die aus einem einstellbaren Meßfilter, einem Meßgleichrichter, einem Umschaltfeld mit 800 Hz-Bandpaß, einer Klirrfaktormeßbrücke und einem Spannungsmesser besteht, können

1. der Modulationsgrad,
2. der Frequenzgang der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenz,
3. die Dämpfung des nichtlinearen Nebensprechens,
4. die Fremd- und Geräuschspannung,
5. der Klirrfaktor der durch Gleichrichtung gewonnenen Niederfrequenz

gemessen werden. Die Messungen sind schnell und einfach durchführbar. Die Meßgenauigkeit entspricht den Anforderungen, die im praktischen Betrieb an eine Meßeinrichtung gestellt werden.

Über die Wirkung von Verzerrungen bei der Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen¹⁾

Von E. Hölzler

DK 538.56: 621.392.1.094

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus: „Elektrische Nachrichten-Technik“ Bd. 18 (1941) H. 5

Inhalt:

- A. Aufgabenstellung und Übersicht.
- B. Kurze Beschreibung eines Systems zur Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen.
- C. Der mögliche Gewinn an Geräuschabstand bei Frequenzmodulation verschiedenen Grades.
- D. Der Einfluß der verschiedenen Verzerrungen.
 1. Dämpfungsverzerrungen.
 2. Nichtlineare Kennlinien.
 3. Phasenverzerrung.
 4. Verzerrungen bei der Modulation und Demodulation.
- E. Die nichtlinearen Störungen infolge Phasenverzerrung.
 1. Beziehungen zwischen den Klirrspektren bei Frequenz- und Amplitudenmodulation.
 2. Die Klirrspektren 2. und 3. Grades.
- F. Meßergebnisse.
- G. Zusammenfassung und Schrifttum.

A. Aufgabenstellung und Übersicht.

In neuerer Zeit ist die Frequenzmodulation stark in den Vordergrund des Interesses gerückt, und zwar besonders im Zusammenhang mit der Übertragung von Schwingungen in Frequenzbändern, die wesentlich breiter sind, als es an sich zur getreuen Nachrichtenübermittlung notwendig wäre. Es zeigte sich nämlich [1, 2]²⁾, daß der Einfluß äußerer Störungen, wie z. B. des Wärmerauschens, stark vermindert werden kann, wenn man den Frequenzhub sehr groß gegen die Modulationsfrequenz macht. Der physikalische Grund dafür ist der, daß die Störschwingungen den Phasenhub beeinflussen (vgl. S. 92); maßgebend für die niederfrequente Ausgangsamplitude ist dagegen der Frequenzhub, das heißt der Differentialquotient des Phasenhubes nach der Zeit. Die niederfrequenten Amplituden der Störschwingungen haben daher einen Gang proportional der Frequenz. Sie verlieren nach tiefen Frequenzen zu immer mehr an Einfluß, so daß die Störung insgesamt wesentlich kleiner wird.

Es tritt nun die Frage auf, ob durch gewisse Abarten der Phasen- oder Frequenzmodulation, bei denen die Niederfrequenzamplitude proportional zu anderen Differentialquotienten der Phase ist, der Einfluß der Außenstörungen noch weiter verringert werden kann. Diese Frage wird im ersten Teil der Arbeit untersucht. Es zeigt sich, daß die Frequenzmodulation das günstigste von allen Verfahren darstellt.

¹⁾ D 83. ²⁾ Schrifttum siehe S. 102.

Weiterhin tritt die Frage auf, ob nicht auch die Verzerrungen des Übertragungssystems, wie z. B. Dämpfungsverzerrung, Phasenverzerrung und nichtlineare Verzerrung, irgendwie vermindert zur Wirkung kommen. Der Einfluß dieser Störungen wird daher nacheinander untersucht. Es zeigt sich dabei insbesondere, daß die Phasenverzerrung, die sonst zu den linearen Verzerrungen gehört, bei der Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen zu nichtlinearen Störungen führt. Diese Art der Verzerrung wird daher im zweiten Teil eingehender behandelt. Die Ergebnisse bestätigen die Vermutung, daß auch die Phasenverzerrungen nur vermindert zur Wirkung kommen. Die Rechnung wird durch Meßergebnisse belegt. Die notwendige hohe Linearität der Meßanordnung konnte dabei nur durch eine besondere Demodulationsschaltung erreicht werden.

B. Kurze Beschreibung eines Systems zur Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen.

Vor der näheren Behandlung der einzelnen Fragen sei der Aufbau eines Systems mit Frequenzmodulation kurz geschildert; insbesondere seien auch die Benennungen festgelegt. Die anschauliche Betrachtung solcher Systeme wird dadurch erschwert, daß die Frequenz gleichzeitig ein Maß für die Amplitude der modulierenden Schwingung wie auch für ihre Frequenz ist. Im folgenden werden daher einheitlich Frequenzen, soweit sie die Modulationsfrequenz angeben, mit kleinen Buchstaben (f, ω) bezeichnet, und soweit sie Amplituden kennzeichnen, mit großen Buchstaben (F, Ω).

Das System besteht auf der Sendeseite aus einem Modulator, wobei die modulierte Größe die Frequenz $\Omega_0 = 2\pi F_0$ einer von einem Oszillator erzeugten Schwingung ist. Legt man eine sinusförmige modulierende Schwingung der Amplitude U und der Kreisfrequenz ω zugrunde, so daß der Zeitwert

$$u = U_m \cdot \cos \omega t \quad (10)$$

wird, so erhält man am Ausgang des Modulators eine Augenblicksfrequenz

$$\Omega = \Omega_0 + \Omega_m \cdot \cos \omega t. \quad (11)$$

Ω_m ist ein lineares Maß für die niederfrequente Amplitude und wird als Frequenzhub bezeichnet. Da

die Frequenz als zeitlicher Differentialquotient der Phase definiert ist, hat die frequenzmodulierte Schwingung die Form

$$u = U_0 \sin \left[\int \Omega dt \right], \quad (12)$$

$$u = U_0 \sin \left[\Omega_0 t + \frac{\Omega_m}{\omega} \sin \omega t \right]. \quad (13)$$

Das Amplitudenspektrum einer solchen Schwingung erstreckt sich, wie Abb. 1 an einem Beispiel zeigt, im wesentlichen von $\Omega_0 - \Omega_m$ bis $\Omega_0 + \Omega_m$ [3]. Die einzelnen Teilschwingungen sind darstellbar durch Besselsche Funktionen der Form

$$J_n \left(\frac{\Omega_m}{\omega} \right) \cdot \sin (\Omega_0 + n \omega) t, \quad (14)$$

wobei n alle ganzen Zahlen von $-\infty$ bis $+\infty$ durchläuft. Wird $n \omega$ größer als Ω_m , so nehmen die Werte der Besselschen Funktionen sehr rasch ab.

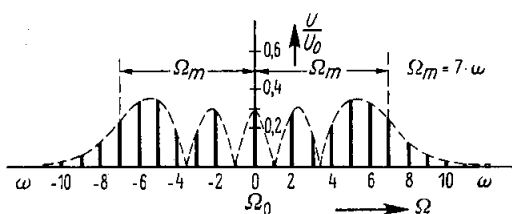


Abb. 1. Amplitudenspektrum einer frequenzmodulierten Schwingung.

Diese Schwingung wird gewöhnlich bei sehr hohen Frequenzen übertragen, wobei das Medium meist eine drahtlose Strecke ist. Auf der Empfangsseite wird die Schwingung zunächst mit einem Überlagerer in eine niedrigere Frequenzlage versetzt, so daß sie mit einfachen technischen Mitteln verstärkt werden kann. Hierbei ändert sich nur die Trägerfrequenz Ω_0 ; diese Modulationsstufe wird daher im folgenden nicht weiter betrachtet. Es folgt ein Filter, das die gewünschte Nachricht von anderen, ungewünschten trennt. Hierauf durchläuft die Nachricht einen Amplitudenbegrenzer. Dieser hat den Zweck, eine etwaige Amplitudenmodulation, die auf dem Übertragungsweg durch Dämpfungsverzerrung, zusätzliche Störungen oder dergleichen entstehen kann, auszumerzen. Die Schwingung hat also hinter dem Begrenzer wieder die durch Gl. (13) dargestellte Form. Es folgt der Demodulator, der im wesentlichen aus einem differenzierenden Netzwerk [3] (z. B. einem Schwingkreis) besteht. Durch Differenzieren von Gl. (13) erhält man nämlich

$$\frac{du}{dt} = U_0 \left\{ \Omega_0 + \Omega_m \cos \omega t \right\} \sin \left[\Omega_0 t + \frac{\Omega_m}{\omega} \sin \omega t \right]. \quad (15)$$

Richtet man diese Schwingung gleich, so enthält die Hüllkurve, wie man sieht, die gewünschte Niederfrequenz. In den wirklichen Schaltungen, die meist nach dem sogenannten Phasensprungverfahren [4] arbeiten, wird noch durch Gegentaktanordnung erreicht, daß das konstante Glied Ω_0 in der Hüllkurve nicht mehr enthalten ist.

C. Der mögliche Gewinn an Geräuschabstand bei Frequenzmodulation verschiedenen Grades.

Zu einer Variation des Verfahrens der Frequenzmodulation kommt man durch folgende Betrachtung:

Die sogenannte Phasenmodulation unterscheidet sich von der Frequenzmodulation dadurch, daß der Frequenzhub Ω_m bei gleicher niederfrequenter Aussteuerung A nicht konstant ist, sondern mit der Modulationsfrequenz ω ansteigt. Es sei z. B. die phasenmodulierte Schwingung gegeben durch

$$u = U_0 \sin \Theta = U_0 \sin [\Omega_0 t + A \sin \omega t]. \quad (20)$$

Dann ist die Frequenz

$$\Omega = \frac{d\Theta}{dt} = \Omega_0 + A \omega \cos \omega t, \quad (21)$$

und der Frequenzhub wird

$$\Omega_m = A \cdot \omega. \quad (22)$$

Bei der Frequenzmodulation dagegen ist der Frequenzhub [vgl. Gl. (11)] unabhängig von ω

$$\Omega_m = A. \quad (23)$$

Man kommt nun dadurch zu einer Reihe von Modulationsarten, daß man dem Frequenzhub verschiedene Abhängigkeiten von ω gibt; es sei also

$$\Omega_m = A \cdot \omega^n. \quad (24)$$

Eine derartige Modulation möge als Frequenzmodulation n ten Grades bezeichnet werden. Die Phasenmodulation ist also eine Frequenzmodulation ersten Grades, die übliche Frequenzmodulation eine solche nullten Grades. Die verschiedenen Grade sind praktisch durchaus herstellbar. Ein geläufiges Beispiel ist das Armstrongsche Verfahren [1] zur Frequenzmodulation: Hier erhalten die modulierenden Schwingungen zunächst durch Netzwerke einen Amplitudengang proportional zu $1/\omega$; hierauf wird die Schwingung phasenmoduliert. Der Frequenzhub wird dann

$$\Omega_m = \left(\frac{A}{\omega} \right) \cdot \omega = A, \quad (25)$$

wie es bei der Frequenzmodulation sein muß. Durch niederfrequente Dämpfungsverzerrung kann man also die Frequenzmodulationen verschiedener Grade ohne weiteres herstellen.

Einen Überblick über die Wirkung von Geräuschstörungen auf diese verschiedenen Modulationsarten erhält man durch folgende einfache Betrachtung [5]: Die Trägerschwingung am Eingang des Empfängers habe die Amplitude U_0 (Abb. 2). Hierzu trete eine kleine Störspannung von der Größe U_s . Die Frequenz der Störung möge um ω von der empfangenen Trägerschwingung abweichen. Der Störvektor U_s dreht sich dann mit der Frequenz ω um den Trägervektor U_0 . Im Empfänger wird, wie oben erwähnt, die Amplitudenmodulation durch Begrenzer unterdrückt und es verbleibt eine Phasenmodulation der Größe

$$\Theta_s = \frac{U_s}{U_0} \sin \omega t. \quad (26)$$

Dazu gehört ein Frequenzhub Ω_s der Störung

$$\Omega_s = \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right)_{\max} = \frac{U_s}{U_0} \cdot \omega. \quad (27)$$

Um nun das Störverhältnis zu erhalten, muß man den Frequenzhub Ω_m der Nachricht berechnen und mit Ω_s vergleichen.

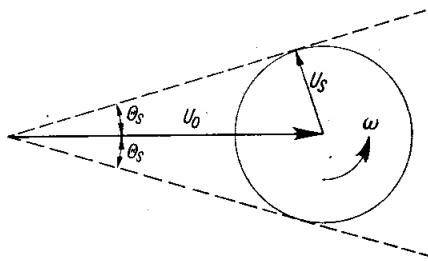


Abb. 2. Phasenmodulation durch eine Störung.

1. Frequenzmodulation ersten Grades (Phasenmodulation).

Der Frequenzhub ist

$$\Omega_m = A \cdot \omega. \quad (28)$$

Die Konstante A errechnet sich aus der Forderung, daß ein bestimmter Frequenzhub Ω^* nicht überschritten werden soll. Reicht das zu übertragende Frequenzband von ω_1 bis ω_2 , so wird

$$A = \frac{\Omega^*}{\omega_2} \quad (29)$$

und

$$\Omega_m = \frac{\Omega^*}{\omega_2} \cdot \omega. \quad (30)$$

Man erhält also das Geräuschverhältnis

$$v = \frac{\Omega_s}{\Omega_m} = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega_2}{\Omega^*}. \quad (31)$$

Abb. 3 veranschaulicht diese Beziehung.

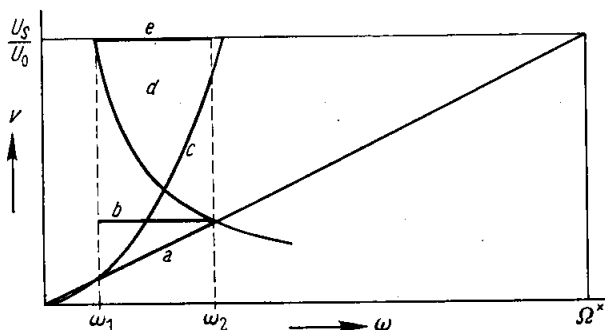


Abb. 3. Das Geräuschverhältnis v bei verschiedenen Modulationsarten. a = Nullter Grad (Frequenzmodulation); b = erster Grad (Phasenmodulation), c = Minus erster Grad, d = zweiter Grad, e = Amplitudenmodulation, $\omega_1 \dots \omega_2$ = Übertragungsbereich.

Bei Amplitudenmodulation wäre das Geräuschverhältnis

$$v = \frac{U_s}{U_0}; \quad (32)$$

dafür wäre nur das Band von ω_1 bis ω_2 besetzt. Bei Phasenmodulation mit einem maximalen Frequenzhub Ω^* ist das Geräuschverhältnis um den Faktor ω_2/Ω^* kleiner, und zwar für alle Frequenzen.

2. Frequenzmodulation nullten Grades (übliche Frequenzmodulation).

Der Frequenzhub ist

$$\Omega_m = A = \Omega^*. \quad (33)$$

Damit wird das Geräuschverhältnis

$$v = \frac{\Omega_s}{\Omega_m} = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega}{\Omega^*}, \quad (34)$$

$$v = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega_2}{\Omega^*} \cdot \frac{\omega}{\omega_2}. \quad (35)$$

Wie Abb. 3 zeigt, hat das Geräuschverhältnis den aus dem Schrifttum [2] bekannten, mit der Frequenz ansteigenden Verlauf. Die Störungen sind gegenüber der Phasenmodulation um den Faktor ω/ω_2 kleiner.

3. Frequenzmodulation vom Grade minus Eins.

Der Frequenzhub ist

$$\Omega_m = \frac{A}{\omega}. \quad (36)$$

Für den maximalen Frequenzhub Ω^* ist diesmal nicht die höchste, sondern die tiefste übertragene Frequenz ω_1 maßgebend, und zwar wird

$$A = \omega_1 \cdot \Omega^*. \quad (37)$$

Damit ergibt sich das Geräuschverhältnis zu

$$v = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_1 \cdot \Omega^*}, \quad (38)$$

$$v = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega_2}{\Omega^*} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_1 \omega_2}. \quad (39)$$

Das Geräuschverhältnis ist für die tiefste Frequenz gleich dem der Frequenzmodulation, steigt dann aber stark an. In noch stärkerem Maße ist dies bei den höheren Graden der Fall.

4. Frequenzmodulation zweiten Grades.

Der Frequenzhub ist

$$\Omega_m = A \omega^2. \quad (40)$$

Maßgebend für Ω^* ist wieder die höchste übertragene Frequenz.

Es wird

$$A = \frac{\Omega^*}{\omega_2^2}, \quad (41)$$

und man erhält

$$v = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega_2^3}{\omega \Omega^*}, \quad (42)$$

$$v = \frac{U_s}{U_0} \cdot \frac{\omega_2}{\Omega^*} \cdot \frac{\omega_2}{\omega}. \quad (43)$$

Diesmal steigt das Geräuschverhältnis nach den tiefen Frequenzen zu stark an.

Aus den vorstehenden Ergebnissen folgt, daß von allen Modulationsarten die Frequenzmodulation im engeren Sinne das günstigste Geräuschverhältnis ergibt. Physikalisch rührt dies davon her, daß nur bei dieser Modulationsart der Frequenzhub Ω^* von allen modulierenden Frequenzen ω ausgenutzt wird. Bei allen anderen Arten sind die Frequenzhübe entweder für die tiefen oder die hohen Frequenzen kleiner, wodurch dann das Geräuschverhältnis ansteigt.

Man könnte einwenden, daß die vorstehende einfache Betrachtung nicht mehr gilt, wenn die Träger-schwingung U_0 moduliert ist. Crosby [2] hat aber durch Berechnung der bei der Modulation entstehenden Amplitudenspektren gezeigt, daß für die Geräuschberechnung die Annahme einer unmodulierten Träger-schwingung der Frequenz Ω_0 genügt. Voraussetzung ist dabei, daß ein gleichmäßig verteiltes Störungsspektrum (z. B. Wärmerauschen) vorliegt, so daß für jeden Augenblickswert der Frequenz Geräuschamplituden gefunden werden können, die um $\pm\omega$ von Ω entfernt sind. Wird das Band durch Filter auf den notwendigen Bereich $\Omega_0 \pm \Omega^*$ eingeengt, so sind die Störungen kleiner.

D. Einfluß der verschiedenen Verzerrungen.

1. Dämpfungsverzerrungen.

Dämpfungsverzerrungen treten beim Durchgang der frequenzmodulierten Schwingung durch Schwingkreise, Filter und dergleichen insbesondere an den Rändern des Übertragungsbereiches auf. Sie äußern sich als unerwünschte Amplitudenmodulation und müssen daher vor der Demodulation, wie schon erwähnt, durch starke Amplitudenbegrenzung beseitigt werden. Je nach dem Grade der Begrenzung verbleibt ein Rest der Verzerrung, den H. Zuhrt [6] berechnet hat. Da die Begrenzung, um den Einfluß des Schwundes auszuschalten, ohnehin stark sein muß, bleiben aber die Dämpfungsverzerrungen praktisch ohne Einfluß.

2. Nichtlineare Kennlinien.

Bei gewöhnlichen Übertragungssystemen verursachen gekrümmte Kennlinien von Verstärkern, Spulen und dergleichen Schwingungen neuer Frequenzen, führen also zu nichtlinearen Störungen und bei Mehrfachübertragung zu nichtlinearem Nebensprechen [7]. Bei der Übertragung einer frequenzmodulierten Schwingung liegen die Verhältnisse anders. Die Schwingung möge gegeben sein durch

$$u = U_0 \cdot \sin \Theta, \quad (50)$$

wo Θ laut Gl. (12) das zeitliche Integral der Augenblicksfrequenz ist. Haben die Elemente im Zuge der Übertragung gekrümmte Kennlinien, so kann man diese nach Potenzen von u zerlegen. Außer der linearen Schwingung treten dann noch nichtlineare Teilschwingungen auf, deren Amplituden proportional zu u^n sind. Die Winkel sind jeweils $n \cdot \Theta$, also ganze Vielfache von Θ . Entsprechend liegen die dazugehörigen Augenblicksfrequenzen bei ganzen Vielfachen der Trägerfrequenz Ω_0 , wobei die Amplitudenspektren jeweils $2n\Omega_m$ breit sind. Da Ω_m im allgemeinen sehr klein gegen Ω_0 ist, sind auch die n -mal breiteren Bänder noch relativ schmal, sie überlappen sich also nicht. Die Schwingungen dieser „Störbänder“ können ohne weiteres durch die Selektionsmittel beseitigt werden; Kennlinienkrümmungen sind also unschädlich. Das ist auch der Grund, weshalb man ohne weiteres mit

Frequenzvervielfachung arbeiten oder Amplitudenbegrenzer einschalten kann.

3. Phasenverzerrung.

Damit die Übertragung verzerrungsfrei ist, muß bekanntlich das Phasenmaß in der Nähe der Trägerfrequenz Ω_0 einen linearen Frequenzgang haben. Nun bringen aber die Selektionsmittel im Empfänger merkliche Abweichung der Phasenkurve mit sich. Bei den derzeitigen Geräten sind diese Abweichungen nicht bedeutend, da man die Filter mit Rücksicht auf die geringe Besetzung des Meter- und Zentimeter-Wellenbandes noch sehr breit machen kann. In Zukunft wird man aber das zur Verfügung stehende Frequenzband sehr viel schärfer begrenzen müssen, so daß die Abweichungen vom linearen Verlauf der Phase merklich werden.

Wenn die Frequenz einer Schwingung sinusförmige Änderungen erfährt, so bewirken Krümmungen im Phasenmaß eines Vierpols, daß am Ausgang des Vierpols die Frequenzänderungen nicht mehr sinusförmig sind. Die Kurvenform wird verzerrt, das heißt Phasenverzerrungen im Übertragungsweg führen zu nichtlinearen Verzerrungen in der demodulierten Niederfrequenz. Die Phasenkurve spielt demnach bei Frequenzmodulation eine ähnliche Rolle wie bei Amplitudenmodulation die Kennlinie von Röhren, Modulatoren u. dergl. Da bei der technisch wichtigen Mehrfachausnutzung von Dezimeterverbindungen sehr hohe Anforderungen an das nichtlineare Nebensprechen gestellt werden, wird der Einfluß selbst kleiner Phasenverzerrungen durchaus merklich. Im nächsten Abschnitt wird daher die Wirkung dieser Art der Verzerrung genauer untersucht.

4. Verzerrungen bei der Modulation und Demodulation.

Auf der Sendeseite ergibt die Modulationskennlinie die Abhängigkeit der Frequenz Ω von der modulierenden Spannung u_1 (Abb. 4); ebenso erhält man bei der Demodulation eine Abhängigkeit zwischen der Frequenz Ω und der niederfrequenten Ausgangsspannung u_2 (Abb. 4). Zu beachten ist allerdings,

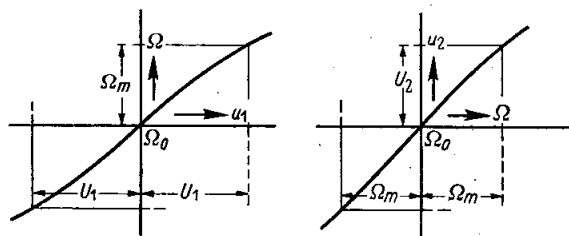


Abb. 4. Kennlinien bei der Modulation (links) und Demodulation (rechts).

daß solche Kennlinien, die man statisch einfach aufnehmen kann, für das dynamische Verhalten des Systems nur gelten, wenn die modulierende Frequenz genügend klein gegen die Trägerfrequenz ist. Praktisch ist diese Forderung stets erfüllt. Ferner ist zu beachten, daß die Elemente des Modulators und De-

modulators, die zur Phasenverzerrung beitragen, gesondert betrachtet werden, da dieser Einfluß durch eine statische Messung nicht erfaßt wird.

Sind die aufgenommenen Kennlinien nichtlinear, so kann man sie nach Potenzen von u_1 bzw. Ω zerlegen und in bekannter Weise die auftretenden Modulationsprodukte berechnen. Die Zusammenhänge zwischen Kennlinienkrümmung und Verzerrung bzw. Klirrdämpfung sind die gleichen wie bei der Amplitudenmodulation, es treten daher keine neuen Probleme auf. Allerdings ist es weit schwieriger, Modulationskennlinien zu verwirklichen, die in einem relativ großen Frequenzbereich linear sind, als entsprechende Kennlinien bei Amplitudenmodulation, die in einem relativ großen Amplitudenbereich linear verlaufen.

E. Die nichtlinearen Störungen infolge Phasenverzerrung.

1. Beziehungen zwischen den Klirrspektren bei Frequenz- und Amplitudenmodulation.

Betrachtet werde eine frequenzmodulierte Schwingung, die ein System mit Phasenverzerrung, z. B. ein Filter, durchlaufe. Die Augenblicksfrequenz am Eingang des Filters sei

$$\Omega_1 = \Omega_0 + H_1(t). \quad (60)$$

$H_1(t)$ ist dabei der Zeitwert der Frequenzauslenkung. Da dieser Wert der angelegten Niederfrequenz-Schwingung direkt proportional ist, ist er ein getreues Abbild des zeitlichen Verlaufs der zu übertragenden Nachricht. Die frequenzmodulierte Schwingung am Eingang hat dann die Form

$$u_1 = U_0 \sin(\int \Omega_1 dt). \quad (61)$$

Das System habe das Übertragungsmaß

$$\mathcal{G}(\Omega) = B(\Omega) + j\Phi(\Omega). \quad (62)$$

Das Dämpfungsmaß B und das Phasenmaß Φ sind hier allgemeinere Größen als sonst in der Wechselstromtechnik, da sie Funktionen nicht einer konstanten, sondern einer zeitlich veränderlichen Frequenz sind. Carson und Fry [3] haben ein Verfahren angegeben, wie man in solchen Fällen genau zu rechnen hat. Im folgenden wird ein Näherungsverfahren benutzt, das in den praktisch vorkommenden Fällen ausreicht, aber wesentlich einfacher ist.

Die Dämpfung und auch die Dämpfungsverzerrung brauchen hier nicht betrachtet zu werden, da ihr Einfluß, wie oben erwähnt, durch den Amplitudengrenzer wirkungslos wird.

Die Schwingung am Ausgang des Systems hat die Form

$$u_2 = U_0 \cdot \sin(\int \Omega_1 dt - \Phi), \quad (63)$$

und die Augenblicksfrequenz am Ausgang wird

$$\Omega_2 = \Omega_1 - \frac{d\Phi}{dt}. \quad (64)$$

Da nun der veränderliche Teil $H_1(t)$ der Frequenz Ω_1 sehr klein im Verhältnis zum konstanten Teil Ω_0

ist, liegt eine Taylorentwicklung des Phasenmaßes nahe:

$$\Phi(\Omega_0 + H_1(t)) = \Phi(\Omega_0) + H_1(t) \cdot \frac{d\Phi}{d\Omega_0} + \frac{1}{2!} H_1^2(t) \frac{d^2\Phi}{d\Omega_0^2} + \dots \quad (65)$$

Die Differentiation nach der Zeit ist jetzt leicht ausführbar, da die vorkommenden Größen entweder nur von der Zeit oder nur von der Frequenz abhängen.

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{dH_1}{dt} \cdot \frac{d\Phi}{d\Omega_0} + \frac{1}{2!} \frac{dH_1^2}{dt} \frac{d^2\Phi}{d\Omega_0^2} + \dots \quad (66)$$

Setzt man

$$\Omega_2 = \Omega_0 + H_2(t), \quad (67)$$

so wird der Zeitvorgang am Ausgang mit Beachtung der Gl. (60), (64) und (66)

$$H_2(t) = H_1(t) - \frac{dH_1}{dt} \cdot \frac{d\Phi}{d\Omega_0} - \frac{1}{2!} \frac{dH_1^2}{dt} \frac{d^2\Phi}{d\Omega_0^2} - \dots \quad (68)$$

Das Phasenmaß des Systems sei nach Abb. 5 durch eine gekrümmte Kurve gegeben. Diese sei zusammengesetzt aus einer Geraden und einer Kurve n ten Grades, so daß

$$\Phi = \Delta\Omega T_0 + \Phi_n \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega_m}\right)^n. \quad (69)$$

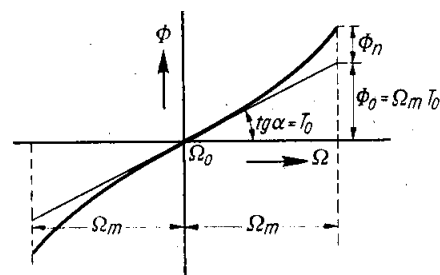


Abb. 5. Phasenmaß des Systems mit Phasenverzerrung.

Dann wird

$$\frac{d\Phi}{d\Omega_{\Omega=\Omega_0}} = T_0 + \frac{n\Phi_n}{\Omega_m} \cdot \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega_m}\right)^{n-1}. \quad (70)$$

Hiermit lautet Gl. (68)

$$H_2(t) = H_1(t) - T_0 \cdot \frac{dH_1}{dt} - \frac{dH_1}{dt} \cdot \frac{n\Phi_n}{\Omega_m} \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega_m}\right)^{n-1} - \dots \quad (71)$$

Die ersten beiden Glieder sind der Beginn einer Taylorreihe für $H_1(t - T_0)$. Da praktisch die höchste Modulationsfrequenz stets klein gegen den Frequenzhub und damit gegen die Bandbreite des Filters ist, sind dessen Laufzeiten klein gegen die Periodendauer der vorkommenden Modulationsfrequenzen; die ersten beiden Glieder können also genügend genau für die ganze Reihe genommen werden. Sie stellen den gleichen Zeitvorgang wie am Eingang des Systems dar, nur um die Laufzeit T_0 verschoben. Die weiteren Glieder in Gl. (71) geben die Verzerrungen an. Da die Differentialquotienten nach der Frequenz alle an der Stelle $\Omega = \Omega_0$ zu nehmen sind, sind alle Glieder Null bis auf dasjenige, das beim Differenzieren konstant wird. Dieses Glied lautet

$$\frac{dH_1(t)}{dt} \cdot \frac{\Phi_n}{\Omega_m^n} \quad (72)$$

Bezieht man noch in Gl. (71) den Zeitwert $H(t)$ auf seinen Höchstwert Ω_m , so daß

$$h(t) = \frac{H(t)}{\Omega_m} \quad (73)$$

wird, so erhält man den Zeitwert des nichtlinearen Vorgangs

$$h_3(t) = -\frac{\Phi_n}{\Omega_m} \frac{dh_1^n}{dt}, \quad (74)$$

und der gesamte Zeitvorgang am Ausgang, der sich aus einem zeitlich verschobenen, aber sonst unveränderten Teil und dem nichtlinearen Vorgang zusammensetzt, wird

$$h_2(t) = h_1(t - T_0) - \frac{\Phi_n}{\Omega_m} \cdot \frac{dh_1^n}{dt}. \quad (75)$$

Gl. (74) gestattet die Berechnung der auftretenden nichtlinearen Teilschwingungen für beliebige Zeitvorgänge $h_1(t)$ und für eine beliebige Kurvenform des Phasenmaßes $\Phi(\Omega)$. Im folgenden Absatz wird die Berechnung für einen bestimmten Zeitvorgang, der ein gleichmäßig verteiltes Amplitudenspektrum hat, und für Phasenverzerrungen 2. und 3. Grades durchgeführt. Damit die entstehenden Klirrspektren mit denen verglichen werden können, die bei gewöhnlicher Übertragung über ein nichtlineares System entstehen, seien vorher die entsprechenden Beziehungen einander gegenübergestellt.

Gegeben sei ein System mit einer nichtlinearen Kennlinie nach Abb. 5, z. B. eine Verstärkerröhre oder dergleichen. Φ bedeute z. B. die Ausgangsspannung, $\Delta\Omega = \Omega - \Omega_0$ die Eingangsspannung. Der lineare Übertragungsfaktor sei 1. Der Zeitvorgang am Ausgang ist dann

$$h_2(t) = h_1(t) + \frac{\Phi_n}{\Phi_0} h_1^n(t). \quad (76)$$

Der nichtlineare Teil des Vorgangs ist

$$h_3(t) = \frac{\Phi_n}{\Phi_0} h_1^n(t). \quad (77)$$

Stellt man die Größe h_3 durch ihr Amplitudenspektrum dar, so ist dies von der Form

$$h_3(t) = \frac{\Phi_n}{\Phi_0} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega) \cos \omega t d\omega. \quad (78)$$

Darin bedeutet $A(\omega)$ die Amplitudendichte. Die nichtlinearen Teilschwingungen haben also bei Amplitudenmodulation die Größe

$$k_a = \frac{\Phi_n}{\Phi_0} A(\omega). \quad (79)$$

Durchläuft der gleiche Vorgang ein System mit Frequenzmodulation, so ist nach Gl. (74) der zeitliche Differentialquotient zu bilden. Man erhält

$$h_3(t) = -\frac{\Phi_n}{\Omega_m} \cdot \frac{d}{dt} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega) \cdot \cos \omega t d\omega \right], \quad (80)$$

$$h_3(t) = +\frac{\Phi_n}{\Omega_m} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \omega \cdot A(\omega) \cdot \sin \omega t d\omega. \quad (81)$$

Die nichtlinearen Teilschwingungen haben also bei Frequenzmodulation die Größe

$$k_f = \frac{\Phi_n}{\Omega_m} \cdot \omega \cdot A(\omega) \quad (82)$$

oder mit Beachtung von Gl. (79)

$$k_f = \frac{\Phi_0}{\Omega_m} \cdot \omega \cdot k_a = T_0 \cdot \omega \cdot k_a. \quad (83)$$

Kennzeichnet man noch den Übertragungsbereich durch die Mittenfrequenz ω_0 des übertragenen Bandes, so erhält man schließlich

$$k_f = \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \omega_0 \cdot T_0 \cdot k_a. \quad (84)$$

Diese Bezeichnung gilt ganz allgemein. Sie sagt folgendes aus: Wenn sich bei gewöhnlicher Übertragung über ein System mit krummer Kennlinie ein Klirrspektrum k_a ergibt, so liefert der gleiche Zeitvorgang, frequenzmoduliert über ein System mit der gleichgekrümmten Phasenkennlinie übertragen, ein Klirrspektrum, das mit 2 Faktoren verzerrt ist:

1. Mit dem Faktor ω/ω_0 . Die Klirrspaltungen steigen also, ähnlich wie die Außenstörungen, proportional mit der Frequenz an.

2. Mit dem Faktor $\omega_0 T_0$. Man kann also durch Wahl der Laufzeit die Klirrspaltung beeinflussen. Macht man, was bei Frequenzmodulation praktisch stets der Fall ist, den Frequenzhub groß gegen die niederfrequente Bandbreite, so ist bei Verwendung üblicher Filter der Faktor $\omega_0 T_0$ klein gegen 1, man erhält eine wirksame Verminderung der Klirrspektren. Es sei z. B. bei einem ausgeführten System die Bandbreite der Nachricht 0...3 kHz. Der Frequenzhub betrage 30 kHz, die Bandbreite ΔF des Zwischenfrequenzfilters sei 100 kHz. Das Bandfilter sei 2wertig und bestehe aus $n=2$ Stufen. Die Laufzeit ist dann

$$T_0 = \frac{2n}{\pi \Delta F} = \frac{2 \cdot 2 \text{ s}}{3,14 \cdot 100 \cdot 10^3} = 12 \mu\text{s}.$$

Der Faktor der Störungsmindeung wird

$$\omega_0 T_0 = 6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^{-6} = 0,1.$$

Die Klirrdämpfung eines solchen Empfängers würde also im Durchschnitt um $\ln \frac{1}{0,1} = 2,3$ Neper verbessert erscheinen, oder man kann bei gleicher Klirrdämpfung

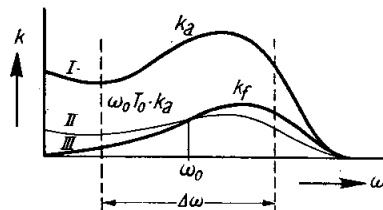


Abb. 6. Beziehungen zwischen dem Klirrspektrum k_a bei Amplitudenmodulation und dem Klirrspektrum k_f bei Frequenzmodulation.

etwa 10mal mehr Phasenabweichung beim höchsten Frequenzhub zulassen, als man sonst Kennlinienabweichung bei Vollaussteuerung zulassen würde.

Abb. 6 veranschaulicht diese Beziehungen. Bei der Übertragung eines Bandes der Breite $\Delta\omega$ über ein nicht-lineares System sei ein Klirrspektrum entstanden, das durch die Amplitudendichte k_a gegeben ist (Kurve I). Geht man zu Frequenzmodulation über, so wird die Amplitudendichte mit dem Faktor $\omega_0 T_0$ verkleinert (Kurve II) und außerdem proportional der Frequenz verzerrt (Kurve III).

2. Die Klirrspektren 2. und 3. Grades.

Nach der im vorigen Absatz angegebenen Beziehung (84) kann man die Klirrspektren bei Frequenzmodulation so erhalten, daß man die Phasenkurve als Kennlinie eines gewöhnlichen Übertragungssystems auf faßt und die dabei auftretenden Klirrspektren berechnet. Gl. (84) gibt dann die notwendige Verformung an. Dieser Weg wird im folgenden beschrieben.

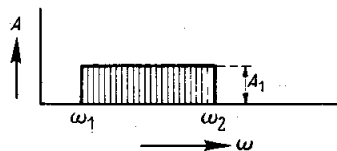


Abb. 7. Amplitudenspektrum mit gleichmäßiger Amplitudendichte.

Gegeben sei ein Übertragungskanal mit einer Bandbreite $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ nach Abb. 7. Die übertragene Nachricht möge sich aus sinusförmigen Schwingungen zusammensetzen, die alle die gleiche Amplitude

$$A_1 \cdot d\omega \quad (90)$$

haben, so daß die Nachricht dargestellt werden kann als

$$h_1(t) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} A_1 \cdot \cos \omega t \cdot d\omega. \quad (91)$$

Diese Nachricht durchlaufe ein System mit einer gekrümmten Kennlinie nach a in Abb. 8. Der zeitliche Vorgang am Ausgang ist dann

$$h_2(t) = h_1(t) + \delta \cdot h_1^2(t). \quad (92)$$

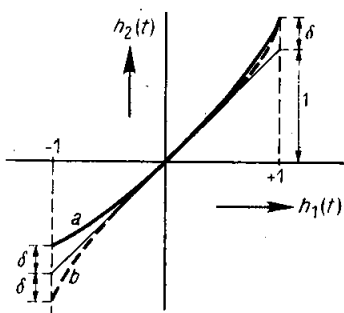


Abb. 8. Nichtlineare Kennlinie. $a = 2.$ Grad, $b = 3.$ Grad.

Er besteht aus der unverzerrten Nachricht und den Verzerrungen. Diese lassen sich wieder durch ihr Amplitudenspektrum darstellen in der Form

$$h_3(t) = \delta h_1^2(t) = \delta \int_{-\infty}^{+\infty} A_2(\omega) \cos \omega t d\omega. \quad (93)$$

Man kann nun die Amplitudendichte $A_2(\omega)$ mittels einer einfachen Umrechnungsformel angeben, ohne

daß man die Funktion $h_1(t)$ bzw. ihr Quadrat auszurechnen braucht. K. Kämpfmüller [8] hat von dieser Beziehung, allerdings ohne Erläuterung, Gebrauch gemacht; sie sei daher kurz verständlich gemacht.

Das Integral der Gl. (91) soll mit sich selbst multipliziert werden. Greift man einmal eine Frequenz ω' und das andere Mal eine Frequenz ω'' heraus, so ergibt das Produkt der beiden Schwingungen eine neue Schwingung bei der Frequenz ω , und zwar mit einem Beitrag

$$dA_2(\omega) d\omega \cdot \cos \omega t = A_1(\omega') \cdot d\omega \cdot \cos \omega' t \cdot A_1(\omega'') d\omega \cos \omega'' t, \quad (94)$$

$$dA_2(\omega) \cos \omega t = A_1(\omega') A_1(\omega'') \cdot d\omega \times \frac{1}{2} [\cos(\omega' - \omega'') t + \cos(\omega' + \omega'') t]. \quad (95)$$

Rechts und links müssen die gleichen Frequenzen stehen. Wählt man beim ersten Summanden ω'' , so muß, damit $\omega' - \omega'' = \omega$ wird, $\omega' = \omega + \omega''$ genommen werden. Beim zweiten Summanden muß für gewähltes ω'' ein Wert $\omega' = \omega - \omega''$ eingesetzt werden. Es ergibt sich

$$dA_2(\omega) = \frac{1}{2} A_1(\omega + \omega'') \cdot A_1(\omega'') d\omega + \frac{1}{2} A_1(\omega - \omega'') A_1(\omega'') d\omega. \quad (96)$$

Die gesamte Amplitudendichte bei der Frequenz ω erhält man, wenn man ω'' alle Frequenzen durchlaufen läßt und über alle Werte summiert. Bezeichnet man den laufenden Frequenzwert von ω'' mit τ , so erhält man

$$A_2(\omega) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} A_1(\tau) \cdot A_1(\omega + \tau) d\tau + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} A_1(\tau) \cdot A_1(\omega - \tau) \cdot d\tau. \quad (97)$$

Die Beziehung gibt folgende Regel an: Man zeichne in Abb. 7 nochmals das gleiche Spektrum, aber um einen bestimmten Betrag ω verschoben, ein und integriere die Produkte der sich deckenden Amplituden, und zwar einmal bei gleichgerichteter ω - und τ -Achse, einmal bei entgegengerichteter. Die Summe beider Integrale gibt die gesuchte Amplitudendichte.

Mehrmalige Anwendung gibt die Klirrspektren 3. und höheren Grades. Für den 3. Grad gilt:

$$A_3(\omega) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} A_1(\tau) \cdot A_2(\omega + \tau) d\tau + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} A_1(\tau) \cdot A_2(\omega - \tau) d\tau. \quad (98)$$

Das Ergebnis zeigen die Abb. 9 und 10. Oben sind jeweils die Klirrspektren angegeben, wie sie bei gewöhnlicher Übertragung, z. B. bei Amplitudenmodulation auftreten würden. Unten ist jeweils das proportional zur Frequenz verformte Spektrum aufgetragen. Der Verkleinerungsfaktor $\omega_0 T_0$ ist in der Skale berücksichtigt, um den Vergleich zu erleichtern.

Außerdem ist noch der lineare Übertragungsbereich von ω_1 bis ω_2 gestrichelt gekennzeichnet. Der Bereich wurde relativ schmal gewählt, damit die Klirrspektren sich nicht überlappen. Man sieht, daß insbesondere

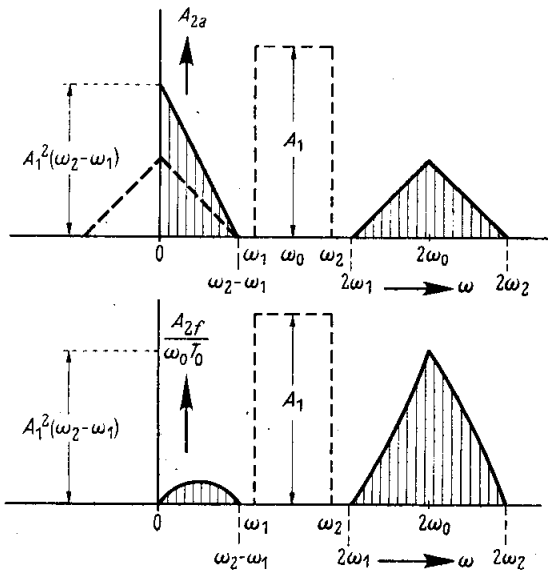


Abb. 9. Klirrspektrum 2. Grades. Oben: Amplitudenmodulation, unten: Frequenzmodulation.

im Spektrum 2. Grades die Differenzöne sehr klein werden. Beim Spektrum 3. Grades macht sich die Verformung in der Nähe des Übertragungsbereiches weniger bemerkbar.

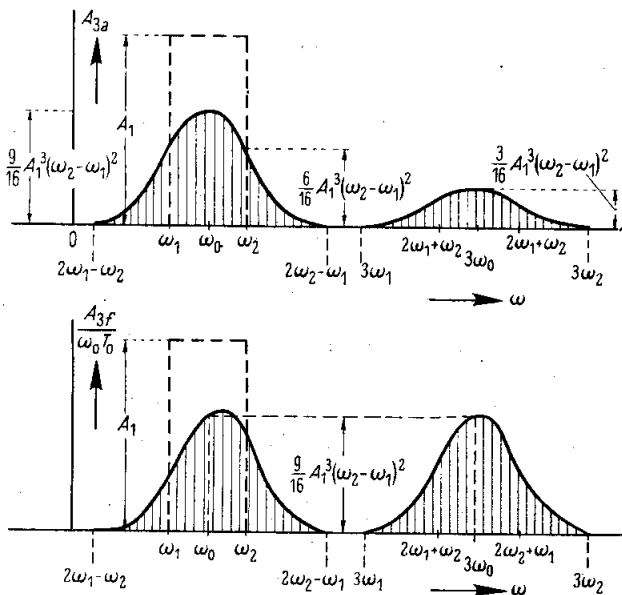


Abb. 10. Klirrspektrum 3. Grades. Oben: Amplitudenmodulation, unten: Frequenzmodulation.

F. Meßergebnisse.

Die vorstehenden Ableitungen gelten nur für kleine Verzerrungen. Um den Einfluß der Phasenverzerrungen für sich zu ermitteln, mußte daher eine sehr verzerrungsfreie Meßapparatur aufgebaut werden. Das System mit Phasenverzerrung wurde durch ein Filter

mit der Lochmittenfrequenz $F_0 = 86,2$ kHz verwicklicht, dessen Phasenkurve in Abb. 11 dargestellt ist. Sie kann in guter Näherung durch eine Gerade und eine Kurve 3. Grades dargestellt werden, die ebenfalls eingezeichnet sind. Als Frequenzhub wurde $\Delta F = \pm 1,6$ kHz gewählt.

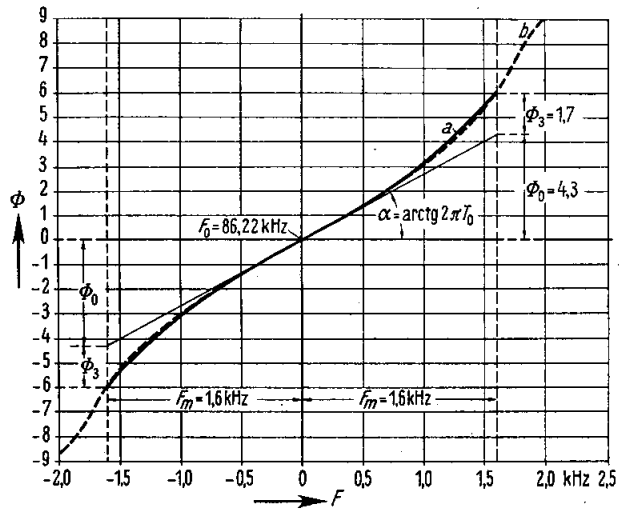


Abb. 11. Gemessener Phasengang und Annäherung durch eine Kurve 3. Grades.

$a =$ angenähertes Phasenmaß, $b =$ gemessenes Phasenmaß.

Die gesamte Meßapparatur zeigt Abb. 12. 2 Meßschwingungen werden mit gleicher Amplitude auf einen Modulator gegeben. Dieser besteht aus einem Generator der Frequenz 86,2 kHz, dessen Schwingkreiskapazität in bekannter Weise [9] durch eine Röhre,

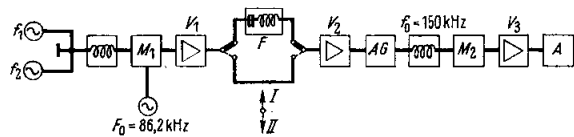


Abb. 12. Schaltbild der Meßapparatur. Schalterstellung I mit Phasenverzerrung. Schalterstellung II ohne Phasenverzerrung.

in deren Gitterkreis die modulierende Niederfrequenzspannung wirksam ist, gesteuert wird. Das Schalt-schema zeigt Abb. 13. Da die Siebung der Steuer-röhre unzulässig große Zeitkonstanten im Anoden-

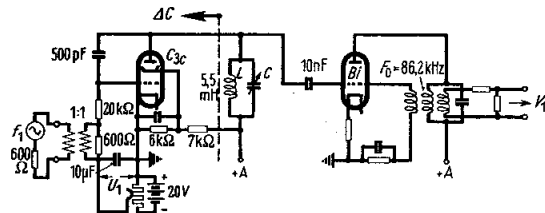


Abb. 13. Schaltschema des Modulators M_1 . Links: Steuer-röhre, rechts: Schwingröhre.

kreis hervorrufen würde, bildet die Siebdrossel L gleichzeitig einen Teil des Schwingkreises $L, C, \Delta C$. Die gemessene statische Kennlinie zeigt Abb. 14. Die Abweichung von einer Geraden ist an den Aussteuer-grenzen von $\pm 1,6$ kHz sehr klein.

Hinter dem Modulator liegt zwischen zwei Verstärkern V_1 und V_2 das zu untersuchende Filter F .

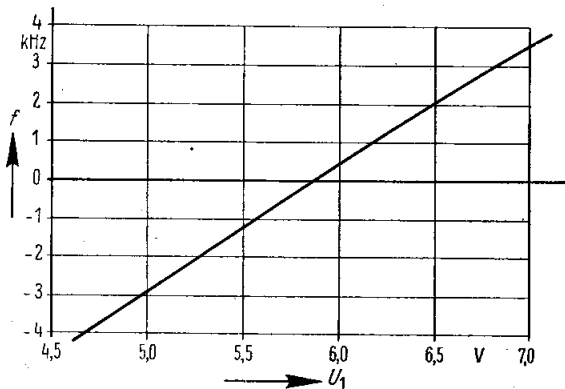


Abb. 14. Gemessene statische Kennlinie des Modulators M_1 .

Dahinter folgt ein Amplitudenbegrenzer AG , der die auftretenden Dämpfungsverzerrungen, die sonst eine störende Amplitudenmodulation hervorrufen würden, unwirksam macht. Das Schaltbild des Begrenzers zeigt Abb. 15, die gemessene Kennlinie

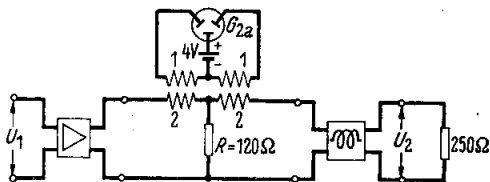


Abb. 15. Schaltbild des Amplitudenbegrenzers.

Abb. 16. Die Differentialbrücke [10] dämpft solche Zeitwerte der Spannung besonders stark, bei denen der Entladewiderstand der Diodenstrecke D gleich dem Widerstand R wird. Für sehr kleine Amplituden ist die Diodenstrecke unwirksam. Mit wachsender Eingangsspannung U_1 nimmt die Dämpfung zu; die

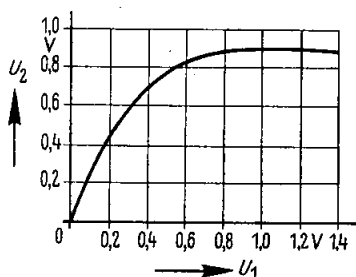


Abb. 16. Kennlinie des Amplitudenbegrenzers.

Ausgangsspannung wächst daher langsamer, um schließlich konstant zu werden und sogar abzufallen. Der Arbeitspunkt wird in den waagerechten Teil der Kennlinie gelegt.

Es folgen ein Filter, das die Oberschwingungen der Frequenz F unterdrückt, und der Demodulator M_2 . Hier waren besondere Maßnahmen nötig, um die erforderliche Linearität zu erreichen.

Das einfachste Verfahren zur Demodulation besteht darin, daß man nach Abb. 17 die Trägerfrequenz F_0 auf die Flanke eines Schwingkreises abstimmt. Die fre-

quenzmodulierte Schwingung erhält dann eine zusätzliche Amplitudenmodulation. Nach linearer Gleichrichtung bleibt eine Niederfrequenzspannung U_2 übrig. Damit die Kennlinie genügend linear wird, muß man mit sehr kleinem Modulationsgrad arbeiten; die Schaltung wird also sehr störungsempfindlich.

Eine gewisse Verbesserung bringt die Gegentaktanordnung zweier Schwingkreise [11], von denen einer auf seiner unteren, der andere auf seiner oberen Flanke betrieben wird. Die Schaltung hängt aber sehr von der Abstimmung der beiden Kreise ab.

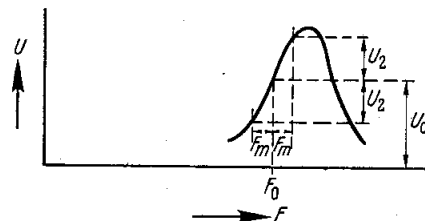


Abb. 17. Einfaches Verfahren zur Demodulation.

Bessere Ergebnisse liefern die Verfahren, bei denen die Schwingkreise auf die Trägerfrequenz selbst abgestimmt sind [11]; bei abweichender Frequenz tritt eine Phasendrehung und damit eine Spannung auf, die proportional dem Frequenzhub ist. Diese Verfahren gehen auf alte Vorschläge von H. Riegger [4] zurück (sog. Phasensprungsverfahren).

Für die vorstehenden Messungen wurde eine etwas abweichende Schaltung zur Demodulation [12] verwendet, in der nicht die Phasenabweichungen, sondern die Amplitudenabweichungen an einem Schwingkreise ausgenutzt werden. Das Verfahren hat den Vorteil,

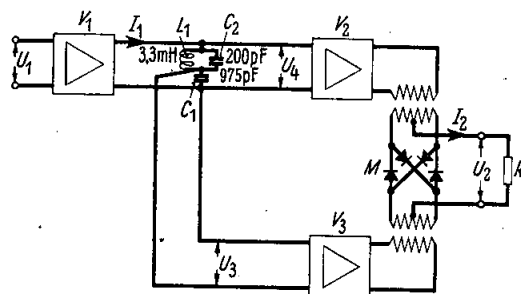


Abb. 18. Schaltschema des Demodulators M_2 .

größere unverzerrte Ausgangsspannungen zu liefern als die sonstigen Phasensprungschaltungen. Es arbeitet folgendermaßen (Abb. 18):

Die angelegte frequenzmodulierte Spannung U_1 wird in einem Verstärker V_1 , der eine Penthode enthält, verstärkt. Wegen des hohen Innenwiderstandes ist der Ausgangsstrom I praktisch unabhängig von den angeschlossenen Schaltelementen; er kann als Einströmung angesehen werden. Der Widerstand des angeschlossenen Schwingkreises L_1, C_1, C_2 (Abb. 19), der zunächst als verlustlos betrachtet werden möge, ist dann direkt ein Maß für den auftretenden Spannungsabfall U_4 als Funktion von U_1 . Bei Frequenzen in der Nähe der Trägerfrequenz F_0 hängt U_4 linear von

der Frequenz von U_1 ab. Der Kondensator C_2 , der den Pol bei F_∞ hervorruft, ist für die Wirkungsweise nicht von Belang; er hat nur den Zweck, das Netzwerk für Oberschwingungen der Trägerfrequenz F_0 niederohmig zu machen, damit diese keine störenden Beiträge liefern. Außerdem nähert sich die Kennlinie in der Nähe von F_0 noch mehr einer Geraden.

Die Spannung U_4 ist gegenüber U_1 um 90° in der Phase versetzt und erscheint außerdem mit einem Faktor multipliziert, der proportional der Frequenzänderung ΔF , das heißt der niederfrequenten Amplitude, ist. Außerdem enthält sie noch einen Anteil, der vom Verlustwiderstand des Kreises herrührt. Dieser ist in Phase und direkt proportional zu U_1 .

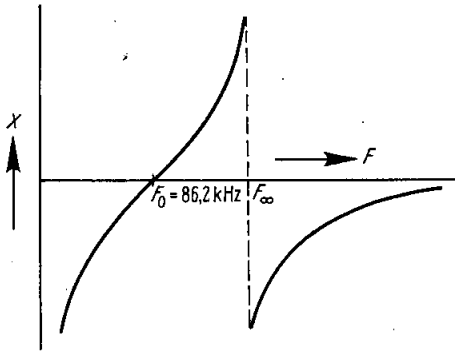


Abb. 19. Widerstandsverlauf des Schwingkreises $L_1 C_1 C_2$.

An den Klemmen des Kondensators C_1 wird eine Spannung U_3 abgegriffen, die ebenfalls direkt proportional zu U_1 , aber 90° in der Phase versetzt ist. Sie dient als Trägerspannung eines Modulators M , für den die bekannte Ringschaltung gewählt wurde. Bei Hochfrequenz würde man zweckmäßig mit Dioden arbeiten; es genügt auch eine einfache Gegentakt-schaltung. Im Modulator werden Schwingungen gebildet, deren Frequenzen die Summe und die Differenz der Ursprungsfrequenzen sind, das heißt, man erhält eine Schwingung der doppelten Frequenz und Gleichstrom. Die Größe des Gleichstroms ist, wie C. H. Walter [13] gezeigt hat, abhängig vom Phasenwinkel der angelegten Spannungen. Der Gleichstrom hat einen Größtwert, wenn sie gleichphasig sind, und er ist Null, wenn sie um 90° versetzt sind. Die Amplitude von U_3 geht nicht ein, wenn der Modulator voll durch-gesteuert wird.

Man erkennt, daß der Teil von U_4 , der von den Ver-lusten herrührt, wegen der Phasenverschiebung von 90° gegen die Trägerspannung U_3 keinen Beitrag lie-fert. Dagegen kommt der Teil, der verhältnisgleich der Frequenzänderung ΔF ist, voll zur Wirkung. Schwankt also die Frequenz der Spannung U_4 sinus-förmig um F_0 , so erhält man an dem Widerstand R einen sinusförmigen Wechselstrom. Außerdem treten noch Wechselströme der Frequenz $2 F_0$ auf, die durch einen Tiefpaß beseitigt werden.

Die statische Kennlinie, die an diesem Demodulator gemessen wurde, zeigt Abb. 20. Sie ist in dem be-nutzten Frequenzbereich von $\Delta F = \pm 1,6 \text{ kHz}$ genügend

linear. Hinter dem Demodulator folgt ein Verstärker V_3 und schließlich ein Frequenzanalysator A . Dieses Gerät, das bereits im Schrifttum ausführlich behandelt ist [14], arbeitet nach dem Suchtonverfahren und ge-stattet mit einem Filter von nur 5 Hz Bandbreite ein Frequenzgemisch sehr genau zu analysieren.

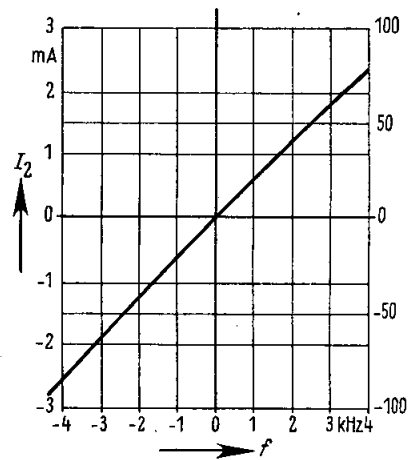


Abb. 20. Gemessene statische Kennlinie des Demodulators M_2 .

Zunächst wurde das Filter F (Abb. 12) ausgeschaltet und das System mit einer einzigen niederfrequenten Schwingung von 200 Hz so angesteuert, daß der Fre-quenzhub 1,6 kHz betrug. Es wurde festgestellt, daß keine der erzeugten Oberschwingungen oder sonstigen Störtöne 2% der Nutzamplitude überstieg.

Dann wurde das Filter F eingeschaltet und das System mit einer Schwingung konstanter Amplitude, aber verschieden gewählter Frequenz f_0 so angesteu-

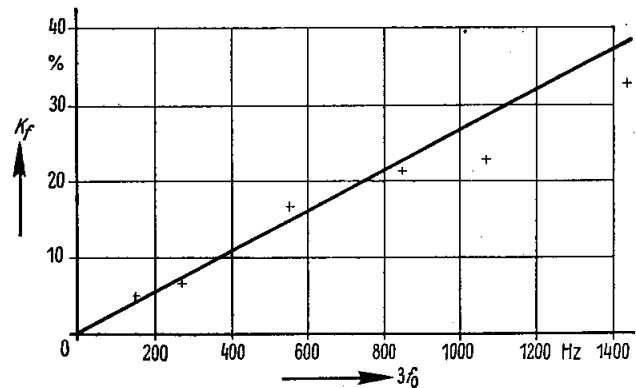


Abb. 21. Gemessener Frequenzgang des Klirrfaktors.

ert, daß der Frequenzhub 1,6 kHz betrug. Die gemes-senen dritten Harmonischen sind in Abb. 21 dar-gestellt. Den theoretisch zu erwartenden Wert erhält man, wenn man in Gl. (77)

$$h_1(t) = \sin \omega_0 t$$

setzt. Es ergibt sich für die 3. Oberschwingung

$$h_3(t) = \frac{\Phi_3}{\Phi_0} \cdot \frac{1}{4} \sin 3 \omega_0 t.$$

Beim Übergang zur Frequenzmodulation ist die Amplitude noch mit den in Gl. (84) angegebenen Fak-

toren zu multiplizieren. Der zu erwartende Klirrfaktor wird dann

$$k_f = \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \omega_0 T_0 \cdot \frac{\Phi_3}{\Phi_0} \cdot \frac{1}{4}$$

Setzt man noch (vgl. Abb. 5) $\Phi_0 = \Omega_m T_0$ ein und beachtet, daß für die 3. Harmonische $\omega/\omega_0 = 3$ ist, so erhält man

$$k_f = \frac{3}{4} \frac{f_0}{F_m} \Phi_3 \cdot 3$$

Mit den Werten von Abb. 11: $F_m = 1,6$ kHz und $\Phi_3 = 1,7$ wird

$$k_f = 0,8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{f_0}{\text{Hz}}$$

Dieser Zusammenhang ist als gerade Linie ebenfalls in Abb. 21 eingetragen. Wenn man bedenkt, daß die Klirrtöne 3. Grades sich mit der 3. Potenz der Aussteuerung ändern, daß ferner kein willkürlich gewählter

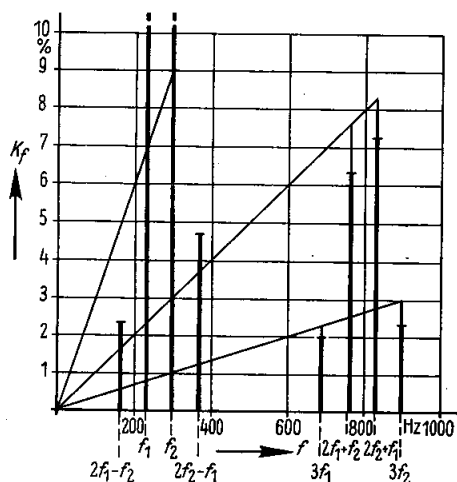


Abb. 22. Gemessene Kombinationstonfaktoren.

Proportionalitätsfaktor zwischen Rechnung und Messung liegt, so ist die Übereinstimmung zwischen beiden Ergebnissen durchaus befriedigend. Die Messung zeigt, daß das benutzte Näherungsverfahren zur Berechnung der nichtlinearen Schwingungen bis zu hohen Klirrfaktoren gültig ist.

In einem zweiten Versuch wurden zwei niederfrequente Schwingungen gleicher Amplitude mit den Frequenzen $f_1 = 230$ Hz und $f_2 = 300$ Hz angelegt. Die Aussteuerung wurde so gewählt, daß die Summe beider Amplituden einem Frequenzhub von 1,6 kHz entsprach. Es bilden sich dann 8 Kombinationstöne, von denen zwei auf die Frequenzen der erzeugenden Schwingungen f_1 und f_2 fallen, also nicht für sich meßbar sind. Die Meßergebnisse zeigt Abb. 22. Die zu erwartenden Kombinationstonfaktoren erhält man wieder dadurch, daß man in Gl. (77)

$$h_1(t) = \frac{1}{2} \sin \omega_1 t + \frac{1}{2} \sin \omega_2 t$$

³⁾ Nach Abschluß der Arbeit erschien eine sehr schöne zusammenfassende Darstellung über Frequenzmodulation von T. Vellat [15], worin der Klirrfaktor für die Spezialfälle des einfachen Schwingkreises und zweier gekoppelter Kreise mit der gleichen Näherung wie hier berechnet wird.

setzt und das erhaltene Spektrum nach Gl. (84) verzerrt. Es ergibt sich

$$h_3(t) = \frac{3}{4} \frac{f_0}{F_m} \cdot \Phi_3 \left\{ \frac{1}{8} \frac{2f_1 - f_2}{f_0} \sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{8} \frac{f_1}{f_0} \sin \omega_1 t + \frac{3}{8} \frac{f_2}{f_0} \sin \omega_2 t + \frac{1}{8} \frac{2f_2 - f_1}{f_0} \sin(2\omega_2 - \omega_1)t + \frac{1}{8} \frac{3f_1}{3f_0} \sin 3\omega_1 t + \frac{3}{8} \frac{2f_1 + f_2}{3f_0} \sin(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{8} \frac{2f_2 + f_1}{3f_0} \sin(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{1}{8} \frac{3f_2}{3f_0} \sin 3\omega_2 t \right\}$$

Dieses Spektrum ist ebenfalls in Abb. 22 eingetragen.

Die Sollwerte liegen bei den Schnittpunkten mit den Geraden durch den Nullpunkt, die Meßwerte sind dick ausgezogen. Die Schwingungen bei 230 Hz und bei 300 Hz sind die Nutztöne, deren jeder 50% der Gesamtamplitude hat. Auch hier ist die Übereinstimmung in Anbetracht der Schwierigkeit der Messung befriedigend.

Beim Aufbau der Meßapparatur und bei den Messungen selbst hat mich Herr Dipl.-Ing. D. Leypold weitgehend unterstützt, wofür ich ihm an dieser Stelle meinen herzlichen Dank ausspreche.

G. Zusammenfassung.

Phasen- und Frequenzmodulation unterscheiden sich durch die Abhängigkeit des Frequenzhubes von der Modulationsfrequenz. Im ersten Teil der Arbeit wird gezeigt, daß man noch eine Reihe von ähnlichen Modulationsarten verwirklichen kann, daß aber von allen Arten die Frequenzmodulation am wenigsten von Störungen beeinflusst wird. Im zweiten Teil werden die Wirkungen der verschiedenen Verzerrungen betrachtet. Hiervon sind die Dämpfungsverzerrung und die Kennlinienkrümmungen im Zuge der Übertragung praktisch ohne Einfluß, und die gekrümmten Modulationskennlinien bringen nur dann neue Probleme, wenn starke Phasenverzerrungen auftreten. Diese Art der Verzerrung führt nämlich zu nichtlinearen Störungen. Der Einfluß der Phasenverzerrung wird daher im dritten Teil näher untersucht. Es zeigt sich, daß die Klirrspektren bei Frequenzmodulation aus den entsprechenden Spektren bei Amplitudenmodulation dadurch hervorgehen, daß diese

1. proportional der Frequenz verzerrt werden,
2. mit einem Verkleinerungsfaktor $\omega_0 T_0$ multipliziert werden. Darin bedeutet ω_0 die Mittenfrequenz des übertragenen Bandes und T_0 die Laufzeit des phasenverzerrenden Netzwerks.

Bestimmte einfache Klirrspektren 2. und 3. Grades werden berechnet. Im vierten Teil werden die er-

rechneten Resultate durch Messungen belegt, wobei eine neuartige, sehr verzerrungsfreie Schaltung zur Demodulation frequenzmodulierter Schwingungen verwendet wird. Die Meßergebnisse zeigen, daß die verwendete Näherung zur Berechnung der nichtlinearen Störschwingungen für praktische Bedürfnisse ausreichend genau ist.

Schrifttum.

[1] E. H. Armstrong, A Method of reducing disturbances in Radio Signalling by a System of Frequency Modulation Proc. Inst. Radio Engrs. N. Y. **24**, 489 (1936). — [2] M. G. Crosby, Frequency Modulation Noise Characteristics, Proc. Inst. Radio Engrs. N. Y. **25**, 472 (1937). — H. E. Plump, Störverminderung durch Frequenzmodulation. H. u. E. **52**, 73 (1938). — [3] I. R. Carson u. Th. C. Fry, Variable Frequency Electric-Circuit Theory with Application to the Theory of Frequency Modulation. B. S. T. J. **16**, 513 (1937). — [4] DRP. 304 284 vom 30. 9. 1917. — [5] F. Strecker und E. Hölzler, Funksprechkreise als Glieder des Weltfernsprechnetzes. Telefunkenztg. **20**, 1938, Nr. 80, S. 63 u. V. N. 1939, 1. Folge S. 65. — [6] H. Zuhrt, Die Störverminderung bei Frequenzmodulation in Abhängigkeit von der

Amplitudenbegrenzung. Jb. drahtl. Telegr. **54** (1939), H. 2 und Veröff. Nachr.-Techn. **1939**, 3. Folge, S. 117. — [7] Vgl. z. B. E. Hölzler, Das nichtlineare Nebensprechen in Systemen mit übertragenen Trägern. H. u. E. **52**, H. 4, S. 137 (1938), u. Veröff. Nachr.-Techn. **1938**, 3. Folge, S. 519. — [8] K. Küpfmüller, Störungsverminderung durch selektive Schaltmittel beim drahtl. Empfang. ENT. **1926**, H. 3, S. 112. — [9] Vgl. z. B. R. Feldtkeller, Spannungsgesteuerte Scheinwiderstände. TFT. **27**, 205 (1938). — [10] Vgl. hierzu F. Wiegand, Ein einfacher Amplitudenbegrenzer für Trägerfrequenzsysteme. EFD. **1938**, H. 50, S. 373, u. Veröff. Nachr.-Techn. **1938**, 4. Folge, S. 648. — [11] E. Kettel, Die selbsttätige Scharfabstimmung. Telefunkenröhre **11**, 213 (1937). — Hans Roder, Theory of the Discriminator Circuit for Automatic Frequency Control. Proc. Inst. Radio Engrs. N. Y. **26**, 590 (1938). — [12] DRP. a. — [13] C. H. Walter, Über eine neue Gleichrichtermeßanordnung. Z. techn. Phys. **1932**, Nr. 8, 363, u. Veröff. Nachr.-Techn. **1932**, 3. Folge. — [14] C. A. Hartmann und H. Jacoby, Technische Einrichtungen zum Messen der Verzerrungen elektroakustischer Geräte und zur spektralen Analyse. ENT. **12**, 163 (1935), u. Veröff. Nachr.-Techn. 2. Folge. — [15] T. Vellat, Der Empfang frequenzmodulierter Wellen. Telefunken-Mitteilgn **21**, 72 (1940), Nr. 85.

Lautstärkemessungen und der DIN-Lautstärkemesser, ein neues akustisches Meßgerät

Von H. Gerling

Mitteilung aus dem Wernerwerk für Verstärkergerät der Siemens & Halske AG
Sonderdruck aus der „Siemens-Zeitschrift“ Bd. 21 (1941), Heft 4

Die Akustik war noch bis vor einer Reihe von Jahren ein etwas vernachlässigtes Teilgebiet der allgemeinen Physik. Infolge der dann einsetzenden schnellen Entwicklung von Rundfunk und Tonfilm trat jedoch bald allgemein ein lebhafter Auftrieb in der Elektroakustik, Verstärkertechnik sowie auch der physiologischen und allgemeinen Akustik ein. Neue Aufgaben traten auf, umfangreiche Forschungen setzten ein und die gewonnenen Erkenntnisse wurden auch auf dem Gebiet der Lärmmessung und Lärmabwehr nutzbringend verwertet.

Lärm ist schädlich! Man versucht daher auf allen Gebieten der Technik eine größtmögliche Lärm- und Geräuschminderung zu erreichen¹⁾. Dazu ist es jedoch zunächst erforderlich, den Lärm oder das Störgeräusch zu messen, um Stärke und Frequenzbereich bestimmen und schließlich eine erzielte Lautstärkeminderung nach Einheiten erfassen zu können.

Lautstärke und Schalldruck.

Man könnte ein Geräusch mit einem „Schalldruckmesser“²⁾, grundsätzlich bestehend aus Mikrofon, geradlinigem Verstärker und in Mikrobar (μb) geeichtem Zeigerinstrument messen. Dann würde man aber eine Anzeige erhalten, die nicht der subjektiven Schallwahrnehmung, dem Höreindruck, entspricht, sondern eben rein physikalisch dem Schalldruck. Zur Bestimmung der „Lautstärke“ eines Schalles benötigen wir jedoch eine Anzeige, die dem subjektiven Höreindruck entspricht, d. h. ein Lautstärkemesser muß in seiner Wirkungsweise die Eigenschaften und Eigenheiten eines durchschnitt-

¹⁾ Im Jahre 1935 wurde eine „Lärmbekämpfungswoche“ veranstaltet, 1938 fand dann in Berlin in Verbindung mit einer Ausstellung über Lärmbekämpfungsmittel ein Aufklärungslehrgang über „Lärmbekämpfung in gewerblichen Betrieben“ unter dem Vorsitz von Ministerialrat Dr.-Ing. Kremer statt. Die auf der Tagung gehaltenen Vorträge und ein Überblick über die Ausstellung sind im Reichsarbeitsblatt III Nr. 6, 1939, S. 86 bis 125, zusammengefaßt.

Ferner siehe H. M e n z : Bedeutung und Bekämpfung des Betriebslärms. H ö l t j e : Lärminderung in Wohnung, Straße und Verkehr. Dtsch. Z. f. öffentl. Gesundheitspflege Bd. 2 (1932), S. 23 u. 38.

²⁾ G o s e w i n k e l und S p a n d ö c k : El. ak. Schalldruckmessungen der Praxis. Arch. Techn. Messen V 53-5, Febr. 1940.

lich normalen menschlichen Ohres berücksichtigen. Das „normale“ Ohr bedeutet hier ein ideelles Ohr mit Eigenschaften, die aus einer großen Anzahl von Gehörmessungen an Personen verschiedenen Alters mit normalen Ohren statistisch ermittelt wurden. Um ein Gerät bauen zu können, das die menschliche Gehörempfindung nachbilden soll, war es notwendig, die Eigenschaften des Ohres genau zu kennen. Sie sollen zum besseren Verständnis der Anforderungen, die an einen Lautstärkemesser zu stellen sind, hier kurz zusammenfassend erklärt werden. Sie mögen aber auch erkennen lassen, welche Schwierigkeiten bei den Versuchen zur Vereinheitlichung der Messungen und ihrer Ergebnisse auftreten mußten und wie sie gelöst wurden.

Eigenschaften des menschlichen Ohres.

Das menschliche Ohr und seine Arbeitsweise sind so kompliziert³⁾, daß man bei der Planung von Lautstärkemeßgeräten manche Kompromisse schließen mußte, um bei dem Bestreben, die Ohreigenschaften möglichst weitgehend nachzubilden, den technischen Aufwand nicht zu groß werden zu lassen.

Das Ohr hat neben anderen Eigenschaften eine Frequenzabhängigkeit. Seine größte Empfindlichkeit liegt zwischen 800 und 4000 Hz. Unter- und oberhalb dieses Bereiches fällt sie nach bestimmten Gesetzen ab. Die Tonaufnahmefähigkeit normaler Ohren erstreckt sich über Frequenzen von etwa 16 Hz bis zu etwa 18 000 Hz. Im Alter und durch Ohrenkrankheiten kann das Ohr seine Aufnahmefähigkeit für hohe Frequenzen mehr oder weniger verlieren.

Die Frequenzcharakteristiken des Ohres sind lautstärkenabhängig, und zwar werden sie um so flacher, je größer der auftreffende Schall ist. Die Frequenzkurven stellen als Mittelwertskurven aus Messungen an einer großen Anzahl von Personen die „K u r v e n g l e i c h e r L a u t s t ä r k e“ die bekannten Ohrkurven (Bild 1) dar⁴⁾. Sie wurden gewonnen durch subjektiven Vergleich der verschie-

³⁾ G. v. B é k é s y : Theorie des Hörens. Phys. Z., Bd. 30 (1929), S. 116.

⁴⁾ F l e t s c h e r und M u n s o n : Loudness, its definition, measurement u. calculation. Journ. acoust. Soc. Americ. Bd. 5 (1933), S. 82 u. 109.

denen Frequenzen mit einem gleichlauten Normalton von 1000 Hz. Man kann erkennen, daß, um z. B. für die Töne von 1000 Hz und 60 Hz einen gleichen Gehöreindruck — also gleiche Lautstärke — zu erhalten, man bei 1000 Hz einen kleineren Schalldruck aufwenden müßte als bei 60 Hz. Das Verhältnis ist, wie die Kurven zeigen, natürlich abhängig vom Lautstärkepegel. Z. B. wäre für 20 phon bei 1000 Hz ein Schalldruck von $2 \cdot 10^{-3}$ dyn/cm² aufzuwenden und für 60 Hz schon $2 \cdot 10^{-1}$ dyn/cm² (μb).

bringen und zweitens entspricht das logarithmische Maß etwa dem Empfindungsverlauf beim Hörvorgang des menschlichen Ohres. Die Weiterleitung des Schallreizes geht nämlich nicht nach einer verhältnismäßigen, sondern annähernd logarithmischen Funktion vor sich. Auch für alle unsere anderen Sinnesorgane gilt diese Tatsache, und man kann danach auch in bezug auf das Ohr das sogenannte Weber-Fechner'sche Gesetz anwenden, das besagt, daß die Empfindung etwa im logarithmischen Verhältnis zum auftreffenden Reiz steht.

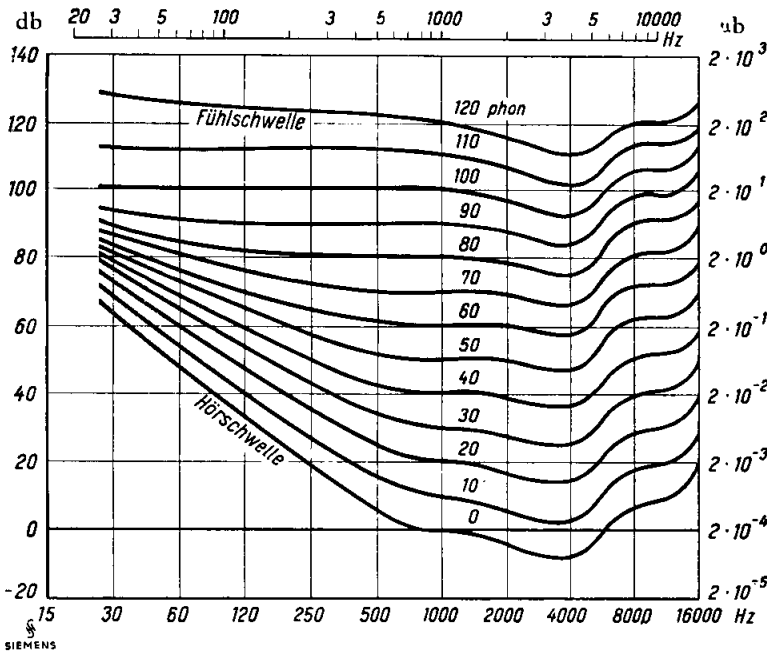


Bild 1. Kurven gleicher Lautstärke.

Die Ohrkurvenschar liegt zwischen der Hörschwelle, Kurve 0 phon, und der Fühlschwelle, Kurve 120 phon. Erstere Kurve ist die untere Grenze der Lautstärke, bei der für ein „normales“ Ohr gerade die Hörwahrnehmung einsetzt. Dieser physiologischen „Hörschwelle“ ist ein physikalischer Schalldruck von $2 \cdot 10^{-4}$ μb für 1000 Hz zugeordnet und bildet den Bezugs- und Nullpunkt der Phonskala. Man bezeichnet diese untere Grenze als Reizschwelle des Ohres.

Die Fühlschwelle (etwa bei 120 phon) ist die Grenze, oberhalb der die Schallempfindung in Fühlen und darüber hinaus schließlich in Schmerz übergeht. Hierbei beträgt der Schalldruck bei 1000 Hz etwa $2 \cdot 10^3$ μb . Von der Reiz- bis zur Schmerzschwelle des Ohres entspricht die Lautstärkeskala somit dem außerordentlich großen Schalldruckverhältnis von etwa $1 : 10^6$.

Aus zweierlei Gründen wurde für die Lautstärkeskala der logarithmische Maßstab gewählt. Erstens ist es unmöglich, ein so großes Zahlenverhältnis in linearem Maßstab übersichtlich unterzu-

Das menschliche Ohr hat ferner eine „Zeitkonstante“, wenn man so sagen darf. Wenn auf das Trommelfell plötzlich ein Ton auftritt, so dauert es eine gewisse Zeit, bis dieser Vorgang voll zum Bewußtsein gelangt. Der vollständige Lautstärkeindruck wird erst nach einer Zeit von etwa 0,2 s erreicht.

Diese „Ansprechzeit“ des Ohres bedingt eine Abhängigkeit der Lautstärkeempfindung bei Schallimpulsen von deren zeitlicher Aufeinanderfolge. Mehrere kurz aufeinanderfolgende Schallimpulse, soweit sie einzeln 0,2 s Dauer nicht überschreiten, werden daher lauter empfunden als z. B. ein einzelner Impuls bei gleicher Amplitude und Zeitdauer⁵⁾.

Beim menschlichen Ohr machen sich Ermüdungserscheinungen bemerkbar, wenn Schall eine gewisse Zeit gleichmäßig darauf einwirkt. Er wird nach einer gewissen Zeit weniger laut empfunden als am Anfang.

Jedoch ist das Ohr wieder erholungsfähig. Nach einer Schallpause wird dann erneut einwirkender Schall der gleichen Lautstärke wieder ebenso laut wie vordem empfunden⁶⁾.

Auch die subjektive Empfindung zusammengesetzter Schallvorgänge (Geräusche) stellt einen ziemlich verwickelten Vorgang dar. Man kann annehmen, daß der Höreindruck dabei etwa einer Effektivbewertung ähnlich ist.

Es gibt noch andere bei der Schallweiterleitung im Ohr durch dessen Übertragungsglieder und Leit-

⁵⁾ A. Steudel: Über Empfindung und Messung der Lautstärke (Einstellzeit und Knacke). Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik, Bd. 41 (1933), S. 116.

W. Bürck, P. Kotowski, H. Lichte: Hörbarkeit von Knacken und kurzdauernden Tönen. Elektr. Nachr.-Techn., Bd. 12 (1935), S. 278—288.

G. v. Békésy: Theorie des Hörens. Phys. Z., Bd. 30 (1929), S. 116.

⁶⁾ G. v. Békésy: Theorie des Hörens. Phys. Z., Bd. 30 (1929), S. 116.

bahnen bedingte Eigenschaften, die sich in linearen und nichtlinearen Verzerrungen, Bildung von Kombinationstönen, dem Verdeckungseffekt u. a. auswirken. Sie sollen jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht näher erörtert werden⁷⁾.

Eine physiologische und individuell verschiedene Eigenschaft bei der Hörwahrnehmung soll noch erwähnt werden: Es ist die Bewertung der Geräusche durch das Ohr bzw. das Individuum nach ihrer Lästigkeit. So wird z. B. das Geräusch zischenden Dampfes von 70 phon Lautstärke oft als sehr unangenehm und störend empfunden, während man einen Orchesterklang der gleichen Lautstärke nicht als unangenehm empfinden würde. Außerdem werden Geräusche mit Impulscharakter (z. B. Auspuff, Klopfen, tropfendes Wasser) störender und lästiger empfunden als kontinuierliche. Diese Eigenschaft, die außer von der Charakteristik des Ohres auch noch von der augenblicklichen Gemütslage des Hörenden und von der Frequenzzusammensetzung des Geräusches abhängt, läßt sich durch einen Lautstärkemesser natürlich nicht erfassen.

Wie aus den Darlegungen hervorgeht, sind im ganzen gesehen die Höreigenschaften des menschlichen Ohres so verschiedenartig und unterschiedlich, daß es äußerst schwierig erscheint, sie mit den uns zur Verfügung stehenden Mitteln in einem Gerät ohne erheblichen Aufwand elektrisch nachzubilden zu können. Die Praxis hat jedoch gezeigt, daß es schon genügt, nur einige wichtige Ohreigenschaften in einem objektiven Lautstärkemesser elektrisch zu verwirklichen, um die auftretenden Meßanforderungen ausreichend zu erfüllen.

Ehe auf die Geräte selbst eingegangen wird, soll zuvor noch die Lautstärkeskala und ihre Einheit, das „Phon“, erläutert werden.

Die Maßeinheiten⁸⁾.

Messen heißt vergleichen. Die Lautstärkebestimmung beruht auf dem subjektiven Vergleich eines Schalles mit einem Normalton. Demnach wird bei einer Lautstärkemessung ein Ton von 1000 Hz (p_1), der hierfür als Normalton festgesetzt wurde, dem zu bestimmenden Schall lautstärkemäßig gleichgesetzt und dann das Verhältnis dieses

Normaltones zu seiner Hörschwelle (p_0) bestimmt (s. Kurven Bild 1).

Da die Lautstärkeempfindung, wie gesagt, logarithmisch erfolgt, hat man folgende Formel für die Lautstärkebestimmung festgelegt: Die Lautstärke L ist $= 20 \cdot \log \frac{p_1}{p_0}$ (phon). Dabei ist p_1 der Schalldruck (in μb oder dyn/cm^2) des 1000-Hz-Tones, der dem zu untersuchenden Ton oder Geräusch gleichlaut ist, und p_0 der Schalldruck des 1000-Hz-Tones an der Hörschwelle ($2 \cdot 10^{-4} \mu\text{b}$). Auf dem am Anfang dargestellten Bild 1 ist in anschaulicher Weise auch die Beziehung der Schalldruckskala in „ μb “ oder „ dyn/cm^2 “ zur Lautstärkeskala in „phon“ zu erkennen. Durch Festlegung von $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{b}$ als Schwellenwert entsprechen $74 \text{ phon} = 1 \mu\text{b}$ oder $80 \text{ phon} = 2 \mu\text{b}$ bei 1000 Hz. Eine Schalldruckänderung um den Faktor 10 entspricht einer Lautstärkeänderung um 20 phon bzw. richtiger 20 dezibel ($1 \text{ db} = \frac{1}{10} \text{ bel}$).

Bei Lautstärkemessungen wendet man nämlich neben der Angabe in phon auch die Dezibel-Skala (db) an. Sie entspricht zwar maßstäblich bei 1000 Hz genau dem Phon-Maß, jedoch hat sie keinen Bezugspunkt und wird nur benutzt, um ein relatives Lautstärkenverhältnis auszudrücken. Z. B. kann man sagen: ein Ton von 1000 Hz ist um 40 db lauter als ein anderer gleicher Frequenz, jedoch ein Ton hat eine Lautstärke von z. B. 40 phon. Die Lautstärkeänderung eines Tones um 1 phon kann man bei angestrenzter Aufmerksamkeit und bei kleinen Lautstärken gerade wahrnehmen. Bei den Anzeigegeräten von Lautstärkemessern hat es daher keinen Wert, noch eine Skalenunterteilung innerhalb eines Phones vorzunehmen bzw. bei der Messung anzugeben.

Aus der Eigenart des log. Phon-Maßstabes ergibt sich u. a. auch, daß zwei Schallquellen von beispielsweise je 70 phon Lautstärke bei gleichzeitigem Ertönen gemessen, zusammen nicht 140, sondern nur etwa 73 phon ergeben. Man könnte hier theoretisch folgende Formel anwenden, um die Gesamtlautstärke mehrerer, subjektiv gleichlauter Schallquellen darzustellen: $L_s = L + 10 \log n$. Hierbei ist L_s die Summenlautstärke, L die Lautstärke einer einzelnen Schallquelle in phon und n die Anzahl der tönenden Schallquellen.

Diese Formel stimmt jedoch in der Praxis nur angenähert, denn es läßt sich nicht verwirklichen, mehrere Schallquellen, wie hierfür erforderlich, an einem Punkt zu vereinigen und außerdem auch ihre Phasenlage zueinander in Übereinstimmung zu bringen.

Trotzdem ist es wichtig, diese Theorie zu kennen, wenn man z. B. Lautstärkemessungen mit dem Ziel einer Lärminderung vornehmen will. Sie zeigt, daß es wenig Erfolg hat, die Anzahl der

⁷⁾ W e g e l und L a n e (Verdeckungseffekt bei reinen Tönen). Phys. Rev. Bd. 23 (1924), S. 266.

W. J a n o v s k y : Schallempfindung und Schallreiz, Hörbarkeit von Verzerrungen. Z. techn. Phys., Bd. 12 (1931), S. 619.

⁸⁾ M. K l u g e : Definition der akust. Einheiten. Arch. Techn. Messen V 50-1, Febr. 34.

G. H. D o m s c h : Akustische Tabellen. Arch. Techn. Messen V 50-2, Febr. 37.

störenden Schallquellen zu verringern, man muß vielmehr versuchen, die Lautstärke der lautesten Schallquelle durch entsprechende Maßnahmen herabzusetzen. Die Kurve von Bild 2 zeigt theoretisch,

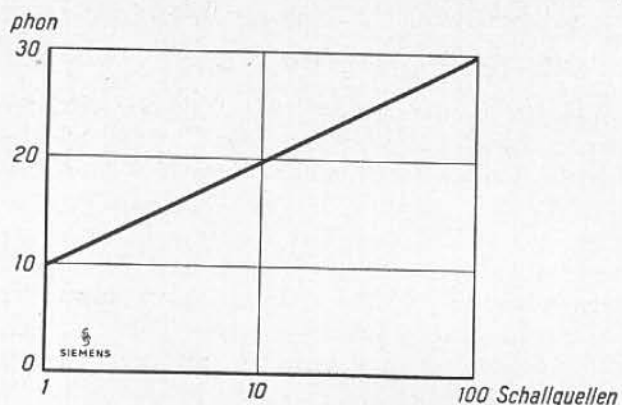


Bild 2. Additionskurven von Lautstärken (nach Fachausschuß für Lärminderung).

wie gering die Gesamtlautstärke sich mit der Zahl der Schallquellen ändern würde.

Um einen Anhalt für die Lautstärkegrade der Phon-Skale zu geben, sind in nachstehender Tafel die Lautstärken zwischen 0 und 130 phon zu bekannten Geräuschen in Beziehung gesetzt, wobei die angegebenen Phonzahlen natürlich nur als grobe Mittelwerte anzusehen sind.

Lautstärken-Tafel.

Phon	Geräuschart, z. B.
0	Reizschwelle des Ohres
10	Ruhiger Garten
20	Leises Blätterrauschen
30	Geflüster
40	Normale Unterhaltung
50	Normaler Geschäftsraum
60	Laute Unterhaltung
70	Verkehrsreiche Straße
80	Großstadtverkehr
90	Autohupen, Lokomotivpfeif
100	Kesselschmiede
110	Industrielärm
120	Flugzeug auf 6 m Entfernung
130	Geschützknall

Lautstärke-Meßgeräte früherer Ausführung.

Um nun Schall nach „Lautstärken“ messen zu können, hat man verschiedene entsprechende Geräte entwickelt und gebaut.

Zuvor ein kurzer Überblick über die ersten bei Siemens & Halske entwickelten Lautstärke-Meßgeräte.

Als erstes Gerät, das sich in die Praxis eingeführt hat, ist der „Geräuschmesser nach Barkhausen“ (Bild 3) zu nennen⁹⁾. Dieses Gerät arbeitet nach subjektivem Vergleichsverfahren und berücksichtigt dabei unmittelbar die wichtigsten Eigenschaften des menschlichen Ohres. Eine kurze Beschreibung dieses Gerätes soll jedoch auch die Nachteile des subjektiven Verfahrens aufzeigen.

Die Messung erfolgt durch Vergleichen des zu messenden Geräusches (Ton, Schall) mit einem im Gerät selbst erzeugten Summertone von 800 Hz, der in einem Telefon abgehört wird. Mit einem in Stufen von 5 zu 5 phon veränderbaren Regler wird der Ton in seiner Stärke dem zu messenden Geräusch gleich



Bild 3. Geräuschmesser nach Barkhausen.

gemacht. Geübte Beobachter erreichen eine Meßgenauigkeit von ± 5 phon. Die Meßzeit beträgt durchschnittlich etwa 0,5 bis 1 Minute. Daher können mit dem Gerät nur kontinuierlich oder periodisch sich wiederholende Geräusche mit einiger Genauigkeit gemessen werden. Es ist außerdem schwer, einen Ton einem Geräusch, das unter Umständen einen ganz anderen Charakter und Klangfarbe hat, anzugleichen. Dazu kommt noch die individuell verschiedene Auffassung der Tonstärkengleichheit und die Verschiedenartigkeit und Empfindlichkeit der Ohren. Der Meßbereich erstreckt sich bis 100 phon.

Der Meßaufwand des Gerätes ist sehr gering, es genügt einfachen Ansprüchen bei überschlüssigen Messungen vollauf und wird auch heute noch benutzt.

Infolge der zwangsläufig mit dem subjektiven Meßverfahren verbundenen Nachteile strebte man danach, ein objektiv anzeigendes Gerät, ein elektrisches „Ohr“, zu bauen. Ein solches entstand im Jahre 1930 bei Siemens & Halske unter dem Namen „Universal-Geräuschmesser“. Es arbeitete nach dem

⁹⁾ H. Barkhausen: Ein neuer Schallmesser f. d. Praxis. Z. V. D. I. Bd. 71 (1927), S. 1471.

auch heute noch angewendeten Prinzip: Mikrofon, Verstärker mit besonderen Frequenzgängen und Anzeigeinstrument.

Als Mikrofon wurde zunächst ein Kohlemikrofon mit niedriger Reizschwelle und besonders geringen Eigenrauschpegel verwendet.

Bereits damals erkannte man allgemein als zweckmäßig und ausreichend, nur einige wichtige Eigenschaften des menschlichen Ohres in einem objektiven Lautstärkemesser elektrisch nachzubilden. Es sind das:

- eine oder mehrere der erwähnten Ohrkurven ähnlich den im Bild 1 dargestellten,
- die „Zeitkonstante“ von 0,2 s,
- das log. Empfindungsmaß und
- die effektivwertähnliche Bewertung für zusammengesetzten Schall (Geräusch).

Es wurden in dem erwähnten Gerät fünf Ohrkurven durch Einfügen frequenzabhängiger Kopplungsglieder zwischen den Verstärkerstufen annähernd nachgebildet¹⁰⁾. Bei Veränderung des Meßbereiches wurde jeweils die zugehörige Ohrkurve selbsttätig miteingeschaltet.

Das Anzeigeinstrument des Gerätes erhielt eine Einstellzeit von 0,2 s, womit die subjektive Ansprechzeit des Ohres annähernd nachgebildet war.

Die effektivwertähnliche Bewertung der Anzeige wurde durch besondere Maßnahmen am Gleichrichter des Anzeigekeises erreicht.

Zur photographischen Aufzeichnung der Messungen war ein Anschluß für einen Oszillographen vorgesehen.

So ausgestattet, bildete der „Universal-Geräuschmesser“ ein den damaligen Anforderungen genügendes Gerät dieser Art. Es hatte einen Meßbereich von 25 bis 120 phon, mit einer Meßunsicherheit von ± 5 phon. Die zum Betrieb erforderlichen Batterien waren in einem besonderen Koffer untergebracht. Ein Nachteil war das große, schallfeldstörende Kohlemikrofon mit seinen nichtlinearen Eigenschaften und seiner Unstabilität, die eine häufige Nacheichung erforderte. Zur Eichung wurde mit einer besonderen Eichtonquelle elektromechanisch ein Tonimpuls vor dem Mikrofon erzeugt. Bild 4 läßt den Umfang der Einrichtung erkennen.

Ein ähnliches Gerät, jedoch mit einem besonderen Kondensatormikrofon wurde dann anschließend entwickelt. Es hatte einen nach unten etwas erweiterten Meßbereich von 20 bis 110 phon und besaß schon die Möglichkeit, durch Anschaltung eines Oktavsiebes eine Geräuschanalyse vor-

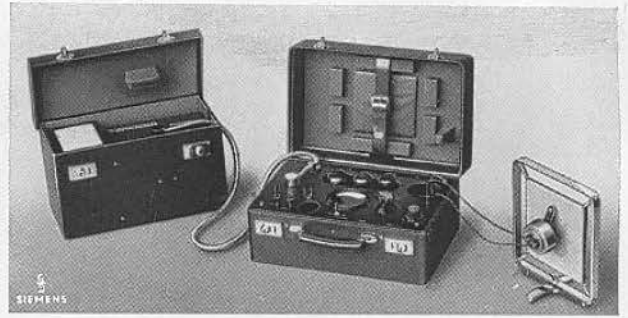


Bild 4. Geräuschmesser von Siemens & Halske, 25...120 phon.

zunehmen, auf deren Vorteil später noch eingegangen werden soll.

Um für die amtlichen Verkehrslärmessungen die erforderliche Einheitlichkeit zu gewährleisten, stellte dann seinerzeit der Deutsche Akustische Ausschuss (DAA) vorläufige Richtlinien für Geräuschmesser auf¹¹⁾. Sie bezogen sich unter anderem auf die Frequenzbewertungskurven, auf den Skalencharakter, die Einstellzeit und die Impulsanzeige des Instrumentes. Ferner auch auf die Richtcharakteristik des Mikrofons.

Im Sinne der Bestrebungen zur Bekämpfung des Verkehrslärms anlässlich der Aufstellung einer Reichsverkehrs-Straßenordnung¹²⁾ wurde zu dieser Zeit auch ein „Verkehrsgeräuschmesser“ entwickelt, der den Anforderungen entsprechend nur einen Meßbereich von 60 bis 120 phon besaß. Das Gerät war vollständig mit Trockenbatterien in einem Koffer untergebracht. Als Aufnahmeorgan war ein Kondensatormikrofon hoher Eigenkapazität an



Bild 5. Verkehrsgeräuschmesser von Siemens & Halske, 60...120 phon.

einem 1,5 m langen Kabel vorgesehen. Das Gerät war eichbar durch einen mechanisch erzeugten Impulston

¹⁰⁾ F. Trendelenburg: Objekt. Lautstärkemessungen (Verstärker-Kopplungsglieder). Elektrotechn. u. Masch.-Bau, Bd. 51 (1933), S. 234.

¹¹⁾ (Frühere) Richtlinien f. Geräuschzeiger u. Schreiber. Akust. Z., 2. Jahrg. (1937), S. 54.

¹²⁾ Verkehrsstraßenordnung (Fahrgeräusche). Reichsgesetzblatt 1934 I v. 29. 9. 34, S. 880.

und besaß nur eine einzige Frequenzkurve, deren Verlauf den damaligen Bedingungen entsprach. Ebenso waren die Bedingungen des DAA in bezug auf die Impulsbewertung durch das Anzeigeinstrument annähernd erfüllt. Es war das erste Gerät, das amtlich zur Messung von Verkehrslärm zugelassen war. In Bild 5 ist das vollständige Gerät meßbereit dargestellt.

Es gibt noch einige ausländische Lautstärkemesser mit ähnlicher Arbeitsweise, die vorzugsweise Kristallmikrofone haben. In bezug auf die akustischen Meßanforderungen und -ergebnisse weichen diese Geräte jedoch mehr oder weniger voneinander ab.

Akustische Richtlinien.

Nach langjährigen Untersuchungen an Geräuschmessern wurden auf Grund der gewonnenen praktischen Erfahrungen vom DAA nunmehr maßgebliche Richtlinien für Lautstärkemesser aufgestellt. Eine Veröffentlichung dieser Richtlinien, „DIN-Entwurf E 5045“, befindet sich z. B. in der Akustischen Zeitschrift, Jahrgang 5, vom September 1940, Seite 305. Hierin wurde unter anderem die Schwellenwertkurve mit ihrem Bezugspunkt bei 1000 Hz nunmehr auf $2 \cdot 10^{-4}$ dyn/cm² festgelegt, wobei $1 \mu b = 74$ phon entspricht (die Eichung der früher entwickelten „Geräuschmesser“ war noch auf einen Wert von $3,16 \cdot 10^{-4}$ dyn/cm² bezogen, wobei $1 \mu b = 70$ phon entsprach).

Die neuen Richtlinien beziehen sich ferner auf die Skale, die Form und zulässigen Abweichungen der Bewertungskurven, deren Zuordnung zu den einzelnen Meßbereichen, die Effektivwert- und die Impulsanzeige, Mikrofonrichtcharakteristik und die Eichung.

Ein diesen Bedingungen entsprechendes Gerät soll gemäß den Richtlinien als „DIN-Lautstärkemesser“ und die damit gemessenen Werte als „DIN-Lautstärken“ bezeichnet werden. Ein solches Gerät wurde nunmehr bei Siemens & Halske entwickelt und erhielt die Bezeichnung:

DIN-Lautstärkemesser.

Entsprechend dem Verwendungszweck, der eine leichte Tragmöglichkeit erfordert, wurde das vollständige Gerät in nur einen Koffer eingebaut. Er enthält ferner die Batterien, das Mikrofon mit Kabel und Ständer und auch die Eichvorrichtung. Durch vorzugsweise Verwendung von Leichtmetall konnte das Gewicht des Gerätes verhältnismäßig klein gehalten

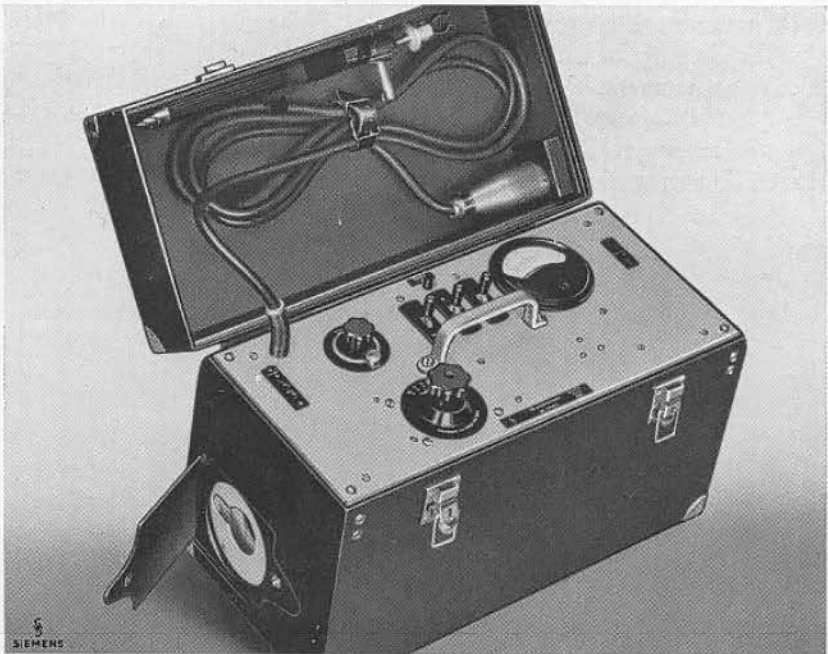


Bild 6. DIN-Lautstärkemesser 35...130 phon.

werden. Bild 6 zeigt die Frontansicht des Gerätes. An Hand des Stromlaufes, Bild 7, soll nun die Wirkungsweise des Gerätes erläutert werden.

Als Schallaufnahmeorgan wurde das bewährte kleine Meßkondensatormikrofon (Rel mph 9) verwendet. Es hat eine fast geradlinige Frequenzkurve zwischen 30 und 10 000 Hz. Durch Einbau in ein besonders kleines Gehäuse wird erreicht, daß das zu messende Schallfeld infolge der Form und Kleinheit dieses Gehäuses wenig verändert wird. Auch ist keine wesentliche Richtungsabhängigkeit der Empfindlichkeit innerhalb der 180°-Zone vor dem Mikrofon vorhanden (s. DIN-Richtlinien).

Das Mikrofon verwandelt die auftretenden Schalldruckschwankungen in entsprechende Kapazitätsschwankungen und Wechselspannungen. Die bei hohen Frequenzen unerwünscht auftretende sogenannte Schalldrucktransformation, bedingt durch Schallreflexion an der Mikrofonmembran, täuscht einen Anstieg des Frequenzganges bei hohen Frequenzen vor. Sie wird durch das Entzerrerglied LC elektrisch ausgeglichen.

Die vom Mikrofon kommenden und durch die eingebaute Mikrofonvorröhre SD 1 A verstärkten elektrischen Schwingungen werden an das Gitter der Röhre 2 der innerhalb des Gerätes untergebrachten vier Verstärkerröhren (2, 3, 4 und 5) geführt und gelangen hinter der letzten Röhre über den Trockengleichrichter 6 schließlich an das Anzeigeinstrument 7.

Der DIN-Lautstärkemesser erhielt einen den praktischen Anforderungen entsprechenden Meßbereich von 35 bis 130 phon. Gemäß den neuen

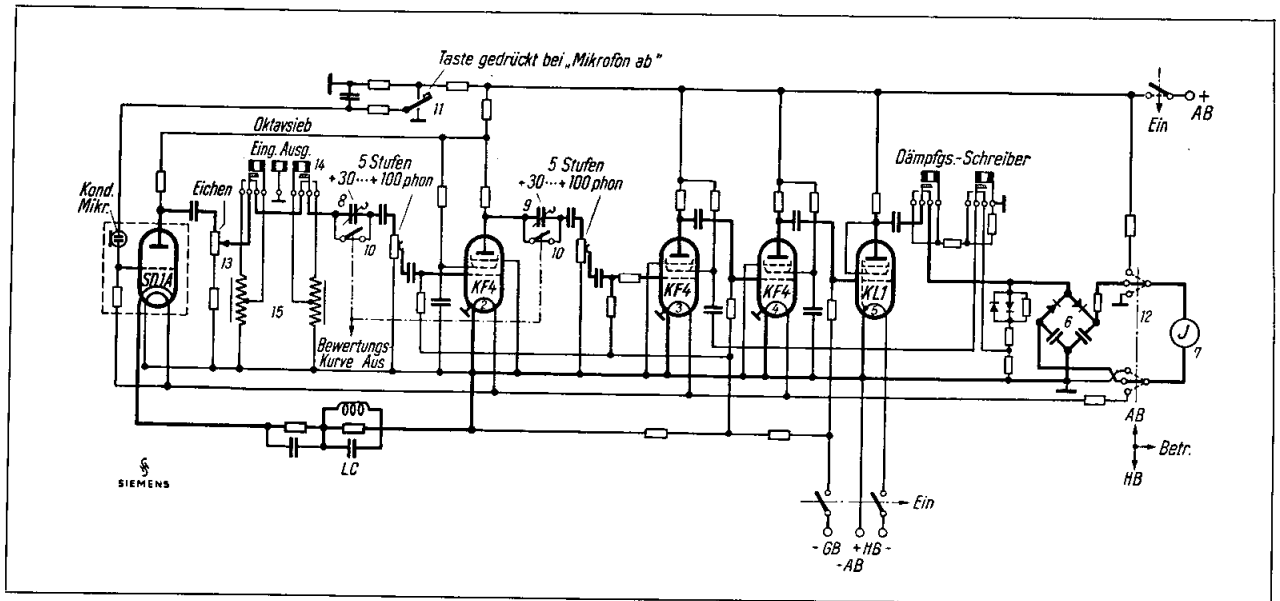


Bild 7. Prinzipschaltbild zum DIN-Lautstärkemesser.

DIN-Richtlinien werden in dem Gerät die DIN-Bewertungskurven Nr. 2 für den Bereich von 30 bis 60 phon und Nr. 1 für 60 bis 130 phon verwendet. In Bild 8 sind die festgelegten DIN-Bewertungskurven 1 bis 3 dargestellt. Es sind Mittelwertskurven und können gemäß den Festlegungen folgende größte Abweichungen annehmen:

- bei 30 Hz — 7 db + 4 db
- „ 60 Hz — 3 db + 3 db
- „ 125 Hz — 3 db + 3 db
- „ 250 Hz — 3 db + 3 db
- „ 500 Hz — 3 db + 3 db
- „ 1000 Hz — 3 db + 3 db
- „ 2000 Hz — 3 db + 3 db
- „ 4000 Hz — 7 db + 4 db
- „ 8000 Hz — 11 db + 6 db

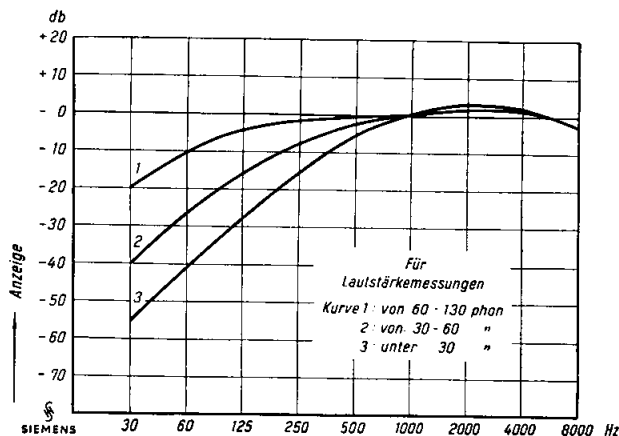


Bild 8. Bewertungskurven der neuen DIN-Richtlinien.

Die im Gerät verwendeten Frequenzkurven 1 und 2 sind durch die hinter der 1. und 2. Röhre liegenden, sich automatisch mit dem Verstellen des Meßbereichschalters ändernden Kopplungsglieder 8 und 9 (s. Bild 7) bedingt. Die Kurven des Gerätes liegen innerhalb der vorgeschriebenen DIN-Toleranzen.

Für besondere Geräuschuntersuchungen, die später noch gesondert beschrieben werden sollen, können in jeder Stellung des Meßbereichschalters durch den Schalter 10 die Ohrbewertungskurven abgeschaltet werden. Für alle Meßbereiche wird dann eine fast geradlinig verlaufende Frequenzkurve wirksam. Diese weicht bei 30 Hz und 8000 Hz höchstens um etwa + 5 db gegen 1000 Hz ab.

Der Meßbereichschalter gestattet, folgende fünf Bereiche einzustellen:

Bereichschalter	Meßbereich	Verwendete DIN-Kurve
30	35— 60 phon	Nr. 2
50	55— 80 „	„ 1
70	75—100 „	„ 1
90	95—120 „	„ 1
100	105—130 „	„ 1

Die Bestimmung des gemessenen Phon-Wertes erfolgt in einfacher Weise durch Addition des Zeigerausschlagwertes zu der eingestellten Meßbereichszahl.

Um bei Messungen großer Lautstärken bis 120 und 130 phon zu verhindern, daß die Verstärker-

röhren selbst Schall aufnehmen (Mikrofoneneffekt) und dadurch die Anzeige fälschen, sind die Röhren 2 und 3 durch Einbau in ein schallabschirmendes Gehäuse besonders geschützt.

Bei Betätigung der Taste 11 wird das Mikrofon durch Abschalten seiner Vorspannung unempfindlich, so daß man prüfen kann, ob etwa Schall über einen anderen Weg als über das Mikrofon (z. B. Röhren oder durch mechanische Erschütterungen) zur Anzeige gelangt. Diese Prüfung ist vor Messung von großen Lautstärken zu empfehlen, bei Vorhandensein von Erschütterungen jedoch erforderlich, um Fälschungen der Meßergebnisse zu vermeiden. Bei Messungen im Bereich „100 phon“ wird, um eine Übersteuerung der Vorröhren zu vermeiden, durch einen zusätzlichen Schaltkontakt selbsttätig die Mikrofonvorspannung herabgesetzt, wodurch das Mikrofon unempfindlicher wird (in Bild 7 nicht dargestellt).

Es gelang, durch eine log. wirkende, elektrische Kopplung in der Verstärkerschaltung eine Instrumentskala mit fast linearer Phon-Unterteilung bei einem Skalenbereich von 30 db zu erzielen (s. DIN-Richtlinien). Die Instrumentanzeige entspricht bei gleichzeitiger Aufnahme mehrerer Frequenzen annähernd dem Effektivwert, der dem subjektiven Gehöreindruck am besten nahe kommt.

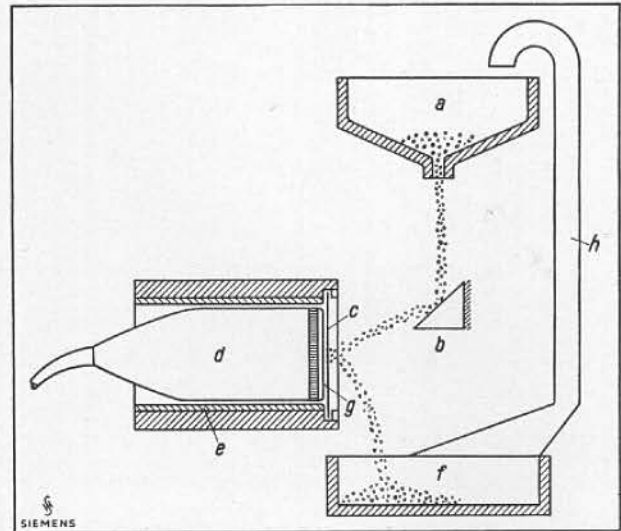
Die Dämpfung des Anzeigeinstrumentes wurde der Ansprechzeit des menschlichen Ohres von 0,2 s durch entsprechende Bemessung seiner mechanischen Daten angeglichen. Hiermit sind auch in dieser Hinsicht die Forderungen der neuen Richtlinien eingehalten. Durch den Umschalter 12 wird das Anzeigeinstrument gleichzeitig zur Prüfung der Heiz- und Anodenspannung herangezogen. Die Skale des Instruments ist hierfür mit einem entsprechenden Toleranzfeld ($\pm 10\%$ der Spannung) versehen. Die Stromversorgungs Batterien des Gerätes sind im Geräte Koffer in einem besonderen vom übrigen Kofferraum abgeschlossenen Teil untergebracht. Für die Heizung der Verstärkerröhren der 2-V-Reihe ist ein kleiner, säuredichter Akkumulator und für die Anodenspeisung eine handelsübliche 100-V-Trockenbatterie kleiner Ausführung verwendet.

Eichung.

Wegen der im Laufe der Zeit abfallenden Batteriespannungen des Verstärkers und der sich ändernden Röhrendaten muß das Gerät eichbar sein. Der Batteriespannungsabfall wirkt sich natürlich auch auf das an sich konstante Meßkondensatormikrofon aus. Es wird daher in die Eichung mit einbezogen. Sie erfolgt akustisch, durch eine in das Gerät eingebaute, mechanische Geräuschquelle, mit der das Mikrofon gekoppelt wird.

In Bild 9 ist zur Darstellung der Wirkungsweise die Eichvorrichtung schematisch gezeichnet.

Aus dem Vorratsbehälter *a* fallen durch eine enge Öffnung eine große Anzahl kleiner Stahlkugeln



a = Vorratsbehälter, *b* = Stahlprisma, *c* = Membran, *d* = zu eichendes Mikrofon, *e* = Gummipolster, *f* = Auffangbehälter, *g* = Druckkammer, *h* = Rücklauf.

Bild 9. Prinzip der Eichvorrichtung.

auf die um 45° geneigte Fläche eines Stahlprismas *b*, prallen abgelenkt gegen die Membran *c* und erzeugen hierbei das mehrere Sekunden anhaltende konstante Eichgeräusch. Bei dem Eichvorgang wird das Mikrofon *d* in die vor der Membran befindliche Öffnung eingesetzt und mittels Gummipolster *e* nach außen abgedichtet. Die Geräuschquelle wird mit dem Finger um 180° gedreht und dadurch in Tätigkeit gesetzt, wie Bild 10 zeigt.

Bei eingeschaltetem Gerät wird nun mit dem Eichregler 13 (s. Bild 7) der Zeigerausschlag auf den für das Gerät jeweils gültigen Eichwert gebracht. Dieser Vorgang beansprucht nur wenige Sekunden. Nach Umkehren der schwenkbaren Eichvorrichtung um 180° laufen die Kugeln aus dem Auffangbehälter *f* über *h* (Bild 9) wieder in den Vorratsbehälter *a* zurück.

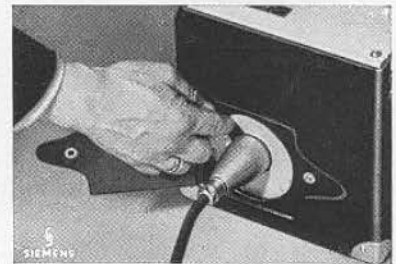


Bild 10. Betätigung der Eichvorrichtung.

Dann ist die Eichvorrichtung wieder betriebsbereit. Die Eichlautstärke in der von Mikrofon und Geräuschquelle gebildeten Druckkammer *g* beträgt etwa 125 phon. Die Abdichtung des Mikrofons

durch die Geräuschquelle setzt den Einfluß des Außenlärms auf das Mikrofon um etwa 5 db herab. Es ist daher auch bei starkem Außenlärm noch eine Eichung möglich. Das Eichgeräusch hat eine zeitliche Konstanz von ± 1 phon, so daß auch hierin die entsprechende Bedingung der DIN-Richtlinien ausreichend erfüllt ist. In Bild 6 ist seitlich am Koffer die durch eine Klappe verschließbare Öffnung für das zu eichende Mikrofon erkennbar. Die Fallrichtung der Kugeln und somit ihre Wirkungsweise sind in gewissen Grenzen von der Lage des Gerätes abhängig. Deshalb muß auf seine ungefähr horizontale Lage während des Eichvorganges geachtet werden.

Messung.

Nach der Eichung wird das Mikrofon auf seinem Ständer mit dem 3 m langen Kabel an den Ort des Schallfeldes gestellt, auf den die Lautstärkemessung bezogen werden soll. Hierbei müssen auch schallreflektierende Flächen in der Nähe des Mikrofons berücksichtigt werden, da sie das Meßergebnis wesentlich beeinflussen können. Die Entfernung des Mikrofons von der jeweils gemessenen Schallquelle und andere, die Messung beeinflussende Umstände werden zweckmäßig bei Festlegung des Meßergebnisses berücksichtigt¹³⁾.

Alle Lautstärkemessgeräte, die nach den DIN-Richtlinien gebaut werden, geben die Gewähr, daß sie unter gleichen akustischen Bedingungen innerhalb der zugelassenen Abweichungen übereinstimmend anzeigen. Die Meßergebnisse können daher als allgemein gültig anerkannt werden.

Analysis.

Bei Lautstärke-Untersuchungen und -Messungen mit dem Bestreben, eine Verminderung von Störschall zu erreichen, ist außer der Lautstärke wichtig zu wissen, welche Frequenzen vorzugsweise in dem gemessenen Geräusch enthalten, und mit welchem relativen Amplitudenanteil sie vertreten sind.

Denn man kann aus dem Vorhandensein bestimmter Frequenzen in einem Geräusch vielfach auf deren Entstehungsursache schließen.

Wenn z. B. bei Messungen des Geräusches einer laufenden elektrischen Maschine vorzugsweise eine herausgesiebte Frequenz, die einen wesentlichen Amplitudenanteil an der Gesamtlautstärke hat, mit der Nuten- oder Polwechselzahl oder deren Vielfachen übereinstimmt oder wenn in einem Geräusch der Anteil bzw. die Amplitude irgendwelcher Frequenzen größer ist als diejenige anderer, so hat

man durch diese Erkenntnis die Möglichkeit, die hervorgehobenen Frequenzen und damit das Gesamtgeräusch durch entsprechende Maßnahmen mindern zu können.

Wie man Licht zwecks Untersuchung in die Einzelfarben seines Spektrums zerlegt, kann man in ähnlicher Weise auch das zu untersuchende Geräusch in seine Einzelfrequenzen zerlegen (Geräuschspektrum) bzw. einzelne Frequenzgebiete herausblenden. Hierzu wird der einstellbare Oktavbandpaß Kel msl 19 mit seiner bequemen Meßweise in Verbindung mit dem DIN-Lautstärkemesser verwendet, der hierfür eine Anschlußmöglichkeit hat. Bedingung ist jedoch, daß das zu untersuchende Geräusch einigermaßen konstant und kontinuierlich ist¹⁴⁾. Über die dreipolige Buchse 14 und den Doppeltransformator 15 (s. Bild 7) erfolgt der Anschluß des Gerätes. Bei Verwendung des Bandpasses wird man normalerweise die Ohrkurvenbewertung abschalten, so daß die Anzeige der Frequenzkomponenten, der flachen Frequenzkurve entsprechend, rein schalldruckmäßig erfolgt. Man kann aber auch bei Mitverwendung der Ohrkurven die Frequenzkomponenten bei ausreichend vorhandener Lautstärke dem Gehöreindruck entsprechend bewerten und anzeigen lassen. Im ersten Falle entspricht die Anzeige des Phon-Instruments natürlich nicht Phonwerten.

Aus der Größe des Zeigerausschlages läßt sich beim Überschreiten der einzelnen Oktavbereiche des vorgeschalteten Bandpasses relativ der wertmäßige Anteil der Frequenzen, die in einem Störgeräusch enthalten sind, in Oktavbreite erfassen.

Es können auf diese Weise überschlägige und Bezugsmessungen vorgenommen werden. Der Bandpaß hat einen einstellbaren Frequenzdurchlaßbereich von 37,5 bis 12 800 Hz, der in zwei, um eine halbe Oktave gegeneinander versetzte Bereiche von je 8 Oktaven aufgeteilt ist.

Für die meisten Fälle von Geräuschuntersuchungen in der Praxis genügt diese Unterteilung¹⁵⁾.

Zur Analysierung schnell verlaufender, kurzzeitiger Schallvorgänge mit dem Lautstärkemesser kann an die Ausgangsbuchsen „Schreiber“ ein anderes Analysiergerät, das „Tonfrequenz-Spektrometer“, angeschlossen werden. Dieses Gerät zerlegt ein vom Lautstärkemesser aufgenommenes Geräusch in ein 27teiliges Frequenzspektrum zwischen 40 und 16 000 Hz, das auf dem Bildschirm einer Braunschen Röhre unmittelbar sichtbar ist. Der Amplituden-

¹⁴⁾ H. G. Thilo u. U. Steudel: Analyse v. Geräuschen und ihr Zusammenhang m. d. Lautstärke. Veröff. Nachr.-Techn. Bd. 5 (1935), S. 39.

¹³⁾ E. Lübcke: Schallwahrnehmung, Lautstärke u. Geräuschentstehung. Siemens-Z. Bd. 15 (1935), Heft 5.

¹⁵⁾ H. G. Thilo u. E. Freystedt: Über Grobanalysen mit dem Oktavsieb. Siemens-Z. Bd. 15 (1935), S. 153.

anteil der dargestellten Frequenzen kann sofort abgelesen werden. Sich schnell ändernde Spektren können mit einer Schmalfilmkamera aufgenommen und somit aufgezeichnet werden¹⁶⁾.

Kurvenaufzeichnung

In der Praxis der Geräuschmessung und -untersuchung wird auch der Wunsch bzw. die Notwendigkeit auftreten, die Anzeige des Lautstärkemessers über eine gewisse Zeit kurvenmäßig aufzuzeichnen und so festzuhalten.

Sei es, um Geräuschkurven unmittelbar zu vergleichen oder um die Belege Untersuchungsberichten beifügen, oder sie als Beweisunterlagen z. B. nach Verkehrslärmmessungen verwenden zu können.

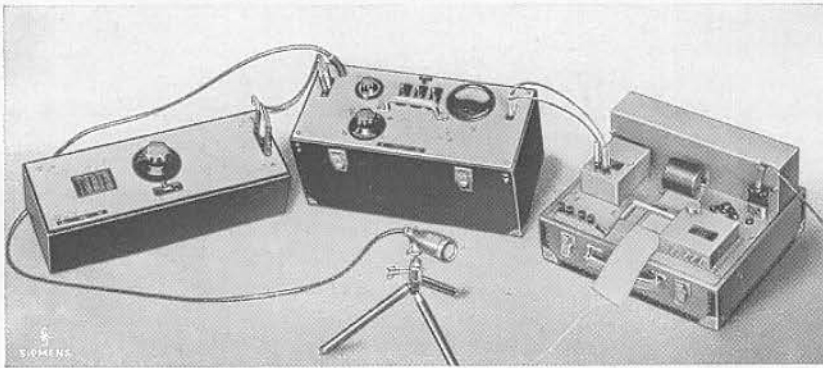


Bild 11. DIN-Lautstärkemesser mit Bandpaß und Schreibgerät.

Ebenso können sie später als Beweise bei gerichtlichen Entscheidungen dienen.

Bei dem neuen Lautstärkemesser wurde daher die Möglichkeit vorgesehen, ein Schreibgerät, und zwar den Dämpfungsschreiber nach Neumann Relmose 124 anzuschließen¹⁷⁾. Das Gerät wird an die entsprechend bezeichneten Buchsen angeschlossen, wodurch der Anzeigekreis mit Gleichrichter und damit auch die logarithmische Bewertung im Lautstärkemesser selbsttätig abgeschaltet wird, da das Schreibgerät selbst logarithmiert.

Die Aufzeichnung von langsam sich änderndem Schall oder von Dauergeräuschen ergibt richtige Werte. Bei der Aufzeichnung von Schallimpulsen oder stark spitzenhaltigen Geräuschen weicht jedoch die Aufzeichnung von der Lautstärkeangabe in Phon

¹⁶⁾ E. Freystedt: Das Tonfrequenz-Spektrometer. Veröff. Nachr.-Techn. Bd. 5 (1935), S. 293.

M. Kluge: Analyse u. Spektrometer. Arch. Techn. Messen V 51-2, Juli 34.

¹⁷⁾ Fr. O. Vogel u. P. Richter: Der Dämpfungsschreiber n. Neumann u. seine vielseitigen Anwendungsmögl. Veröff. Nachr.-Techn., Bd. 7 (1937), S. 647.

infolge der unterschiedlichen Anzeigegeschwindigkeit der beiden Geräte mehr oder weniger ab.

Die Kurven werden auf Wachspapier aufgezeichnet. Der Lautstärkemesser ermöglicht u. a. in Verbindung mit dem Dämpfungsschreiber die Aufzeichnung bei der vorerwähnten Analyse. Bild 11 zeigt den Lautstärkemesser betriebsbereit in Verbindung mit Dämpfungsschreiber und Bandpaß.

Anwendungsmöglichkeiten.

Das neue Lautstärkemeßgerät dient in erster Linie den Bestrebungen der Lärminderung auf allen diesbezüglichen Gebieten. Lärminderung im Straßenverkehr setzt die Unfallziffer herab. Durch geräuschmindernde Maßnahmen an Maschinen

und Fahrzeugen wird die Abnutzung mechanisch bewegter Teile herabgesetzt, Energie und Material gespart, Nerven und Arbeitskraft geschont.

Der Lautstärkemesser kann bei Verwendung der flachen Frequenzkurve und in Verbindung mit dem vorerwähnten Dämpfungsschreiber auch zu überschlüssigen Nachhallmessungen in Räumen benutzt werden¹⁸⁾.

Aber auch dort, wo der Schall nicht störend, sondern Selbstzweck ist, sei es im Rundfunk, Tonfilm und in der Musik, findet der

Lautstärkemesser sein Anwendungsgebiet. Z. B. können gehörmäßige Dynamikmessungen ausgeführt werden.

Die vielseitigen Meß- und Anwendungsmöglichkeiten in Verbindung mit der Handlichkeit des neuen, tragbaren Lautstärkemessers werden dem Gerät weitgehendes Interesse sichern, um so mehr, als seit langem ein Mangel an vereinheitlichten Geräten dieser Art bestand.

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise eines Lautstärkemessers werden zunächst der Begriff „Lautstärke“ und die Eigenschaften des menschlichen Ohres erklärt. Dann werden die Entstehung und der Begriff der Maßeinheiten dargestellt. Früher entwickelte Geräte werden kurz beschrieben. Unter Berücksichtigung der neuen Richtlinien für Lautstärkemesser werden dann das neue Gerät, die Wirkungsweise, seine Vorteile und Anwendungsmöglichkeiten beschrieben und an Hand von Abbildungen und Kurven erläutert.

¹⁸⁾ M. Kluge: Messungen der Nachhallzeit. Arch. Techn. Messen V 54-3, Jan. 1935.

Ein neuer Schwebungssummer und ein neuer Röhrenspannungsmesser für Tonfrequenz

Von M. Bidlingmaier

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Einleitung.

Die Nachrichtentechnik entwickelt sich in immer breiterer Front und steigert auf allen Gebieten den Bedarf und die Anforderungen. Die Meßtechnik, als Grundlage jedes technischen Fortschritts, verspürt dies in besonderem Maß und erfüllt ihre Aufgabe dadurch, daß sie nicht nur verbesserte, sondern auch vereinfachte Meßgeräte in größeren Zahlen auf den Markt bringt. Neue Erkenntnisse und vereinfachte Fertigungsverfahren erleichtern diese Aufgabe und helfen mit, möglichst alle Wege der Nachrichtenübertragung meßtechnisch zu untermauern.

In der Tonfrequenztechnik im besonderen ergab sich durch diese Zielsetzung u. a. auch im Bau von Schwebungssummern und Röhrenspannungsmessern ein bemerkenswerter Fortschritt. Schwebungssummer und Röhrenspannungsmesser zählen seit langem zu den Standardgeräten dieser Technik und werden z. B. in besonders hochwertiger Ausführung im Pegelschreiber¹⁾ zur Aufzeichnung des Übertragungsmaßes von Vierpolen aller Art verwendet. Als Einzelgeräte in einfacherer Ausführung²⁾ haben sie große Verbreitung gefunden. Mit den anschließend beschriebenen Geräten soll einem bestehenden Mangel an Geräten abgeholfen werden.

Bei der Entwicklung standen folgende Richtlinien im Vordergrund:

1. Niedrigste Gestehungskosten ohne Preisgabe der bisherigen Güte.
2. Einfachste Bedienung.
3. Gefälliges Aussehen.

¹⁾ Die Zahlen 1 bis 7 beziehen sich auf die Literaturübersicht.

I. Der Tonfrequenz-Schwebungssummer.

Bild 1 zeigt den schematischen Aufbau eines bisher viel verwendeten Schwebungssummers³⁾. f_1 und f_2 sind die beiden Hochfrequenzen, von denen f_1 fest, f_2 mit einem Drehkondensator von $f_2 = f_1$ aus veränderbar ist. Der Betrag, um den f_2 verän-

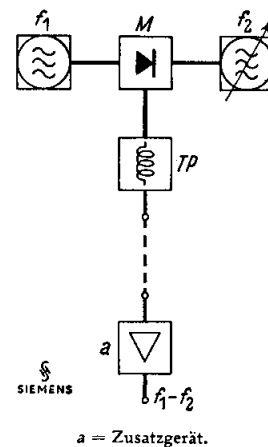


Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau eines Schwebungssummers.

dert wird, entspricht der zu erzeugenden Tonfrequenz, die in dem Modulator M als Differenzfrequenz $f_1 - f_2$ entsteht und in dem Tiefpaß TP von den anderen Modulationsprodukten getrennt wird. Die größte Ausgangsleistung beträgt mit etwa 0,2 V an einem Widerstand von 50 k Ω rund 1 μ W. In der Regel sind Leistungen zwischen etwa 1 mW und 0,5 W erforderlich, die mit einem als Zusatzgerät ausgeführten Verstärker erzeugt werden.

Der große Bedarf an Schwebungssummern führte zu einer Weiterentwicklung, die gekennzeichnet ist durch:

1. Eine neue Schwebungssummerschaltung und die Zusammenfassung von Schwebungssummer und 0,5 W-Verstärker zu einem einzigen Gerät.
2. Den Aufbau der Gesamtschaltung unter weitgehender Verwendung hochwertiger Einzelteile der Rundfunktechnik.
3. Die Anpassung des äußeren Aufbaus an die durch Punkt 2 bedingte Schaltung.

Die neue Schwebungssummerschaltung⁴⁾.

Von einem brauchbaren Tonfrequenz-Schwebungssummer verlangt man u. a., daß die Frequenz mit nur einem Bedienungsknopf innerhalb des ganzen Tonfrequenzbereichs stetig und mit möglichst großer Genauigkeit eingestellt werden kann. Man verwendet hierzu in der Regel einen Drehkondensator, dessen Kapazität anfangs linear und

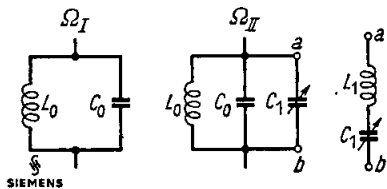


Bild 2. Schwebungssummer mit einer festen und einer veränderbaren Hochfrequenz.

später möglichst exponentiell mit dem Drehwinkel zunimmt. Ein solcher Kondensator erfordert einen mehrfältigen Plattenschnitt und besonders sorgfältigen Zusammenbau. Will man den ganzen Tonfrequenzbereich von 20 bis 20 000 Hz überstreichen, so muß eine Änderung der Anfangskapazität um nur 0,5 pF einer gut ablesbaren Drehwinkeländerung entsprechen, eine Endkapazität von etwa 500 pF vorausgesetzt. Größere Endwerte lassen sich mit einfachen Mitteln nicht herstellen⁵⁾. Da die erforderliche Frequenzkonstanz auch an die mechanische Ausführung hohe Anforderungen stellt, ist es verständlich, daß ein für diesen Zweck herzustellender Spezialkondensator viel kostspieliger ist als ein hochwertiger Rundfunkdrehkondensator, um so mehr als dieser in erheblich größeren Stückzahlen auch in mechanisch ausreichender Form hergestellt wird. Dabei taucht die Frage auf, ob bzw. durch welche Maßnahmen es möglich ist, mit einem solchen Rundfunkkondensator eine exponentielle Frequenzcharakteristik zu erzielen.

Wenn man von umständlichen mechanischen Übersetzungen absieht, wird man versuchen, die wirksame Kapazität des Drehkondensators durch

geeignet zugeschaltete Blindwiderstände in dem gewünschten Sinn zu beeinflussen.

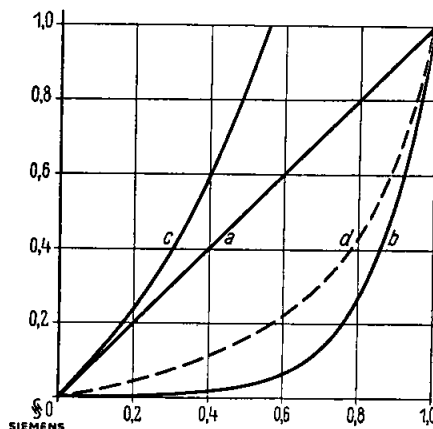
Wir betrachten daher zunächst die beiden Hochfrequenzsender eines Schwebungssummers, deren Schwingkreise wir in Bild 2 gezeichnet haben.

Mit $\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ ergibt sich die Schwebungsfrequenz $\omega = \Omega_I - \Omega_{II}$ zu:

$$\omega = \Omega_0 \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1 + \frac{C_1}{C_0}}} \right). \quad (1)$$

In der Praxis ist $\frac{C_1}{C_0} \ll 1$ und ω daher näherungsweise gegeben zu:

$$\omega \sim \frac{\Omega_0}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0}, \text{ d. h.} \quad (2)$$



a = Kreisplattenkondensator, b = exponentieller Kondensator, c, d = Anordnung nach Bild 2.

Bild 3. Verlauf der Schwebungsfrequenz. Ordinate: Relative Schwebungsfrequenz. Abszisse: Relativer Drehwinkel.

die Schwebungsfrequenz ω wächst nahezu linear mit der Kapazität C_1 . Für einen Kreisplattendrehkondensator ergibt sich also die in Bild 3 gezeichnete Gerade a. Erwünscht ist ein Verlauf mit exponentiellem Charakter, den Kurve b wiedergibt.

Wir können den wirklichen Frequenzverlauf dieser Wunschkurve in einfacher Weise annähern, wenn wir in Bild 2 dem linearen Drehkondensator C_1 eine feste Induktivität L_1 vorschalten. Die wirksame Kapazität dieser Reihenschaltung ist größer als C_1 und wächst mit zunehmendem C_1 entsprechend Kurve c (kapazitiver Ast der Resonanzkurve). Beziehen wir die vorgegebene größte Schwebungsfrequenz auf den größten Drehwinkel des Kondensators C_1 , so ergibt sich Kurve d. Wesentlich günstiger ist eine Schaltung, bei der beide Frequenzen mittels eines normalen Zweigangkonden-

sators verändert werden. Bezeichnen wir mit $C_1' = f(C_1, L_1)$ die wirksame Kapazität der Reihenschaltung von L_1 und C_1 , so folgt für die Dif-

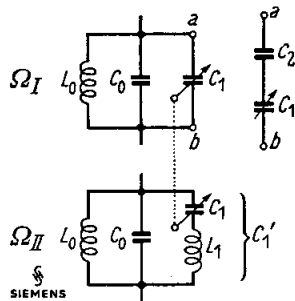


Bild 4. Schwebungssumme mit zwei veränderbaren Hochfrequenzen.

ferenzfrequenz der Anordnung nach Bild 4, aus Gleichung 2 ohne weiteres:

$$\omega \sim \frac{\Omega_0}{2 C_0} (C_1 - C_1'), \text{ wobei } C_1' = \frac{C_1}{1 - \Omega_{II}^2 L_1 C_1} \cdot (3)$$

Der Gang von ω läßt sich qualitativ am einfachsten an dem Gang der Scheinwiderstände von

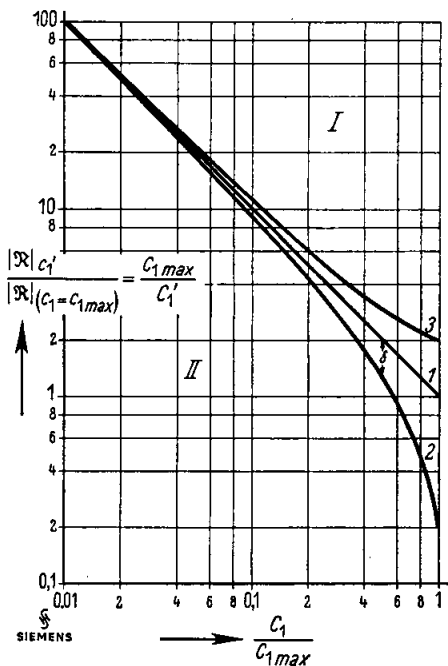
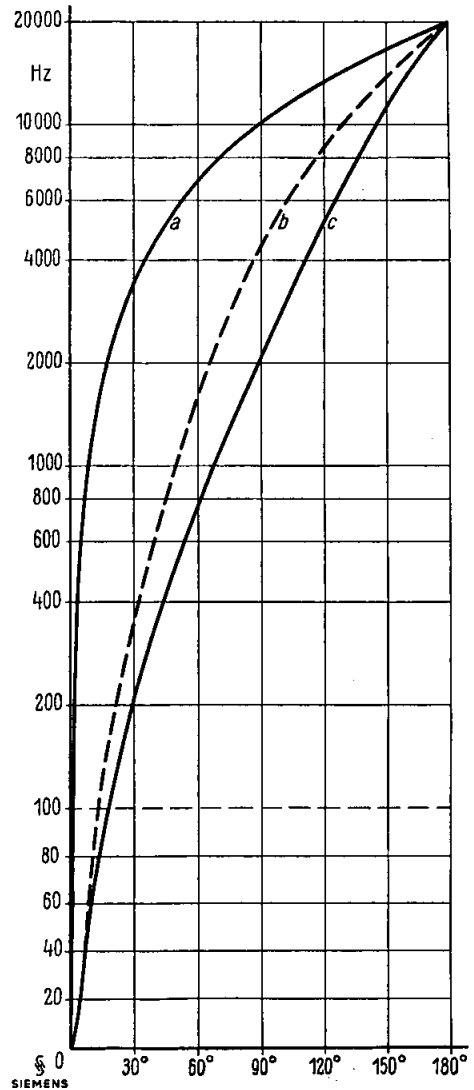


Bild 5. Relativer Scheinwiderstandsverlauf der Ersatzkapazitäten.

C_1 und C_1' übersehen. Dabei setzen wir näherungsweise Ω als konstant voraus und beschränken uns damit auf das praktisch ausreichende Gebiet, in dem C_1 und C_1' klein gegen C_0 bleiben.

Denken wir uns die Induktivität L_1 zunächst kurzgeschlossen, so ist $C_1 = C_1'$ und $\omega = 0$. Der Scheinwiderstand \Re_{C_1} wächst proportional mit $\frac{1}{C_1}$ und wird in doppelt logarithmischem Maßstab durch die in Bild 5 gezeichnete Gerade 1 darge-



a = linearer Kreisplattendrehkondensator (Q_1 fest, Q_{II} veränderbar), b = Spezialkondensator, wie er in dem eingangs*) erwähnten Schwebungssumme verwendet wird, c = Rundfunk-Zweigangdrehkondensator in der Schaltung des neuen Schwebungssummers (Q_1 und Q_{II} veränderbar).

Bild 6. Frequenzkennlinien.
Ordinate: Differenzfrequenz.
Abszisse: Drehwinkel.

stellt. Mit vorgeschaltetem L_1 erhält man den Gang des Scheinwiderstands der Ersatzkapazität C_1' näherungsweise einfach dadurch, daß man von der Geraden 1 einen konstanten Wert subtrahiert (Kurve 2). Da der Unterschied in der Steigung beider Kennlinien mit kleinerem C_1 stetig kleiner

wird, ergibt sich für den Gang der Frequenz ω ein in dem gewünschten Sinn besonders günstiger Verlauf.

Ebenso wie man mit L_1 eine relative Vergrößerung der Ersatzkapazität C_1' erzielt, ist es im Sender I durch Vorschalten einer Kapazität C_2 möglich, die wirksame Kapazität zu verkleinern. Ihr Gang mit C_1 in ähnlicher Weise ermittelt, ist durch die Kurve 3 wiedergegeben. Dabei ist allerdings zu bedenken, daß man für eine fest vorgegebene größte Tonfrequenz ω_{\max} eine entsprechend höhere Trägerfrequenz Ω_0 benötigt.

In der praktisch ausgeführten Schaltung haben wir beide Maßnahmen zugleich angewendet, also die Ersatzkapazität im Sender II durch eine Spule L_1 vergrößert und im Sender I durch den Kondensator C_2 verkleinert. Man erhält so aus den Grundfrequenzen eine höhere Differenzfrequenz, als mit einer Maßnahme allein und erhöht dadurch mittelbar die Konstanz der Tonfrequenz.

Bild 6 zeigt uns den Frequenzverlauf in Abhängigkeit von dem Drehwinkel des „Frequenzkondensators“ für folgende Fälle:

- a) linearer Kreisplattendrehkondensator (Sender I fest, II veränderbar),
- b) Spezialkondensator, wie er in dem eingangs³⁾ erwähnten Schwebungssummer verwendet wird,
- c) Rundfunk-Zweigangdrehkondensator in der aus Bild 4 ersichtlichen Schaltung des neuen Schwebungssummers (Sender I und II veränderbar).

Kurve c kommt dem idealen Verlauf am nächsten.

Der Modulator.

Die Tonfrequenz bildet man am zweckmäßigsten in einem Ringmodulator⁶⁾ aus Kupferoxydulgleichrichtern. Er hat beim Schwebungssummer den grundlegenden Vorzug, daß jede der beiden Hochfrequenzspannungen in einem Nullzweig zur anderen liegt. Bei gleicher Spannungsabhängigkeit der einzelnen Brückenarme sind beide Röhrensender vollständig entkoppelt, können sich also bei der Differenzfrequenz 0 nicht mitnehmen. Je nach der Amplitude unterscheidet man verschiedene Betriebsweisen des Modulators. Beim Schwebungssummer interessiert im Hinblick auf die Frequenzunabhängigkeit der Tonfrequenzspannung in erster Linie die der sog. linearen Aussteuerung. Hierbei macht man eine der beiden Hochfrequenzspannungen, die „Steuerspannung“, so viel größer als die andere, daß die Widerstände des Modulators praktisch durch diese Spannung allein bestimmt werden. Die Ausgangsspannung des Modulators ist dann bei

entsprechend hoher Überanpassung nur noch von der „kleinen“ Hochfrequenzspannung abhängig.

Der Klirrfaktor der Ausgangsspannung hat im allgemeinen einen frequenzunabhängigen und einen frequenzabhängigen Anteil. Der frequenzunabhängige Anteil kann dadurch klein gehalten werden, daß man das Verhältnis von „Steuerspannung“ zu der „kleinen“ Hochfrequenzspannung möglichst groß macht und außerdem die dritte Teilschwingung der kleinen Spannung möglichst weit herabsetzt. Bei einem Amplitudenverhältnis von 4:1 und einem kubischen Klirrfaktor von 3% beträgt der Klirrfaktor weniger als 2%. Der frequenzabhängige Anteil ist durch „Mitnahme“ bedingt und hängt hauptsächlich von der Symmetrie des Modulators ab. Er tritt in der Nähe der Schwebungsfrequenz Null störend in Erscheinung. Es bereitet keinerlei Schwierigkeiten, diesen Anteil bis herab zu 30 Hz unter 2% zu halten.

Die Hochfrequenzsender.

Die Belastung, die die Modulatorschaltung für die beiden Hochfrequenzsender darstellt, ist nach dem vorigen Abschnitt verschieden, und zwar wird stets die „Steuerleistung“ die Leistung des „kleinen“ Senders weit überwiegen. Bei Anpassung des Modulators an den Steuersender, wie sie im Hinblick auf den Modulatorwirkungsgrad erwünscht wäre, würde daher der „kleine“ Sender nahezu leerlaufen. Nun ist eine der wichtigsten Voraussetzungen für die Brauchbarkeit eines Summers seine Frequenzkonstanz. Unter anderen bekannten Mitteln trägt beim Schwebungssummer ein möglichst gleichartiger elektrischer und mechanischer Aufbau in hohem Maß zur Stabilisierung der Differenzfrequenz bei. Aus diesem Grund wird man auch den Steuersender so schwach belasten, daß praktisch beide Sender leerlaufen.

Liegt der Modulator parallel zum Schwingungskreis — Entkopplungsröhren würden das Gerät erheblich verteuern —, so geht mindestens die Temperaturabhängigkeit der Gleichrichterkapazität in die Frequenz des Senders ein, und zwar praktisch leider nur einseitig, nämlich beim Steuersender. Diese Kapazität ändert sich um etwa $7 \cdot 10^{-3}/^\circ \text{C}$, und wenn wir größenordnungsmäßig eine Temperaturabhängigkeit der Frequenz von $10^{-5}/^\circ \text{C}$ als zulässig annehmen, ergibt sich, daß das Verhältnis von übersetzter Schwingkreis Kapazität C_s zu Modulatorkapazität C_m nicht kleiner werden darf als

$$\frac{C_s}{C_m} = \frac{7 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-5}} = 350.$$

Da die Schwingkreis Kapazität in der Hauptsache durch andere Gesichtspunkte gegeben ist, bestimmt

dieses Verhältnis die größte zulässige Gleichrichterfläche und damit den inneren Widerstand des Modulators, der mit Rücksicht auf die entnehmbare Leistung möglichst klein sein soll. Die Schwingkreiskapazität ist, nachdem durch die neue Schwebungssummerschaltung die Größe des Drehkondensators in Form eines normalen Zweigangkondensators zu etwa 500 pF festliegt und der einstellbare Frequenzbereich 20 bis 20 000 Hz betragen soll, nur noch eine Funktion der Hochfrequenz Ω_0 . Für diese selbst sind folgende Überlegungen maßgebend:

Ein zweckmäßiger Mittelweg ergab für den vorliegenden Summer eine Hochfrequenz von etwa 200 kHz. Damit wird der Tiefpaß hinter dem Modulator vollständig entbehrlich; der Abstand der Störfrequenzen ist so groß, daß sie mit einfachen Mitteln in dem darauffolgenden Tonfrequenzverstärker unterdrückt werden können.

Für die Schwingungserzeugung wird eine Triode (AC 2) benutzt, da die Hochfrequenz im Hinblick auf kleinen Klirrfaktor der Differenzfrequenz einen möglichst geringen Anteil der dritten Harmonischen

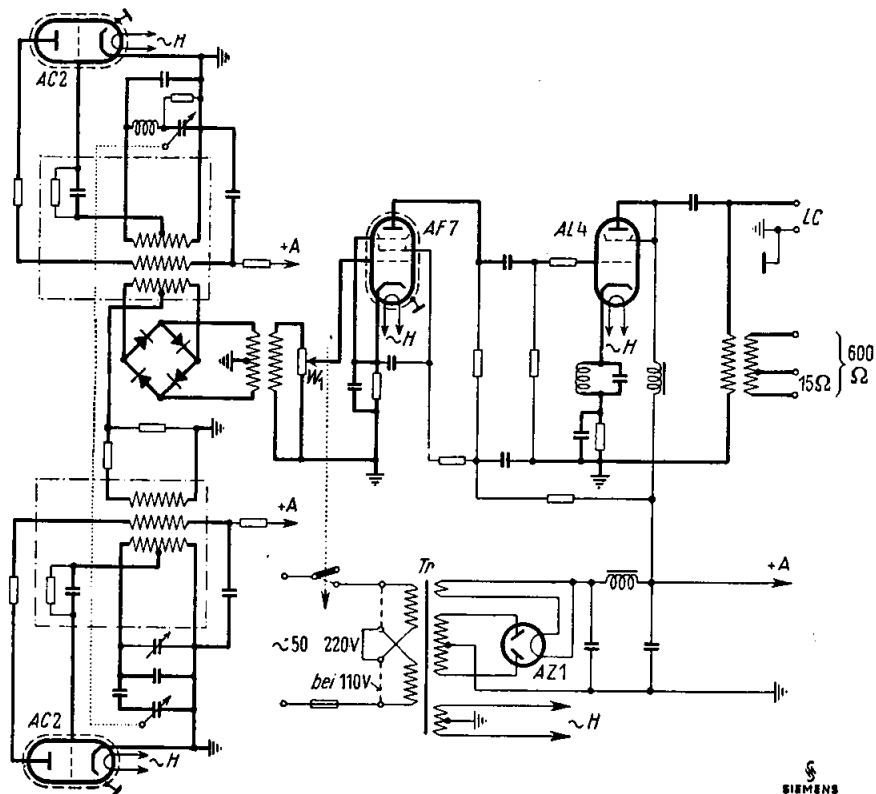


Bild 7. Grundsaltung des neuen Schwebungssummers.

Je höher Ω_0 liegt, desto schwieriger wird es, mit einfachen Mitteln, also ohne Schirmung, die Schaltung so aufzubauen, daß sie in allen ihren Punkten die beabsichtigte Wirkung zeigt. Die Sender nehmen sich u. U. bei nach Null gehender Differenzfrequenz frühzeitig mit, wodurch nicht nur die Frequenzeinstellung ungenauer, sondern auch der Klirrfaktor bei tiefen Frequenzen vergrößert wird. Daß mit wachsender Hochfrequenz auch die Inkonzanz der Differenzfrequenz wächst, ist selbstverständlich. Die untere Grenze der Hochfrequenz wird dadurch bestimmt, daß man genügend hoch über der höchsten Differenzfrequenz bleiben muß, wenn sich der Aufwand an Siebmitteln hinter dem Modulator in vernünftigen Grenzen bewegen soll.

enthalten soll. Zur Stabilisierung der Frequenz dienen in bekannter Weise ein RC-Glied im Gitterkreis und ein Anodenwiderstand vor dem Schwingkreis. Für die Schwingkreise selbst werden hochwertige Siruferspulen und Glimmerkondensatoren verwendet.

Der Tonfrequenzverstärker.

Der grundsätzliche Aufbau des Tonfrequenzverstärkers geht aus Bild 7 hervor. Er hat die Aufgabe, die vom Modulator abgegebene Nutzleistung auf den notwendigen Wert zu verstärken; dieser bewegt sich in den meisten Fällen zwischen einigen mW und etwa 0,5 W. Die Leistung ist mit dem ein-

gangseitigen Spannungsteiler W_1 stetig regelbar. Der Verstärker hat drei Ausgänge, von denen zwei

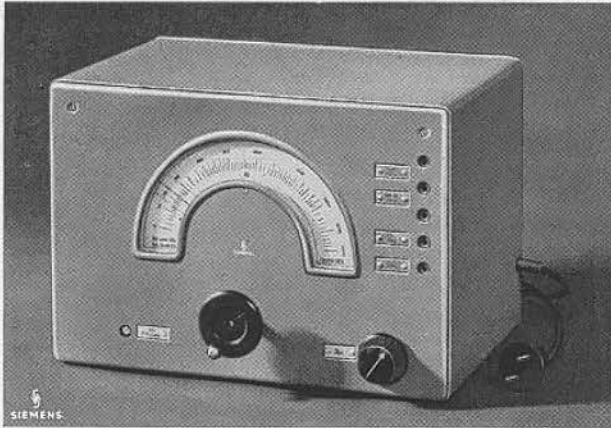


Bild 8. Ansicht des neuen Schwebungssummers.

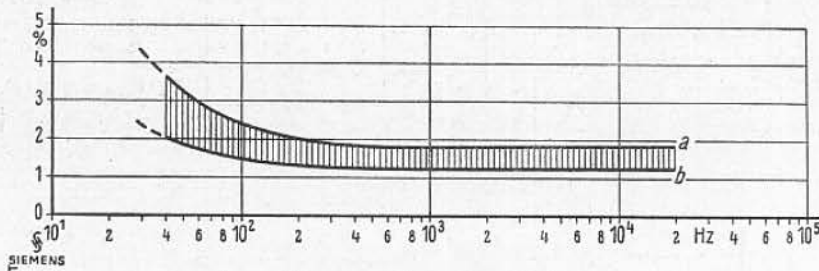
für Widerstände von etwa 15 und 600 Ω bemessen und erdfrei sind; der dritte ist einpolig geerdet und für Widerstände von mehr als etwa 5 k Ω vorgesehen.

lator und den normalen Verstärkungsabfall so weit unterdrückt, daß sie im Ausgang nicht mehr stören. Auch die durch Modulation im Verstärker entstehenden Störfrequenzen sind, wie Messungen gezeigt haben, im Verhältnis zur Nutzspannung vernachlässigbar klein.

Praktische Ausführung.

Die aus Bild 7 ersichtliche Gesamtschaltung des Geräts bedarf nach dem Vorangegangenen keiner weiteren Erläuterung. Der Netzanschlußteil ist von 220 V auf 110 V umschaltbar. Bild 8 vermittelt uns die äußere Ansicht. In der Mitte, hinter der Vorderwand des Blechgehäuses, befindet sich die große Kreisskala des Drehkondensators, dessen Zeiger parallaxefrei ist. Rechts vom Kondensator sind die Ausgangsbuchsen angeordnet. Rechts unten erkennt man den Verstärkungsregler, der mit dem Netzschalter gekuppelt ist, links unten die geschlitzte Achse des Eichkondensators, mit dem die 0 Hz-Eichung vorgenommen wird.

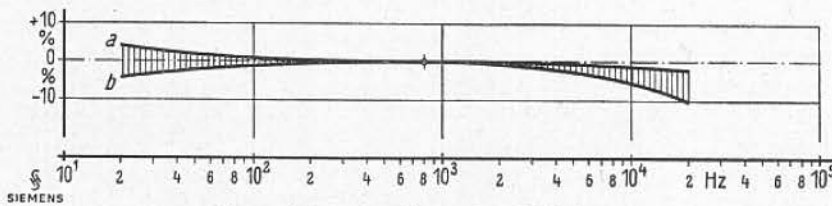
In Bild 9 und 10 sind der Klirrfaktorverlauf und



a = obere und b = untere Grenze einer Fabrikationsserie.

Bild 9. Klirrfaktor der Ausgangsspannung.

Ordinate: Klirrfaktor.
Abszisse: Frequenz.



a = obere und b = untere Grenze einer Fabrikationsserie.

Bild 10. Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung.

Ordinate: Relative Ausgangsspannung.
Abszisse: Frequenz.

Die hochliegende Summenfrequenz $\Omega_I + \Omega_{II}$ wird durch einen Schwingkreis im Kathodenkreis der Endröhre zusätzlich gedämpft. Die Hochfrequenzen selbst werden bereits durch den Ringmodu-

die Frequenzabhängigkeit von den Geräten einer Fabrikationsserie dargestellt.

Das Gerät hat die Abmessungen 320 \times 225 \times 210 mm und wiegt insgesamt etwa 11 kg.

II. Der Tonfrequenz-Röhrenspannungsmesser.

Wenn man Tonfrequenzspannungen von der Größenordnung einiger Volt und mehr messen will, so sind einfache Spannungsmesser mit Kupferoxydulgleichrichter und Drehspulinstrument am zweckmäßigsten und billigsten. Will man auch kleinere Spannungen möglichst verlustlos messen, so verwendet man Röhrenspannungsmesser, in denen ein Verstärker vor den eigentlichen Meßkreis geschaltet wird. Obwohl Röhrenspannungsmesser vielseitiger verwendet werden können, sind sie bis heute weniger verbreitet als die in ihrem Anwendungsbereich beschränkten einfachen Spannungsmesser. Das liegt in der Hauptsache daran, daß die

Der Meßkreis.

Der Meßkreis ist die Seele eines jeden Meßgeräts und bestimmt die Grenzen der Genauigkeit, Frequenzabhängigkeit und Temperaturabhängigkeit, er bestimmt die Abhängigkeit der Anzeige von der Kurvenform der Meßspannung, die Skale u. a. Tonfrequenzspannungen mißt man heute meistens in der Weise, daß man die Wechselfspannung gleichrichtet und den gleichgerichteten Strom mit einem Drehspulinstrument anzeigt. Die Anzeige hängt im allgemeinen von der Art der Gleichrichtung ab. Wir unterscheiden in der Hauptsache Effektivwert-, Mittelwert- und Scheitelwertgleichrichtung. Sieht man von einigen Sonderfällen ab, für die man auch

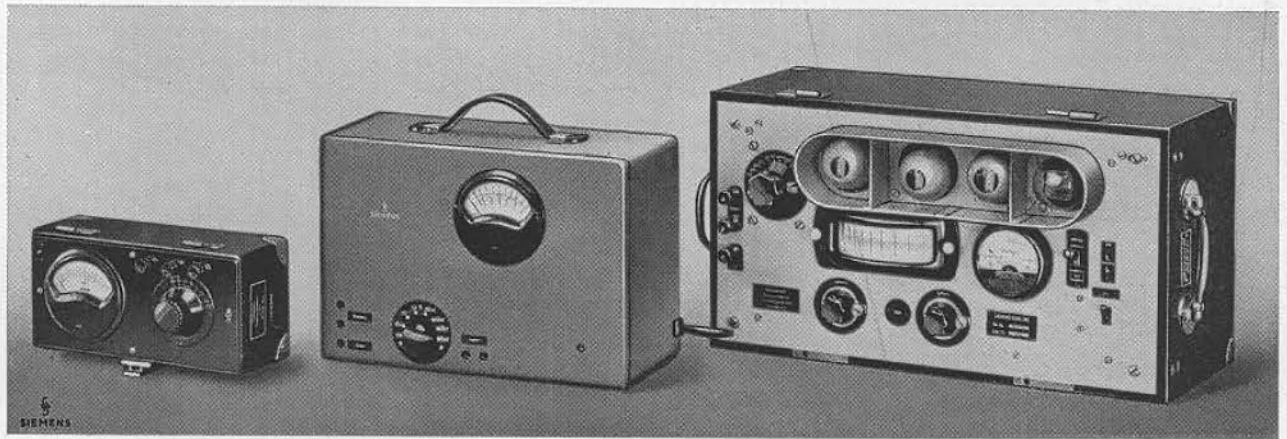


Bild 11. Ansicht einiger Tonfrequenz - Spannungsmesser.

Links: Strom- und Spannungsprüfer, 0,15 bis 300 V.

Mitte: Neuer Röhrenspannungsmesser, 10 mV bis 30 V.

Rechts: Röhrenspannungsmesser mit Effektivwertanzeige, 10 mV bis 30 V.

bisher bekannten hochwertigen Ausführungen erheblich teurer, größer und schwerer sind als diese einfachen Geräte. Das Ziel bei der Entwicklung des anschließend beschriebenen Geräts war, alle diese Nachteile soweit wie möglich zu beseitigen und die Bedienung so zu vereinfachen, daß sie sich in nichts mehr von der einfachen Messung mit einem röhrenlosen Gerät unterscheidet. Wie weit dies rein äußerlich gelungen ist, zeigt uns Bild 11.

Mit der genannten Zielsetzung ergeben sich im einzelnen folgende Forderungen:

1. Beseitigung der Beeinflussung der Anzeige durch Temperatur, Netzspannungsschwankungen und betriebsmäßige Verstärkungsänderungen.
2. Beseitigung der Einzeileichung des Anzeigeelements, ohne Minderung der Meßgenauigkeit.
3. Vermeidung sperriger und schwerer Einzelteile.

besondere Meßgeräte entwickelt hat, z. B. Messung von Geräuschspannungen, Klirrfaktormessung, Überwachung der Aussteuerung von Übertragungsanlagen während des Betriebs, so sind die bei Messungen in der Tonfrequenztechnik auftretenden Wechselfspannungen nahezu sinusförmig. Mit dieser Einschränkung ist es möglich, für die praktische Meßtechnik alle drei Gleichrichtarten zu verwenden, wobei je nach dem vorliegenden Fall die eine oder die andere zweckmäßiger ist⁷⁾.

Für unseren Fall kommen in engere Wahl:

1. Effektivwertgleichrichtung mit Cu_2O -Gleichrichtern,
2. Mittelwertgleichrichtung mit Cu_2O -Gleichrichtern,
3. Scheitelwertgleichrichtung mit Cu_2O -Gleichrichtern oder Diode.

1. Mit der quadratischen oder Effektivwertgleichrichtung lassen sich die eingangs genannten Forderungen grundsätzlich erfüllen. Der Wirkungsgrad beträgt jedoch höchstens 2 %, da mit Rücksicht auf eine vollkommen einheitliche Skale der Gleichrichter nur wenig angesteuert werden darf. Gleichzeitig steigt damit die erforderliche effektive Gleichrichterfläche, die bereits bei den hochempfindlichen Drehspulinstrumenten zu einem verhältnismäßig umfangreichen Gleichrichter führt. Es ist ferner zu bedenken, daß die Eigenkapazität der Gleichrichter eine Frequenzabhängigkeit hervorruft, so daß eine mehrfache Überanpassung des Meßkreises erforderlich ist. Auch die Temperaturabhängigkeit erheischt besondere Maßnahmen, die einen zusätzlichen Leistungsverlust und Mehraufwand verursachen.

2. Die Flächen- oder Mittelwertgleichrichtung mit Cu_2O -Gleichrichtern in Verbindung mit einer Penthode, deren großer Innenwiderstand die Anordnung in hohem Maß linearisiert, würde alle Forderungen erfüllen. Leider haben Messungen ergeben, daß bei der zulässigen Aussteuerung der Gleichrichter die durch die Kapazität der Sperrschicht verursachte Frequenzabhängigkeit auch bei Verwendung möglichst niederohmiger Instrumente bereits zu groß wird. Sie kann durch zusätzliche einfache Schaltmaßnahmen nur unvollkommen ausgeglichen werden, da sie ihrerseits wieder amplitudenabhängig ist.

3. Die Scheitelwertgleichrichtung ist für unseren Fall am zweckmäßigsten. Cu_2O -Gleichrichter und Diode eignen sich in gleicher Weise. Das liegt in der Tatsache begründet, daß Änderungen des Gleichrichterwiderstandes nur wenig auf die erzeugte Gleichspannung eingehen. Wir haben der Diodengleichrichtung den Vorzug gegeben, weil

- kein Kopplungsübertrager zwischen Meßkreis und Röhre erforderlich ist,
- die Anzeige temperaturunabhängig ist,
- die Diode gegen gelegentliche Überlastungen unempfindlicher ist als der in Scheitelwertgleichrichtung betriebene Cu_2O -Gleichrichter,
- bei Verwendung von Rundfunkröhren mit Verstärker- und Diodenteil, z. B. der ABC 1-Röhre, kein besonderer Gleichrichter im Gerät notwendig wird.

Bild 12 zeigt den grundsätzlichen Aufbau des Meßkreises. Die der Meßspannung verhältnismäßige Spannung U lädt infolge der Ventilwirkung der Diode D den Kondensator C auf und erzeugt so einen dem Scheitelwert der Wechselspannung verhältnismäßigen Gleichstrom, der mit dem Drehspulinstrument I gemessen wird. Die Beziehung

zwischen Gleichstrom und Wechselspannung ist um so genauer linear, je größer der Gütefaktor der Gleichrichtung, d. h. das Verhältnis von Entladewiderstand zu Ladewiderstand des Kondensator-

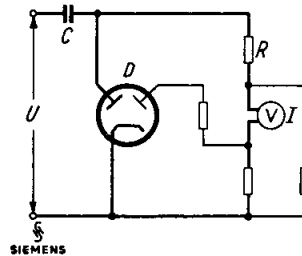


Bild 12. Meßkreis mit Scheitelwertgleichrichtung.

kreises ist. Dieses Verhältnis wächst mit zunehmendem Widerstand R und mit der Spannung U . Bild 13 zeigt uns die Gleichstrom-Wechselspannungskennlinie der im Röhrenspannungsmesser verwirklichten Schaltung. Sie weicht über einen Bereich von 1 : 10 nur unwesentlich von der idealen Nullpunktsgerade ab und ist praktisch unabhängig von der normalen Kennliniensteuerung der Diode. Die größte Wechselspannung beträgt etwa 30 V. Der in dieser Schaltung verhältnismäßig kleine Ruhestrom der Diode wird durch den Strom der zweiten Anoden-Kathodenstrecke kompensiert. Die Anzeige ist damit auch von der Heizspannung der Diode praktisch unabhängig.

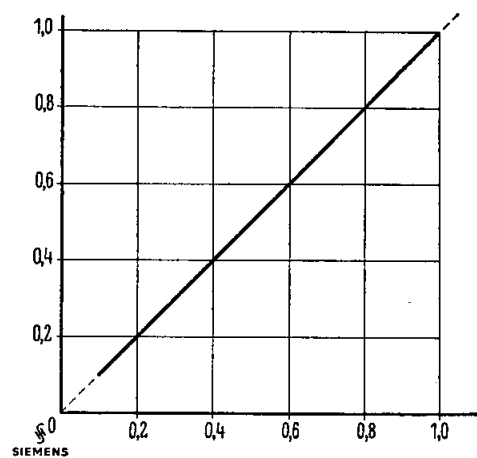


Bild 13. Gleichstrom-Wechselspannungskennlinie des Meßkreises im neuen Röhrenspannungsmesser.

Ordinate: Relativer Gleichstrom I .
Abzisse: Relative Wechselspannung U .

Ein Vorverstärker verstärkt die zu messende Wechselspannung auf den am Meßkreis erforderlichen Wert. Die Verstärkung ist durch besondere Schaltmaßnahmen so stabilisiert, daß die Anzeige

praktisch unabhängig ist von allen im Betrieb vorkommenden Störeinflüssen.

Der Eingangswiderstand des Röhrenspannungsmessers kann für den Tonfrequenzbereich praktisch beliebig hochohmig ausgeführt werden, wenn man eine einpolige Erdung des Eingangs in Kauf nimmt. Im Interesse einer vielseitigen Verwendung haben wir davon abgesehen und einen hochwertigen Übertrager vorgeschaltet. Der Eingangswiderstand wird damit in erster Näherung durch den Scheinwiderstand des Übertragers bestimmt. Hinter dem Übertrager liegt ein geeichter Spannungsteiler, mit dem der gewünschte Meßbereich eingestellt wird.

Das Gerät kann auch als Hörverstärker benutzt werden. Die Spannungsverstärkung beträgt etwa 5,5 N. Die Rückwirkung des an die Hörerklemmen angeschlossenen Verbrauchers auf die Anzeige des Instruments ist gering. Sie beträgt bei Kurzschluß der Hörerklemmen maximal 10 %. Das Instrument verwendet man beim Hörverstärkerbetrieb zweckmäßig zur Prüfung der Aussteuerung. Der Verstärker wird übersteuert, wenn der Instrumentzeiger am rechten Anschlag liegt. Vollausschlag am Instrument entspricht einer Leerlaufspannung von etwa 2,5 V an den Hörerklemmen; der innere Widerstand beträgt etwa 3 k Ω .

Der eingebaute Netzanschlußteil kann von 220 V auf 110 V umgeschaltet werden. Die Anodenspannung wird mit einer AZ 1-Röhre in Doppelwegschaltung erzeugt und so geglättet, daß auch für den Fall, daß die Meßspannung die gleiche Frequenz hat wie die überlagerte Wechselspannung (hauptsächlich 100 Hz), am Instrument praktisch kein Umpolfehler auftritt.

Ä u ß e r e r A u f b a u .

Aus Bild 14 ist nochmals der äußere Aufbau des Geräts ersichtlich, der dem des Schwebungsummers ähnlich ist.

Man erkennt auf der Vorderseite das Anzeigement, den Meßbereichschalter und links davon drei Buchsen, von denen die beiden oberen den Eingang des Spannungsmessers, die untere den Erdanschluß darstellen. Rechts vom Meßbereichschalter sind die Hörerbuchsen angeordnet. In der rechten unteren Ecke befindet sich ein für den Feinabgleich erforderlicher Regelwiderstand, der, da er nur selten bedient wird, mittels Schraubenzieher einstellbar ist. Der Netzschalter und die Netzsicherung sind auf der Rückseite angeordnet. Auf der oberen Schmalseite des Gehäuses befindet sich ein einfacher Traggriff.

Das Gerät hat die Abmessungen 320 \times 225 \times 150 mm und wiegt insgesamt etwa 8 kg.



Bild 14. Ansicht des neuen Röhrenspannungsmessers.

Elektrische Eigenschaften.

a) Als Spannungsmesser:

Frequenzbereich	30 Hz bis 20 kHz
Frequenzabhängigkeit der Anzeige, bezogen auf 800 Hz	$\leq \pm 3 \%$
Spannungsmößbereich (für Vollausschlag)	10 mV bis 30 V
Kleinste ablesbare Spannung	1 mV

Meßunsicherheit bei 800 Hz (bezogen auf Vollausschlag):

bei konstanter Netzspannung und vorherigem Empfindlichkeitsabgleich etwa $\pm 2 \%$

bei schwankender Netzspannung ($\pm 10 \%$) und normalen Röhrentoleranzen ohne vorherigen Empfindlichkeitsabgleich etwa $\pm 5 \%$

Eingangsscheinwiderstand:

bei 800 Hz	$\geq 100 \text{ k}\Omega$
zwischen 30 Hz und 20 kHz	$\geq 30 \text{ k}\Omega$

b) als Hörverstärker:

Spannungsverstärkung	etwa 5,5 N
größte zulässige Ausgangsspannung	2,5 V
Frequenzabhängigkeit der Leerlaufspannung zwischen 30 Hz und 20 kHz	$\leq \pm 3 \%$
Ausgangswiderstand	etwa 3 k Ω

Zusammenfassung.

Es wird ein neuer Schwebungssummer und neuer Röhrenspannungsmesser für den Tonfrequenzbereich von 30 Hz bis 20 kHz beschrieben. Der Schwebungssummer enthält einen Rundfunk-Zweigangkondensator, mit dem es durch vorgeschaltete Blindwiderstände möglich ist, eine annähernd exponentielle Frequenzskale zu erzeugen. Die Ausgangsleistung beträgt bis 0,5 W. Der Röhrenspannungsmesser ist so weit stabilisiert, daß im Betrieb keine Eichung mehr erforderlich ist. Der Meßbereich reicht von 1 mV bis 30 V.

Literaturübersicht.

¹⁾ H. Hoffmann und H. G. Thilo: Der neue Pegelschreiber. VN (1937), 2. Folge, S. 307.

²⁾ H. G. Thilo: Neuzzeitliche Tonfrequenzmeßgeräte mit Netzanschluß. Siemens-Ztschr. (1936), Bd. 16, H. 2, S. 34.

³⁾ H. G. Thilo und C. v. Riml: Ein billiger Netzanschluß-Schwebungssummer. VN (1934), 2. Folge, S. 119.

⁴⁾ H. G. Thilo und G. Zimmermann: DRP ang., S. 129 781.

⁵⁾ R. Hellmann: Die Grundlagen der Bemessung von Schwebungssummern mit Ringmodulator. WVSW (1937), XVI, H. 2, S. 58.

⁶⁾ A. Schmid: Die Wirkungsweise der Ringmodulatoren. Diss. Techn. Hochsch. Berlin (1936).

⁷⁾ H. G. Thilo und M. Bidlingmaier: Neuzzeitliche Strom- und Spannungsmesser für Messungen bis zu 1 MHz in der Nachrichtentechnik. Siemens-Ztschr. (1937), Bd. 17, H. 12, S. 617.

Glimmerkondensatoren, ihre Eigenschaften und ihre Bedeutung für die Meßtechnik

Von A. Ebinger und L. Linder

Mittellung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 59. Jahrg., (1941), Heft 25/26

DK 621.319.4 : 621.317

Übersicht. Fortschritte in der Glimmerkondensatoren-Technik. Einfluß von Feuchtigkeit, Fremdschichten und Vorwiderständen auf die elektrischen Eigenschaften. Zusammenhänge zwischen Temperaturkoeffizient und Verlustfaktor sowie zwischen zeitlicher Konstanz und Deckungsfehler.

Einleitung.

Der Kondensator erobert sich in allen Zweigen der Elektrotechnik immer neue Anwendungsgebiete. Die damit verbundene, schnell fortschreitende Entwicklung sowohl neuartiger elektrischer Isolierstoffe als auch hochwertiger Kondensatoren stellt daher an die Meßtechnik erhöhte Anforderungen, die einmal durch eine wesentliche Erweiterung des Frequenzbereiches, zum anderen durch eine Verschiebung nach kleineren Verlusten hin gekennzeichnet sind. Damit trat ein großes Bedürfnis nach verbesserten Normalkondensatoren auf, für die eine frequenz- und alterungsunabhängige Kapazität und ein möglichst kleiner, frequenzunabhängiger Verlustfaktor angestrebt wurde. Die Meßtechnik verwendet als Normale neben Luftkondensatoren seit jeher Glimmerkondensatoren. Die durch die neuere Entwicklung der Glimmerkondensatoren für Meßzwecke erzielten Fortschritte sind dabei auch den übrigen Glimmerkondensatoren zugute gekommen und haben ihren Anwendungsbereich in der Nachrichtentechnik erweitert und wesentlich gesteigert. Wenngleich die Aufgaben, für die der Glimmerkondensator früher in großem Maße eingesetzt wurde, heute zu einem großen Teil von anderen Kondensatortypen, insbesondere dem Styroflexkondensator, übernommen worden sind, so bleiben doch die Anwendungsfälle mit höchsten elektrischen Anforderungen den Glimmerkondensatoren vorbehalten. Ein tieferes Eingehen auf die Technik des Glimmer-

kondensators ist heute um so mehr am Platze, als mit Sicherheit anzunehmen ist, daß Glimmer als Werkstoff auch in der Zukunft für hochwertige Kondensatoren zur Verfügung steht.

Parallel zu den Verbesserungen der elektrischen Eigenschaften des Glimmerkondensators ging eine Verkleinerung der Kondensator-Abmessungen und des Gewichtes. In dieser Richtung konnten Verbesserungen nur durch sorgfältige konstruktive Durchbildung erreicht werden. Die erzielten Fortschritte zeigt Tafel 1, in welcher die Kapazität je Volumen- und Gewichtseinheit, sowie das Verhältnis des dielektrischen Raumes zum gesamten Raumaufwand zusammen mit den elektrischen Daten gegenübergestellt sind, und zwar für Glimmerkondensatoren normaler fabrikmäßiger Ausführung aus den Jahren 1935 und 1940.

Tafel 1.
Gegenüberstellung der Eigenschaften von Glimmerkondensatoren alter und neuer Bauart.

	Glimmer- kondensator 1935	Glimmer- kondensator 1940
Kapazität je Volumeneinheit: für $C = 50 \text{ nF}$ für $C = 250 \text{ nF}$	1,3 3,1	3,7 nF/cm ³ 3,1
Kapazität je Gewichtseinheit: für $C = 50 \text{ nF}$ für $C = 250 \text{ nF}$	0,3 0,8	1,0 nF/g 1,4
Volumenverhältnis Dielektrikum : Kondensator für $C = 50 \text{ nF}$ für $C = 250 \text{ nF}$	1 : 9 1 : 10	1 : 5 1 : 7
Elektrische Daten: $\text{tg } \delta \text{ in } 10^{-3}$ $\alpha_C \text{ in } 10^{-9}/\%$ zeitliche Konstanz in 10^{-3} (Beobachtungszeit: 1 Jahr)	1 ... 2 + 50 ± 1	0,2 ... 0,5 + 30 $\pm 0,2$

Glimmereigenschaften.

Wie neuere Untersuchungen gezeigt haben, stellt der für elektrische Zwecke am besten geeignete Kaliglimmer oder Muskovit ein Dielektrikum dar, das fast ideale elektrische Eigenschaften besitzt. Für einen in vollkommener Weise hieraus gebildeten Kondensator wurde als Materialgrenzwert gefunden:

Temperaturkoeffizient der Kapazität $\alpha_C = +6 \cdot 10^{-6}/^\circ$.

Dieser Wert stimmt mit den schrifttumsmäßig bekannten Größen für den linearen Ausdehnungskoeffizienten $\alpha_l \approx +3 \cdot 10^{-6}/^\circ$ und für den Temperaturkoeffizienten der Dielektrizitätskonstanten $\alpha_\epsilon \approx +3 \cdot 10^{-6}/^\circ$ gut überein¹⁾. Die Werte α_l , α_ϵ und damit auch α_C sind dabei vollständig frequenzunabhängig und in dem anwendungsmäßig interessierenden größten Temperaturbereich von $-60 \dots +100^\circ \text{C}$ konstant. Beim Durchlaufen von Temperaturschleifen sind Deckungsfehler nicht feststellbar.

Die dielektrischen Verluste des Glimmers sind ebenfalls außerordentlich niedrig und können mit $\text{tg } \delta \approx 10 \cdot 10^{-6}$ angegeben werden. Auch sie sind frequenzunabhängig, und ihr Temperaturgang ist wegen ihrer absoluten Kleinheit stets vernachlässigbar.

Das ausgezeichnete dielektrische Verhalten des Glimmers ist durch seinen molekularen Feinbau begründet. Der Glimmer stellt bekanntlich ein Ionengitter mit Schichtstruktur dar, wobei das tetraederförmige SiO_4 -Ion (Orthokieselsäure) neben dem $\text{Al}(\text{OH})_6$ -Oktaeder der Grundbestandteil ist, und die K-Ionen mit Querverbindungen eingelagert sind. Infolge dieses Aufbaues treten beim Spalten des Glimmers in den Spaltebenen freie elektrische Kräfte auf. Dadurch zeigt jede Glimmoberfläche, besonders im frisch gespaltenen Zustand, die Neigung, Stoffe polaren und insbesondere dissoziierbaren Charakters anzulagern. Für die guten elektrischen Eigenschaften ist es daher wesentlich, daß Feuchtigkeit und Verunreinigungen von der Oberfläche des Glimmers ferngehalten werden.

Feuchtigkeitseinfluß.

Wird eine Glimmerplatte dem Einfluß von Feuchtigkeit ausgesetzt, so bildet die Wasserhaut an den belagfreien Stellen der Glimmoberfläche, also vorzugsweise am Rande, zusätzliche Kondensatorbeläge geringer Leitfähigkeit. Die dadurch bewirkte Zusatzkapazität ΔC läßt sich, wie durch Messungen bestätigt werden konnte, durch eine Kette aus Gliedern mit dem Längswiderstand r und der Querkapazität c darstellen. Es errechnet sich

¹⁾ Der Temperaturkoeffizient der Kapazität α_C setzt sich zusammen aus dem Temperaturkoeffizienten der Dielektrizitätskonstanten α_ϵ , dem Ausdehnungskoeffizienten der Belagfläche $2\alpha_B$, sowie dem linearen Ausdehnungskoeffizienten des Dielektrikums in Richtung senkrecht zur Fläche α_D :

$$\alpha_C = \alpha_\epsilon + 2\alpha_B - \alpha_D.$$

Für den Fall, daß die Beläge der Ausdehnung des Glimmers folgen (siehe weiter unten), vereinfacht sich die Beziehung zu

$$\alpha_C = \alpha_\epsilon + \alpha_{IG}.$$

dann die Erhöhung der ursprünglichen Glimmerkapazität C_0 zu

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \sqrt{\frac{c}{2\omega r C_0^2}}$$

und ebenso die Verlustfaktorzunahme der Glimmerplatte

$$\Delta \text{tg } \delta \approx \sqrt{\frac{c}{2\omega r C^2}} \approx \sqrt{\frac{c}{2\omega r C_0^2}}$$

Der Verlustfaktor steigt also nach niederen Frequenzen hin an, jedoch nicht wie bei einer reinen Ableitung dem Kehrwert der Frequenz verhältnismäßig, sondern dem der Wurzel aus der Frequenz. Aus den beiden Beziehungen ergibt sich

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \Delta \text{tg } \delta,$$

das heißt, die Kapazitätzunahme in % entspricht dem zusätzlichen Verlustfaktor: 3% Kapazitätzunahme ergibt einen zusätzlichen Verlustfaktor von 0,03.

Mit zunehmender relativer Luftfeuchtigkeit wächst c , während gleichzeitig r abnimmt. Dadurch steigt sowohl die Kapazitäts- als auch die Verlustfaktorzunahme. In Bild 1 ist der Zusammenhang

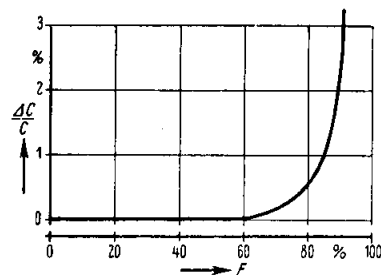


Bild 1. Kapazitätsänderung eines ungeschützten Silberglimmerkondensators.

$\frac{\Delta C}{C}$ Kapazitätzunahme, F relative Luftfeuchte.

zwischen der relativen Luftfeuchtigkeit und der Kapazitätsänderung dargestellt, gemessen an einem ungeschützten Mehrplatten-Glimmerkondensator mit aufgebrannten Silberbelägen. Während die oben angeführten Beziehungen nur für den belagfreien Rand gelten, gibt die dargestellte Kurve die Summe aller Feuchtigkeitseinflüsse auf den Glimmerkondensator wieder.

Der starke Einfluß von Feuchtigkeit und anderen Verunreinigungen macht es daher notwendig, hochwertige Glimmerkondensatoren zuverlässig gegen derartige Einwirkungen zu schützen. Lack, Füll- und Tauchmassen stellen nur einen bedingten Feuchtigkeitsschutz dar, da sie das Eindringen von Feuchtigkeit nicht verhindern, sondern lediglich mehr oder weniger verzögern. Das Maß der Dichtigkeit eines Kondensator-einbaues hängt von dem Diffusionskoeffizienten der Schutzmassen ab, sowie von ihrer Haftfestigkeit gegenüber den Einbauteilen und von den geometrischen Abmessungen. Ein absoluter Feuchtigkeitsschutz ist demnach nur durch allseitig verlötete Gehäuse zu erreichen. Drei derartige Ausführungen sind in Bild 2 dargestellt, und zwar ein

Glimmerkondensator im flachen Porzellschutzrohr mit aufgelöteten Metallkappen und zwei verschiedene Typen in viereckigen Metallgehäusen mit aufgelötetem Porzellandeckel bzw. mit eingelöteten Porzellandurchführungen. Die Keramik ist in allen Fällen glasiert, um den Einfluß von



Bild 2. Verschiedene Ausführungen von Glimmerkondensatoren.

Oberflächenfeuchtigkeit herabzusetzen, die sich vor allem auf den Isolationswiderstand des Kondensators auswirken würde.

Einfluß von Fremdschichten.

Der Glimmerkondensator in seiner früheren Konstruktion bestand im allgemeinen aus geschichteten Glimmerplatten mit einer Dicke von 20 ... 100 μm . Als Beläge dienten dünne Zinn- oder Kupferfolien (10 ... 20 μm), die entweder nur zwischengelegt oder mit Paraffin-Kohlenwasserstoffen aufgeklebt waren. In den Temperaturkoeffizienten α_C dieser Ausführung ging daher auch der Ausdehnungskoeffizient α_1 des Belagmaterials ein. Der entsprechende Anteil war für Kupfer $2\alpha_1 = +36 \cdot 10^{-6}/^\circ$ und für Zinn $2\alpha_1 = +54 \cdot 10^{-6}/^\circ$. Auch wenn die Beläge nicht aufgeklebt waren, war zumindest mit einer Luftschicht zwischen der metallischen Folie und der Glimmeroberfläche zu rechnen. Aus dem Kapazitätsvergleich von Kondensatoren mit aufgebrannten und eingelegten Metallbelägen muß die Luftzwischen-schicht in der Größenordnung von 1 μm angenommen werden, die bei aufgeklebten Folien zum Teil mit dem Klebemittel (zum Beispiel Paraffin) ausgefüllt ist. Die Dickenänderung der Zwischenschicht bei Temperaturänderungen kann aus den Ausdehnungskoeffizienten α_1 der verwendeten Aufbaumaterialien (Glimmer, Paraffin, Kupfer bzw. Zinn als Belagmaterial und Messing bzw. Eisen für die Verspannung) errechnet werden. Man findet dabei, daß die Dicke der Zwischenschicht zumindest entsprechend dem linearen Ausdehnungskoeffizienten α_1 des Paraffins, unter Umständen aber noch darüber hinaus zunehmen kann, wobei gleichzeitig eine Verminderung des Verspannungsdruckes eintritt. Da die Kapazität der Zwischenschicht in

Reihe mit der reinen Glimmerkapazität liegt, wird der Temperaturkoeffizient dieser Reihenschaltung durch den positiven Ausdehnungskoeffizienten α_1 der Zwischenschicht verkleinert. Diese Verkleinerung stellt aber durchaus keine Verbesserung dar, weil der Betrag von α_C vollkommen undefiniert ist und von Zufälligkeiten abhängt. Weiterhin ergeben die geometrisch inkonstanten Zwischenschichten bei wechselnden Temperaturbeanspruchungen irreversible Kapazitätsänderungen, die zu einer Verschlechterung der zeitlichen Konstanz führen.

Wenngleich der Verlustfaktor der Zwischenschicht bei Verwendung einwandfreier Klebemittel, wie reiner Paraffin-Kohlenwasserstoffe, im Absolutwert klein ist, so liegt er doch höher als der einer guten Glimmerplatte. Zudem steigt die Leitfähigkeit und damit der Verlustfaktor der Zwischenschicht mit dem Gehalt an Feuchtigkeit und Oxydationsprodukten stark an. So würde zum Beispiel ein Verlustfaktor der Zwischenschicht von $5 \cdot 10^{-3}$ gemäß der Beziehung (14) der Tafel 2 den Verlustfaktor des Glimmerkondensators von $0,1 \cdot 10^{-3}$ auf $0,7 \cdot 10^{-3}$ erhöhen unter Zugrundelegung der oben erwähnten Größenverhältnisse. Dieser $\text{tg } \delta$ -Wert ist für einen hochwertigen Glimmerkondensator bereits sehr ungünstig, zumal noch weitere Faktoren (Reihenwiderstände u. dgl.) verlust erhöhend hinzukommen. In gleicher Weise wirken sich auch unbeabsichtigt aufgebrachte Fremdschichten aus, die entweder als Schmutz- oder Fettschichten bei der Verarbeitung des Glimmers oder auch bei unsachgemäßem Aufbrennen von Metallbelägen entstehen können.

Um die störenden Wirkungen der Zwischenschichten zu vermeiden oder wenigstens weitgehend herabzusetzen, werden bei den neuzeitlichen Glimmerkondensatoren die Beläge durch Aufbrennen oder durch Aufdampfen auf beide Seiten der Glimmerplatten erzeugt. Die Aufbrennverfahren verwenden dabei Edelmetallpräparate, früher mit Gold, heute ausschließlich mit Silber als Hauptbestandteil. Von solchen Kondensatorbelägen wird verlangt, daß sie große Haftfestigkeit und geringen Widerstand aufweisen. Korngröße und Struktur der Metallschicht, sowie die Ausbildung des Randes sind dabei von wesentlichem Einfluß auf die elektrischen Eigenschaften des Kondensators. Die Silberpräparate bestehen im allgemeinen aus einer Suspension von feinkörnigem Silber in ätherischen Ölen, denen noch gewisse Zuschlagstoffe zur Erhöhung der Haftfestigkeit beigegeben sind. Der Brennvorgang ist so zu leiten, daß die ätherischen Öle möglichst vollständig verdampfen bzw. verbrennen, so daß sich keine störenden Zwischenschichten aus Verbrennungsrückständen usw. bilden können. Die auf diese Weise erzeugten Silberschichten haben meist eine Dicke von größenordnungsmäßig 1 μm , wogegen beim Aufdampfen von Metallbelägen im Vakuum Schichtstärken von wenigen Zehntel μm erreicht werden, die demgemäß auch höhere Belagwiderstände aufweisen. Derart dünne Metallschichten folgen bei Temperaturänderungen der Wärme-

ausdehnung der Glimmerunterlage, so daß in den Temperaturkoeffizienten der Kapazität ausschließlich der lineare Ausdehnungskoeffizient des Glimmers eingeht

$$\alpha_C = \alpha_\epsilon + \alpha_{IG}$$

Kleine Kapazitätswerte werden als Einplatten-Kondensatoren ausgeführt. Die Beläge sind dabei versetzt angeordnet und an die meist genieteten Anschlüsse herangeführt. Derartige Einplatten-Glimmerkondensatoren ungeschützter Ausführung wurden früher in großem Maße zum Beispiel im Rundfunkempfängerbau verwendet. Es ist ohne weiteres einzusehen, daß diese Ausführung besonders feuchtigkeitsempfindlich ist. Zur Herabsetzung der Feuchtigkeitsempfindlichkeit wurden diese Kondensatoren später meist mit Lack überzogen oder in Vergußmasse getaucht. Mit solchen Mitteln wird jedoch nur ein bedingter Feuchtigkeitsschutz erreicht, der nur bei Verwendung in gepflegten Räumen und bei mäßigen Ansprüchen an die Konstanz genügt. Zur Erhöhung der mechanischen Festigkeit und zum Schutz vor Beschädigungen wurden bei einigen Ausführungen vorzugsweise Hartpapier-Deckplatten verwendet. Der Nachteil dieser Ausführungen liegt in dem etwa 10mal größeren Ausdehnungskoeffizienten der Schutzplatte, die bei größeren Temperaturbeanspruchungen unter Umständen ein Zerreißen des Glimmers herbeiführen kann. Außerdem läßt sich beim nachträglichen Lackieren oder Vergußmasse-Tauchen nicht vermeiden, daß Lack oder Masse in die Zwischenräume zwischen Glimmer und Schutzplatte eindringt, und daß beim Verbiegen des Kondensators oder unter ähnlichen mechanischen Beanspruchungen Teile des Belages abgehoben werden.

Dadurch, daß sich der Lack (für Tauch- und Vergußmassen gelten dieselben Überlegungen) an den Belagrändern in dem Streufeld des Kondensators befindet und zum Teil in das Hauptfeld eindringt, wenn er durch die mehr oder weniger porösen Beläge auch in feinste Hohlräume zwischen den Belägen und dem eigentlichen Dielektrikum gelangt, beeinflusst er die Güte der Glimmerkondensatoren in starkem Maße. Der Lack mit einer relativen Dielektrizitätskonstanten $\epsilon_L = 4 \dots 5$ tritt an die Stelle von Luft mit $\epsilon = 1$ und vergrößert damit die Kapazität C um ΔC . Hand in Hand damit geht eine Erhöhung des Verlustfaktors und des Temperaturkoeffizienten. Für die $\text{tg } \delta$ -Zunahme gilt

$$\text{Reihenschaltung: } \Delta \text{tg } \delta = \text{tg } \delta_L \cdot \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{\epsilon_L - 1}$$

$$\text{Parallelschaltung: } \Delta \text{tg } \delta = \text{tg } \delta_L \cdot \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{\epsilon_L}{\epsilon_L - 1}$$

Je nachdem, ob die Teilkapazität des Lackes zur Glimmerkapazität parallel oder in Reihe geschaltet zu denken ist, ergibt sich der eine oder der andere Grenzfall. Unter der Annahme eines Verlustfaktors von $50 \cdot 10^{-3}$ für den Lack und einer Kapazitätzunahme von $\frac{\Delta C}{C} = 0,01$ ergibt sich eine Erhöhung des Verlustfaktors von $0,15$ bzw. $0,65 \cdot 10^{-3}$ durch

den Lack, der wirkliche Wert wird zwischen diesen beiden Grenzfällen liegen. Ganz entsprechend beträgt die Erhöhung des Temperaturkoeffizienten der Kapazität

$$\text{Reihenschaltung: } \Delta \alpha_C = \alpha_{\epsilon L} \cdot \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{\epsilon_L - 1}$$

$$\text{Parallelschaltung: } \Delta \alpha_C = \alpha_{\epsilon L} \cdot \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{\epsilon_L}{\epsilon_L - 1}$$

Bei Zugrundelegung eines Wertes von $\alpha_{\epsilon L} = 10 \cdot 10^{-3}/^\circ$ folgt daraus eine α_C -Erhöhung von 30 bzw. $130 \cdot 10^{-6}/^\circ$ das heißt auf das $2 \dots 5$ fache des eigentlichen Glimmerkondensators. Dazu kommt, daß der Temperaturkoeffizient von Lacken, Vergußmassen und ähnlichen Stoffen in hohem Grade temperatur- und frequenzabhängig ist, so

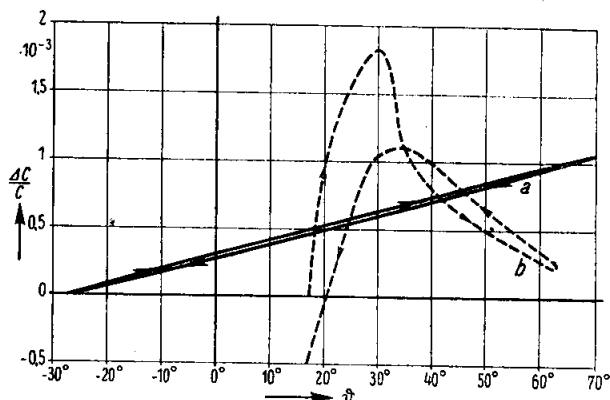


Bild 3. Temperaturgang von Glimmerkondensatoren. a Glimmer-Meßkondensator (eigene Messung), b Glimmerkondensator mit starken Fremdeinflüssen (entnommen aus: Handrek, Hochfrequenzkeramik 1939, S. 139).

$\frac{\Delta C}{C}$ Kapazitätzunahme, θ Temperatur.

daß von derartigen Glimmerkondensatoren keine lineare Temperaturabhängigkeit zu erwarten ist (Bild 3).

Vorwiderstände.

Größere Kapazitätswerte werden durch Übereinanderschichten von Glimmerplatten gewonnen. Bei den früheren Ausführungen dienten die Belagfolien selbst als Stromzuführungen, während bei Kondensatoren mit aufgebrannten Belägen dünne Kupferfolien (Leitfolien) mit eingelegt werden. Sie werden etwas kleiner als die wirksame Belagfläche gehalten und tragen entsprechende Anschlußbahnen, die auf gegenüberliegenden Seiten herausgeführt sind, wobei jeweils die gleichnamigen Beläge zusammengeschaltet und miteinander verlötet werden. Der ganze Kondensatorstapel wird durch eine Schraubverspannung zusammengehalten. Durch die Schichtung entstehen von Platte zu Platte Streukapazitäten zwischen den gegeneinander spannungsführenden Belagrändern; sie sind abhängig von der Ausführung und der genauen Überdeckung der Beläge sowie vom Verspannungsdruck. Dieser Druck ändert sich mit der Temperatur infolge der unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten von Glimmer, Belag- und Verschraubungsmaterial. Bei sachgemäßer Konstruktion und einwandfreier Herstel-

lung können diese Schicht- und Streukapazitäten klein und genügend konstant gehalten werden, so daß sie die Eigenschaften des Glimmerkondensators nicht nennenswert beeinflussen.

Fremdschichten, welche einen Vorwiderstand zur Glimmerkapazität bilden, wie zum Beispiel Übergangswiderstände zwischen Metallbelag und Leitfolie, wirken sich mit zunehmender Frequenz verlusterhöhend aus. Vielfach tritt ein solcher Übergangswiderstand nur an einer einzelnen Glimmerplatte eines Schichtkondensators auf. Es liegt dann parallel zu einer praktisch verlustfreien Glimmerkapazität C_1 eine kleine fehlerhafte Teilkapazität C_2 mit einem Vorwiderstand R_2 . In diesem Fall bildet sich bei einer Kreisfrequenz

$$\omega_m = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_2}{C_1}}}{C_2 \cdot R_2}$$

— meist im Mittelfrequenzgebiet gelegen — ein Verlustfaktor-Maximum aus, dessen Höhe nur vom

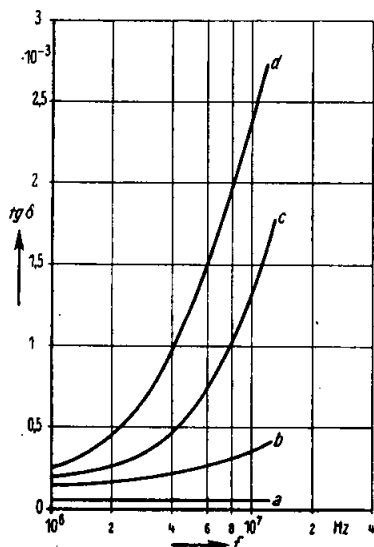


Bild 4. Einfluß von Belag- und Wirbelstromverlusten. a Glimmerplatte allein; b Glimmerplatte mit Belag- und Zuleitungsverlusten; c Glimmerstapel mit Wirbelstromverlusten in Eisenverspannung; d Glimmerkondensator mit Wirbelstromverlusten im Eisengehäuse. $\text{tg } \delta$ Verlustfaktor, f Frequenz.

Verhältnis der beiden Teilkapazitäten abhängig ist

$$\text{tg } \delta_{\max} = \frac{\frac{C_2}{C_1}}{2 \cdot \sqrt{1 + \frac{C_2}{C_1}}}$$

Bei mehreren gleichzeitig auftretenden Fehlern dieser Art kann die Verlustfaktorkurve $\text{tg } \delta = f(\omega)$ auch mehrere solcher Maxima aufweisen.

Bei hohen Frequenzen tragen die mit der Glimmerkapazität in Reihe liegenden unvermeidlichen Vorwiderstände und die Wirbelstromverluste in Verspannung und Gehäuse zur Erhöhung des Verlustfaktors bei. Die Vorwiderstände unterteilen sich dabei in den Belagwiderstand, den Übergangswiderstand zwischen Silberbelag und Leitfolie, den Widerstand der Leitfolie und die allen Einzelkapazitäten gemeinsamen Verdrahtungs-

widerstände. Mit Ausnahme der letzteren hängen alle diese Vorwiderstände von der Form und Ausführung der Beläge ab und können bei kleineren Kondensatortypen mit etwa $10 \text{ m}\Omega$ angenommen werden. Die Verdrahtung läßt sich ohne weiteres so ausführen, daß sie diesen Betrag nur unwesentlich erhöht. In Bild 4 sind einige Verlustfaktorkurven gemäß dem Anteil der einzelnen Verlustkomponenten aufgetragen.

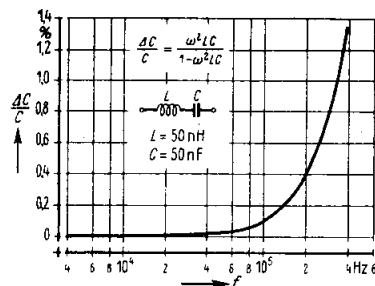


Bild 5. Kapazitätsfehler eines Kondensators durch Selbstinduktivität.

$\frac{\Delta C}{C}$ Kapazitätsfehler, f Frequenz.

Verspannung und Gehäuse bilden um die Bahn des Kondensatorstromes herum einen geschlossenen Kreis, in welchem Wirbelströme erzeugt werden. Die Wirbelstromverluste sind im allgemeinen erst bei Frequenzen $> 1 \text{ MHz}$ merklich und können entsprechend der Beziehung

$$\text{tg } \delta = \omega R C$$

durch einen Verlustwiderstand

$$R = k \cdot \sqrt{f}$$

ausgedrückt werden. Aus den Werten der Kurve c (Bild 4) läßt sich für die Verspannung der Zahlenfaktor k zu etwa $12 \cdot 10^{-6}$ errechnen. In ähnlicher Weise trägt auch ein metallisches Gehäuse zur Erhöhung der Verluste bei (Kurve d). Leitfähigkeit von Verspannung und Gehäuse gehen in bekannter Weise in die Höhe des Verlustwiderstandes und beim Gehäuse auch in das Maß der magnetischen Abschirmung ein. Wo diese Einflüsse besonders berücksichtigt werden müssen, bildet man den Gesamtstrompfad zu einer vollbilaren Leiter schleife aus; eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung von Isoliergehäusen.

Je nach Konstruktion und Stromführung sind Induktivitätswerte in der Größe von $10 \dots 100 \text{ nH}$ zu erwarten. Der dadurch entstehende Kapazitätsfehler ist durch die Beziehung

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\omega^2 L C}{1 - \omega^2 L C}$$

gegeben und in Bild 5 für einen Kondensator mit einer Kapazität von 50 nF und einer Induktivität von 50 nH in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt.

Ersatzschaltbild.

Auf Grund der geschilderten Einflußfaktoren läßt sich nunmehr das vollständige Ersatzschaltbild eines technischen Glimmerkondensators angeben (Bild 6). Dabei ist C_1 die Kapazität, welche durch die reinen Glimmereigenschaften dargestellt wird. In Reihe damit befinden sich bei Kondensatoren

mit Belagfolien Kapazität C_z und Ableitung G_z der Zwischenschicht zwischen Belag und Glimmer-

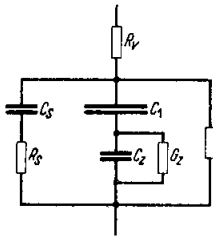


Bild 6. Vollständiges Ersatzschaltbild eines technischen Glimmerkondensators.

- C_1 reine Glimmerkapazität
- C_z Kapazität der Zwischenschichten
- G_z Ableitung der Zwischenschichten
- G Ableitung der Kondensatoranordnung
- C_s Rand- und Streukapazitäten
- R_s Verlustwiderstand der Rand- und Streukapazitäten
- R_v Belag-, Zuleitungs- und Wirbelstrom-Verlustwiderstand.

oberfläche (Formeln 4, 8 und 16 der Tafel 2). Parallel zu der gesamten Plattenkapazität liegt die Ableitung G , die den Isolationswiderstand des Glimmers, der Kondensatoranordnung, der

Tafel 2.

$G_P = \frac{(C_1 + C_2)^2 + (C_1 \delta_2 + C_2 \delta_1)^2}{(C_1 + C_2) + (C_1 \delta_2^2 + C_2 \delta_1^2)} \quad (1)$	$C_D = C_1 C_2 \frac{C_1(1 + \delta_1^2) + C_2(1 + \delta_2^2)}{(C_1 \delta_1 + C_2 \delta_2)^2 + (C_1 + C_2)^2} \quad (2)$
$C_D = \frac{C_1}{1 + \delta_1^2} + \frac{C_2}{1 + \delta_2^2} \quad (3)$	$C_P = \frac{C_1 C_2}{\frac{C_1}{1 + \delta_1^2} + \frac{C_2}{1 + \delta_2^2}} \quad (4)$
$G = \frac{\delta_1^2}{R_1(1 + \delta_1^2)} + \frac{\delta_2^2}{R_2(1 + \delta_2^2)} \quad (5)$	$R = \frac{\delta_1^2}{\delta_1(1 + \delta_1^2)} + \frac{\delta_2^2}{\delta_2(1 + \delta_2^2)} \quad (6)$
$\text{tg } \delta = \frac{\frac{C_1 \delta_1}{1 + \delta_1^2} + \frac{C_2 \delta_2}{1 + \delta_2^2}}{\frac{C_1}{1 + \delta_1^2} + \frac{C_2}{1 + \delta_2^2}} \quad (7)$	$\text{tg } \delta = \frac{\frac{C_1 \delta_2}{1 + \delta_2^2} + \frac{C_2 \delta_1}{1 + \delta_1^2}}{\frac{C_1}{1 + \delta_2^2} + \frac{C_2}{1 + \delta_1^2}} \quad (8)$
$C_D = C_1 + C_2 \quad (9)$	$C_P = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (10)$
$\delta = \delta_1 + \delta_2 \quad (11)$	$R = R_1 + R_2 \quad (12)$
$\text{tg } \delta = \frac{C_1 \delta_1 + C_2 \delta_2}{C_1 + C_2} \quad (13)$	$\text{tg } \delta = \frac{C_1 \delta_2 + C_2 \delta_1}{C_1 + C_2} \quad (14)$
$\alpha_C = \frac{C_1 \alpha_{C1} + C_2 \alpha_{C2}}{C_1 + C_2} \quad (15)$	$\alpha_C = \frac{C_1 \alpha_{C2} + C_2 \alpha_{C1}}{(C_1 + C_2) + (C_1 \alpha_{C1} + C_2 \alpha_{C2})} \quad (16)$

Die wichtigsten Beziehungen für Parallel- (links) und Reihenschaltung (rechts) zweier Teilkapazitäten.

C_P Reihenschaltkapazität, C_D Parallelschaltkapazität, $\delta \approx \text{tg } \delta$.

Schutzschichten u. dgl. umfaßt. Außerdem noch liegt parallel dazu die mit dem Verlustwiderstand R_s behaftete Randkapazität C_s , in der man sich die Streukapazitäten zu den benachbarten Glimmerplatten zusammengefaßt denken kann (Formeln 3, 7 und 15). In dem Vorwiderstand R_v zur gesamten Anordnung sind die Belag- und Zuleitungsverluste, sowie auch die Wirbelstromverluste in

Verspannung und Gehäuse enthalten. Wie im vorhergehenden ausgeführt, sind die neuzeitlichen Glimmerkondensatoren, dadurch gekennzeichnet, daß alle diese Einflußfaktoren so klein wie irgend möglich gehalten sind, so daß das Verhalten der technischen Glimmerkondensatoren möglichst weitgehend durch das Verhalten von C_1 bestimmt wird.

Die große Bedeutung des Glimmerkondensators liegt nun darin, daß nicht nur seine Verlustfaktor- und Temperaturkoeffizientenwerte sehr klein sind — kleiner als bei irgendeinem Kondensator mit festem Dielektrikum —, sondern daß darüber hinaus diese beiden wichtigsten elektrischen Eigenschaften in dem gesamten interessierenden Bereich unabhängig von der Frequenz sind. Die vorher geschilderten Einflußfaktoren können dieses ideale Verhalten beeinträchtigen und wirken sich dabei naturgemäß sowohl auf den Verlustfaktor als auch auf den Temperaturkoeffizienten der Kapazität verschlechternd aus. Es besteht daher ein direkter Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen, der sehr anschaulich durch die Kurve in Bild 7 dargestellt wird. Diese

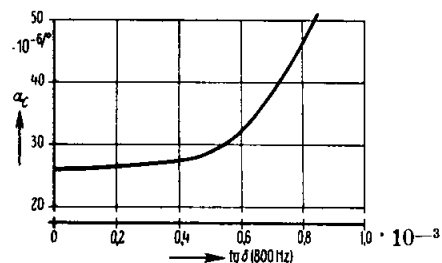


Bild 7. Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten α_C vom Verlustfaktor bei Glimmerkondensatoren.

α_C Temperaturkoeffizient der Kapazität, $\text{tg } \delta$ Verlustfaktor.

Kurve wurde bei konstanter Meßfrequenz an einer Reihe von gleichartigen Kondensatoren aufgenommen, die infolge fabrikationsmäßiger Streuungen verschieden hohe Verlustfaktorwerte aufweisen.

Der enge Zusammenhang zwischen Verlustfaktor und Temperaturkoeffizient ergibt sich auch aus den im Kapitel „Fremdschichten“ angeführten Beziehungen für $\Delta \text{tg } \delta$ bzw. $\Delta \alpha_C$. Man erhält daraus durch Division:

$$\frac{\Delta \alpha_C}{\Delta \text{tg } \delta} = \frac{\alpha_{\epsilon L}}{\text{tg } \delta_L}$$

Dabei beziehen sich $\alpha_{\epsilon L}$ und $\text{tg } \delta_L$ jetzt ganz allgemein auf irgendeinen Fremdstoff im Feld des Glimmerkondensators. Sind diese beiden Größen einmal bestimmt, so läßt sich zu jeder $\text{tg } \delta$ -Erhöhung die entsprechende α_C -Erhöhung angeben. Auf diese Weise vermag eine einfache Verlustfaktormessung die experimentell umständlichere und zeitraubende Messung des Temperaturkoeffizienten α_C zu ersetzen.

Zeitliche Konstanz.

Von besonderer Bedeutung für die Anwendung hochwertiger Glimmerkondensatoren ist weiterhin die zeitliche Konstanz ihrer Kapazität. Sie gibt die Gewähr für reproduzierbare Kapazitätswerte in der Meßtechnik oder für die Frequenzkonstanz abgestimmter Kreise. Bereits aus dem Vorher-

gesagten ergibt sich, daß sich die höchste zeitliche Konstanz der Kapazität erreichen läßt durch Verwendung von erstklassigem Glimmermaterial und festhaftenden, einwandfrei aufgetragenen Metallbelägen, wenn gleichzeitig alle äußeren Einflüsse durch Einbau in dichte Gehäuse ausgeschaltet und schließlich jegliche irreversible geometrische oder elektrische Änderung vermieden wird. Fremdschichten u. dgl. bewirken dabei einen nichtlinearen Temperaturgang und undefinierte Deckungsfehler. Zwar werden Kondensatoren für Meßzwecke im allgemeinen nur in Räumen mit geringen Temperaturschwankungen Verwendung finden, so daß für sie die Forderung nach kleinen Deckungsfehlern zunächst nicht wichtig erscheint. Es besteht jedoch zwischen Deckungsfehler und zeitlicher Inkonzanz insofern ein Zusammenhang, als der bei einer größeren Temperaturschleife sich einstellende Deckungsfehler in seiner Ursache gleichzusetzen ist mit der Kapazitätsänderung, die bei Beobachtung über einen längeren Zeitraum unter kleinen Temperaturschwankungen meßbar ist. Dazu kommt allerdings noch die zeitliche Alterung durch Gefügeänderungen, chemische Vorgänge oder ähnliche Erscheinungen als weitere Ursache für Kapazitätsänderungen hinzu, die aber bei sachgemäßer Ausführung der Glimmerkondensatoren unmeßbar klein gehalten werden kann. Mit dieser Einschränkung bildet also der Deckungsfehler ein Vergleichsmaß für die Konstanz der Kapazität. Es ist daher von solchen Glimmerkondensatoren die höchste zeitliche Konstanz der Kapazität zu erwarten, die einen möglichst deckungsfehlerfreien Temperaturgang besitzen und damit einen Temperaturkoeffizienten der Kapazität aufweisen, der

dem des reinen Glimmers am nächsten kommt. Diese Bedingung kann aber — wenn auch nicht durch unmittelbaren Zusammenhang gegeben — nur ein Kondensator mit extrem niedrigen Verlusten erfüllen.

Unter Berücksichtigung aller genannten Voraussetzungen erhält man Glimmerkondensatoren mit einer zeitlichen Kapazitätsabweichung von $<10^{-5}$. Die Messung der zeitlichen Konstanz erfolgte in der Weise, daß ein größeres Kollektiv gleichartiger Kondensatoren über längere Zeit messend verfolgt wurde. Bei stets gleicher Meßtemperatur ergibt sich dann bei derartigen Kondensatoren die Inkonzanz als die größte Abweichung der jeweiligen Einzelwerte voneinander (diese auf den gleichen Ausgangswert bezogen). Damit entfällt die Forderung nach einem noch konstanteren Vergleichsnormale, und notwendig ist lediglich eine Kapazitätsmeßbrücke mit genügender Relativgenauigkeit. Besondere Konstanthaltung von Meßfrequenz und Meßspannung erübrigt sich wegen des vernachlässigbaren Einflusses bei Glimmerkondensatoren.

Zusammenfassung.

Es werden die verschiedenen Ausführungsformen von Glimmerkondensatoren beschrieben. Dabei wird auf die durch den Aufbau und durch das Herstellungsverfahren bedingten Einflüsse auf die elektrischen Eigenschaften hingewiesen. Als Ergebnis der neueren Entwicklung sind Glimmerkondensatoren entstanden, die bezüglich ihrer Eigenschaften (Verlustfreiheit, Temperatur- und Frequenzgang, sowie zeitliche Kapazitätskonstanz) als Spitzenleistungen anzusprechen sind.