

B/TK5101/634

**PROGRESS IN TIME AND RADIO FREQUENCY
MEASUREMENTS AT THE P.T.R.
HEIDELBERG**

Report prepared by
FIELD INFORMATION AGENCY, TECHNICAL
UNITED STATES GROUP CONTROL COUNCIL FOR GERMANY

This report is issued with the warning that, if the subject matter should be protected by British and/or U.S. Patents or Patent applications, this publication cannot be held to give any protection against action for infringement.

BRITISH INTELLIGENCE OBJECTIVES SUB-COMMITTEE

OFFICE OF MILITARY GOVERNMENT FOR GERMANY (US)

FINAL REPORT NO. 895

10 September 1946

PROGRESS IN TIME AND RADIO FREQUENCY
MEASUREMENTS AT THE P.T.R. HEIDELBERG

BY

LT. COL. RICHARD H. RANGER

TECHNICAL INDUSTRIAL INTELLIGENCE DIVISION

U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE

THIS REPORT IS ISSUED WITH THE WARNING THAT IF THE SUBJECT MATTER SHOULD BE
PROTECTED BY U.S. PATENTS OR PATENT APPLICATION, THIS PUBLICATION CANNOT BE
USED TO GIVE ANY PROTECTION AGAINST ACTION FOR INFRINGEMENT.

FIELD INFORMATION AGENCY, TECHNICAL

TABLE OF CONTENTS

<u>Subject</u>	<u>Page</u>
Introduction	1
Significant Points of German Technology	1
Index and Summaries of P.T.R. Papers	2
P.T.R. Papers	6
Appendix I List of German Personnel Interviewed	179
" 2 Photographs of P.T.R. Equipment	180

A B S T R A C T

Refinements of the telecommunications work of the P.T.R. have been carried on in temporary quarters at Heidelberg. This report covers these activities for the past year.

INTRODUCTION

Objective:

To bring the work of the P.T.R. in time and radio frequency measurements up to date with the refinements which have been accomplished.

Evaluation:

The work of Dr. Scheibe and Dr. Adelsberger in time measurements has been in the front rank for the past fifteen years. During the War this has been extended to cover direct measurements down to centimeter wave lengths which allows a very wide overall accuracy check. The present facilities are necessarily restricted.

In geometric wave length measurement the P.T.R., under the lead of Dr. Schaffeld, has advanced some rather unique ideas which are here described.

Dr. Hoyer has given considerable attention to detectors down as far as 3.6 millimeters and has worked out quantitative measurement on these. Dr. Sdas has specialized on impulses which approach very closely to square waves and rather high power.

Guide to the Reader:

Summaries of each of the enclosed eleven articles are given as the first part of this report and then the reports themselves follow in sequence, with illustrations attached to each article.

SIGNIFICANT POINTS OF GERMAN TECHNOLOGY

The quartz clock work and radio time signals have been coordinated through the years and this gives a very thoroughgoing basis for all time measurements and, as is brought out in these papers, this is extended to the wave length measurement field. Dr. Scheibe is now engaged in collating all the information with the hope of being able to check it against radio time signals of other countries over the past years, since 1935. He has already started this plan and is working with the P.T.R. engineers in the other zones. He recently held a meeting in Berlin for this purpose.

One of the P.T.R. time clocks is now at Greenwich and another one has been shipped to the United States Navy. This leaves none at Heidelberg at present, but construction on new ones has started.

The mechanical/geometrical measurement techniques of Dr. Schaffeld are perhaps unique in the field of micro-wave measurements.

The magnetrons developed by the P.T.R. while carrying down to millimeters are of very low power.

Frequenz- und Zeitmessung, Von U. Adelsberger.

Page
6

Frequency and Time Measurement, by U. Adelsberger

Summary: The report deals on one hand with fundamental methods for building crystal clocks as frequency standards for audio frequencies, on the other hand with the construction of the "Stabwellenmesser" (Wavemeters of concentric line type) as wavelength standards especially considering the demands of great accuracy for the work of the "Reichsanstalt" (P.T.R.)

Having removed as far as possible all influences on rate correction and acceleration, a constancy of a rate within about $\pm 10^{-3}$ seconds is the best yet obtained and was made with crystal clock No.8 over an interval of years.

For operating the "Stab" Plunger type wavemeters in the short-wave range, the development of short wave harmonic oscillators with a wide tuning range and relatively high constancy of frequency of about 1.10^{-5} is important.

The damping of two "Stab" wavemeters types which obtain a precision of 2.10^{-4} is shown in curves as a function of the frequency, while the data of the wave meters are given in tables.

The general equipment for frequency measurements at the P.T.R. for the comparison of any desired frequency with the crystal clock is described in detail.

Messung der Empfindlichkeit von Detektoren im Gebiet der Zentimeterwellen, Von Helmut Hoyer

42

Sensitivity Measurement of Detectors in the Centimeter Wave Band, by Helmut Hoyer.

Summary: An equipment for measuring the sensitivity of detectors at 6300 megacycles (4.8 cm wavelength) over a wide power range is described. (Input 10^{-4} to 10^{-9} watts, output 10^{-9} to 10^{-15} watts, that means down to about the noise level due to the shot effect). The sensitivity values as defined were found to be approximatively constant in this range of power. The results of measurements on a great number of detectors are given.

Bericht über die im Hochfrequenzlaboratorium ausgeführten Arbeiten über Amplitudenmodulation von Magnetfeldsendern, Von W. Schaffeld.

53

Report on the work done on Amplitude Modulation of Magnetron Oscillators in the High Frequency Laboratory, By W. Schaffeld

Page

Summary: Methods for the amplitude modulation of magnetron oscillators are described and new methods for measuring the modulation percentage of those oscillators given.

Die Eigenschaften von Bündelungstrichtern im Zentimeter-wellengebiet.
Von W. Kebbel

61

Quality of Electromagnetic Horns in the Centimeter-wave Range,
by W. Kebbel

Summary: In this paper, the construction of electromagnetic horns to obtain optimum results are described. The work is the summary of detailed experimental work.

Ergänzungen zu dem "Bericht über die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Interferometer nach Michelson". Von W. Schaffeld

78

Supplements to the report on Michelson type Radio Interferometers Developed in the High-frequency Laboratory by W. Schaffeld

Summary: For systematic testing of an interferometer in the centimeter-wave range, qualitative measurements indicating the influence of different construction elements of the interferometer with regard to the wave length measurement are shown. Furthermore, a measuring method giving greater reading accuracy of wavelength values is described. Quantitative measurements have been achieved in order to find and eliminate occasional periodic errors in the interferometer.

Über Leistungsmessungen im Gebiet der Zentimeterwellen
Von Helmut Hoyer und Karl Forger

88

Power measurements in the Centimeter-wave Range,
by Helmut Hoyer and Karl Forger

Summary: For power measurements of alternating currents at ultra-high frequencies up to 10,000 megacycles (3 cm wave-length) the power is fed to a so-called "Urdox" of which the resistance decreases with increasing temperature; the decrease in resistance is measured by a bridge-circuit. The method of coupling the Urdox resistances into concentric cables and hollow pipe lines is given. Range so far achieved: 20 microwatts to 4 watts. Furthermore, a method of calorimetric power measurement on hollow tubes is described.

Bericht über den im Hochfrequenzlaboratorium (K.T.) entwickelten Impuls-generator für variable Impulsbreiten Von R. Süss

97

Report on an Impulse Generator with Variable Impulse Width, Developed in the High-frequency Laboratory, by R. Süss

Summary: The paper deals with the physical and theoretical principles and the practical accomplishment of an impulse generator supplying nearly rectangular impulses with steep side and variable maximum voltage between 0 and 2,000 volts. At a fundamental impulse frequency of 500 cycles the impulse width is variable from 25 to 140 microseconds. The increasing slope of the side is about 1.5 to 2 microseconds, the relative fluctuation of the high voltage during the impulse time of 140 microseconds is less than 2.5% and is nearly proportional to the impulse time. The maximum impulse output is about 500 watts. Further, it is shown that by employing a suitable output tube, higher impulse tension and power may be obtained.

Bericht aus dem Hochfrequenzlaboratorium (K.T.) über Direktverstärker für Messzwecke Von R. Süss

119

Report of the High-frequency Laboratory on Direct Current Amplifiers for Measuring Purposes, by R. Süss

Summary: In the paper, the most current important problems in the design of wide-band direct current amplifiers are outlined. Using RC-coupling, the different possibilities of expanding the amplification range is discussed and finally the circuit of a special amplifier as made and its application in the high-frequency laboratory is shown.

Bericht über die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Interferometer nach Michelson. Von W. Schaffeld

154

Report on the Michelson Type Radio Interferometers Developed in the High-frequency Laboratory, by W. Schaffeld

Summary: Construction and operation of two interferometers of the Michelson type are described. These interferometers are used for wavelength measurements in the range between 6.8 and 0.37 cm. Measurements with one of the interferometers is compared with the crystal clock at a wavelength of 2.7 cm.

Methode zur Abschätzung des Wirkungsgrades von Magnetfeld-rohrengeneratoren im Zentimeter- und Millimeter-Wellen-gebiet. Von W. Schaffeld

162

Method for Evaluating the Efficiency of Magnetron Oscillators in the Centimeter and Millimeter-wave Range by W. Schaffeld.

Summary: By the methods described, the efficiency of magnetron tubes can be determined from their direct current data.

Darstellung von Einzelheiten der Schaltung der Quarzuhren. Von U. Adelsberger

165

Details of Crystal Clock Circuits, by U. Adelsberger

Summary: The particular parts and the most important data of the oscillator, the frequency dividing stages, and the switchboard are explained in tables. Special requirements for the oscillator and the tubes used are added. Furthermore, a schematic diagram of the frequency dividing stages and the three switchboard parts, the most important parts for long period operation besides the reliability of the oscillator.

Physikalisch-Technische
Reichsanstalt

Bericht
ueber das Gebiet der
Frequenz- und Zeitmessung
im Hochfrequenzlaboratorium

Inhaltsuebersicht:

- I. Die Weiterentwicklung der Quarzuhren der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt seit 1934.
 - II. Frequenzteilungsverfahren und die Frequenzmessapparatur der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt.
 - III. Die Stabwellenmesser fuer Dezimeter- und Zentimeterwellen nebst Inferometervergleich.
-

An die

Militaerregierung

(Dr.U. Adelsberger)

I. Die Weiterentwicklung der Quarzuhren der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt seit 1934.

Sachbearbeiter: A. Scheibe und U. Adelsberger.

- A. Zielsetzung war die Beseitigung der im folgenden unter Cl.)-6.) genannten Einflussmoeglichkeiten auf Gang, Stand oder Akzeleration der Quarzuhren durch geeignete Massnahmen.

Die Stoerungen kommen im wesentlichen durch Wirkung von aussen zustande, sie koennen mittels passender Konstruktion oder Schaltung unterdrueckt, d.h. auf ein nicht mehr bei der Messung in Erscheinung tretendes Mass vermindert werden. Nur die Alterungserscheinungen am Quarzstab selbst und an den Roehren wirken von innen her; teils durch aeusserste Verminderung der Roehrenbelastung, teils sogar durch Kompensation sind Fortschritte erzielt worden.

Bezeichnet s den Stand, g den Gang (Index 0 fuer die Zeit $t = 0$) und a den Akzelerationskoeffizienten, so gilt fuer eine Quarzuhr folgende Stand- bzw. Gangformel.

$$s = s_0 + g_0 t + \frac{a}{2} \cdot t^2, \quad g = g_0 + a \cdot t$$

a ist eine sehr kleine Grosse.

- B. Quarzuhraufbau und Bezeichnungen. (Uebersicht).

In Abb. 1, die einem Schnittbild durch die Quarzuhr in der Auf-rissebene entspricht, sind folgende wesentliche Teile der Uhr ihrer Lage nach dargestellt:

- 1 Innerer Quarzthermostat
mit Quarzstab fuer 60 kHz und T.K. = 0 bei 36°C
- 2 Roehrenkammer des Quarzoscillators
mit Gitteranoden- und Gitterkathodenzusatzkapa-zitaeten sowie Gitterableitwiderstand.
- 3 Aeusserer Thermostat bei 30°C.
- 4 Oszillator-Anodenkreis.
- 5 Dreistufiger Verstaerker
mit Uebersteuerung der auf 60 kHz abgestimmten Endstufe.
- 6 Massiver Betonsockel auf Schwingungsdampfern.
- 7 Drei Frequenzteilungsstufen fuer Normalfrequenz 10 und 1 kHz
sowie 250 Hz mit Gegentakt-Synchronmotor-Ver-staerker.

- 8) Synchronmotor, 100-polig
mit 1s und 10s Kontakt.
- 9) Dreiteilige Schalttafel zur Stromversorgung aus dem Licht-
nets ueber Gleichrichter und Batterien als Gangreserve.
- 10) Erdleitung aus starkem Kupferband
(als gemeinsamer Minusleiter fuer alle Stromkreise).

C. Die Einflussmoeglichkeiten auf den Gang einer Quarzuhr lassen sich wie folgt einteilen:

- 1.) Mechanische Wirkungen auf den Quarzoszillator
- 2.) Thermische " " " "
- 3.) Elektrische " " " "
- 4.) Betriebsunterbrechungen
durch Ausfall der Synchronisation in den Frequenzteiler-
stufen.
- 5.) Standsaenderungen
durch Stillstand des Synchronmotors.
- 6.) Gang- und Akzelerationsaenderungen
durch Alterung oder Stoerung am Quarzoszillator

(Anmerkung: Ein Ausfall von Seiten des 60 kHz-Verstaerkers und der Kon-
taktthermometer wurde bisher aeußerst selten beobachtet, so dass hier-
auf nicht naeher eingegangen wird).

D. Getroffene Massnahmen, die unter C genannten Stoerungen auf ein
Mindestmass zu beschraenken, um so

hoechste Gangkonstanz und Dauerbetriebssicherheit
zu erreichen.

Die Notwendigkeit dazu und Begrueundung dieser Forderungen lag vor von
seiten der wissenschaftlichen Forderungen (Praezisionszeitmessung) wie
der Frequenzpruefungen und Normalfrequenzabgabe. Ein weiterer Anlass
zu dieser Entwicklung war die damals immer noch bessere Dauerbetriebs-
sicherheit der mechanischen Praezisionspendeluhr.

Die hier angefuhrten Massnahmen wurden saemtlich im letzten Jahr-
zehnt in die Konstruktion eingefuehrt und erprobt.

1. Es wird ein vermehrter Schutz gegen mechanische Erschuetterungen
und ungewollte Verschiebung von Bauteilen angestrebt und erreicht
durch
 - a) Verwendung eines gefederten Betonsockels auf Schwingungs-
daempfern mit einer Eigenschwingung von etwa 2 Hz als
Unterbau fuer den gesamten Quarzoszillator und Quarz-
thermostat;

- b) Verbesserung der mechanischen Stabilität von innerem Quarzthermostat und Quarzoszillator (dünne Stahlrohre als Halterungen);
- c) Anbau einer Röhrenkammer fuer Oszillatorröhre nebst Schaltelementen auf gemeinsamer, 3 cm starker Aluminiumguss-Grundplatte an den inneren Quarzthermostat;
- d) Verwendung einer verkürzten und sehr kapazitätskonstanten Gittersuleitung vom Quarz zur Oszillatorröhre (Bauelement: dünnes Stahlrohr von 20 mm Durchmesser mit Innenleiter aus Neusilber von 3 mm Durchmesser).

2. Zur Verbesserung der thermischen Konstanz und sicheren Aufrechterhaltung der Temperatur am Quarzstab selbst wird

- a) die Wärmeisolation direkt ausserhalb der inneren Heizwicklung durch eine 5 mm Asbestschicht verbessert;
- b) die thermische Leitfähigkeit laengs den Metallquerschnitten der beiden Thermostatenkästen durch grössere Fugendichtigkeit und Verstaerkung der Wandungen vermehrt;
- c) in der angebauten Röhrenkammer ausser der Oszillatorröhre fuer Unterbringung der Gitterschaltetelemente - Gitteranoden -, Gitterkathodenkapazitäten (umschaltbar) sowie des Gitterableitwiderstandes gesorgt;
- d) das äussere Kontaktthermometer unmittelbar in die äussere Seitenwand von 15 mm Staerke der Röhrenkammer gesetzt;
- e) die Reservekapazität der Röhrenrelais-Heizbatterie durch Anwendung einer Hilfsschaltung - Pufferung zweier Batterien ungleicher Spannung in Parallelspeisung von einem gemeinsamen Gleichrichter - erheblich erhöht.

3. Die Vergrösserung des Schutzes gegen elektrische Stoerfelder oder Stoerspannungen wurde auf folgende Weise bewirkt:

- a) Bessere Definiertheit des Bezugspotentials fuer sämtliche Stromkreise durch Anwendung einer kurzen gemeinsamen Erdschiene von grossem Qu-Querschnitt fuer alle Minusleiter;
- b) Restlose Abschirmung des Gitter- sowie Anodenkreises der Oszillatorröhre gegen elektrische Stoerfelder, auch gegen Schaltstoesse der bifilar gewickelten inneren und äusseren Thermostatenheizwicklungen;

- c) Verstaerkung der Filter und Siebketten in den Heiz- und Anodenspannungsleitungen zur Oszillatorroehre - fuer alle Frequenzen von etwa 50 Hz bis zu cm-Wellen (Anwendung gesonderter Filter-Kammern mit Flaechenkapazitaeten als Wanddurchfuehrung);
 - d) Schwaechung der Stromentnahme, Vermehrung der Reservekapazitaet in den Pufferbatterien des Quarzoszillators zwecks laengerer Aufrechterhaltung des Dauerbetriebes bei Fortfall der Stromversorgung aus dem Lichtnetz.
4. Zur Vermeidung von Betriebsunterbrechungen durch Ausfall der Synchronisation in den Frequenzteilerstufen wurde vorgesehen.
- a) Uebersteuerung des 60-kHz-Verstaerkers in der Endstufe zwecks Abgabe einer konstanten Synchronisationsspannung an die 10-kHz-Stufe;
 - b) Verdoppelung der Roehrenzahl in der 1-kHz-Stufe fuer den grossen Teilungsschritt 10:1;
 - c) kapazitive (an Stelle der induktiven) Ankopplung zur 10-kHz-Stufe;
 - d) Vermehrung der Synchronmotor- Antriebsenergie durch Einfuegung einer Gegentaktverstaerkerstufe fuer 250 Hz;
 - e) Vergroesserung der Verzerrung der Roehrenstroeme durch kapazitiv nicht belastete Gittervorwiderstaende von 1 bis 8 kOhm;
 - f) Ausschaltung der Roehrenalterung und Heizfadenspannungsabhaengigkeit durch aeusserste Verminderung der Roehrenbelastung in den drei Teilerstufen und Kompensation der Innenwiderstaendeaenderungen mittels hoher Anodenwiderstaende, die die Anodenspannung auf etwa 16-20 V herabsetzen;
 - g) Verbesserte Einstell- und Abhoermoeglichkeit fuer den Synchronismus der Stufen, die durch Anordnung eines auf 180 kHz abgestimmten Rundfunkempfaengers mit Bandfiltereingang, der ueber Kapazitaeten von 5-20 pF an die Teilerstufen angekoppelt wird, voll erreicht wurde.
5. Die Verhinderung von Standaenderungen durch Synchronmotorstillstand infolge von elektrischen oder mechanischen Stoessen oder Abnutzung erforderte
- a) ein staerkeres, jetzt 6mm - Schulterkugellager am unteren Achsende;

- b) die Verwendung eines Pendelkugellagers am oberen Achsende;
- c) die unter 4 d) genannte Verstaerkung der Antriebsenergie und dadurch erzielte Entkopplung gegen die 250 kHz-Teilerstufe in Bezug auf Raeckwirkungen;
- d) Einfuegung eines groesseren Spiels im ersten Zahnradatz des Motorgetriebes;
- e) Verbesserung der Stoss- und Prellfreiheit des Sekundenkontaktes mittels abrollenden Kontaktarmes (Kugellager am Ende des umlaufenden Kontaktarmes gegen feststehenden Federsatz).

6. Gang- und Akzelerationsaenderungen am Quarzoszillator werden am besten unterbunden durch

- a) die Massnahmen nach Punkt 1-3 dieses Abschnitts gegen mechanische, thermische und elektrische Stoerungen;
- b) aeusserste Verringerung der Schwingleistung und Roehrenbelastung im Quarzoszillator zwecks Ausschaltung der Alterungsvorgaenge, wobei die Anodenspannung bis unter 10 V gesenkt wird, und der Anodenstrom nur noch ca. 10 μ A betraegt. Erfolgt diese Senkung durch einen hohen Anodenvorwiderstand von ca. 0,4 M Ohm, so ergibt sich auch eine Kompensation der Innenwiderstandsaenderungen (Prinzip: anstelle der Anodenspannung an der Roehre wird der die Roehre durchfliessende Anodenstrom konstant gehalten.)

E. Als Ergebnung zu Punkt 5 und 6 sei bemerkt:

Die Motore erhalten z.T. einen in der Phasenlage bis auf wenige Tausendstel Sekunde auch bei laufendem Motor einstellbaren Sekundenkontakt; desgleichen der Quarzoszillator einen kontinuierlich oder in Stufen regelbaren Kondensator mit Zifferzaehl- oder Stufenschaltwerk zur Gangregulierung bei laufender Uhr.

Beide Massnahmen dienen dazu, die Wirkung von Aenderungen der Stand- oder Ganggrosse kompensieren zu koennen, ohne dass schaltungsmaessige Eingriffe oder ein Anhalten der Uhr erforderlich sind.

Fuer die Akzelerationsregulierung wurde auf Grund von Versuchsreihen die (jeweilig andere) richtige Wahl des Kapazitaetsverhaeltnisses $C_{ga} : C_{gk}$ an der Quarzoszillatorroehre als wichtig erkannt, doch ist nicht mit Sicherheit ein Nullwerden des Akzelerationskoeffizienten a erreichbar.

Quarzstab: Die Bindung an den zwei Knotenstellen der Longitudinalschwingung in Richtung der elektrischen- und Stabachse hat sich bewahrt. 60 kHz als Eigenfrequenz wurde weiterhin beibehalten, da der Stab bei 100 kHz erheblich kleiner und ungunstiger ist. Ebenso hat sich die einfache Pierce'sche Schaltung fuer die Anregung der Schwingungen bewahrt und kritischen Untersuchungen standgehalten.

Versuche wurden mit polierten Quarzstaeben und einer Atmosphaere von 17 mm Wasserstoff (anstelle Vakuum) mit bisher gutem Erfolg durchgefuehrt.

Die Temperatur am Quarzstab muss mit hoechster Sicherheit unveraendert auf demselben Wert gehalten werden, da sonst eine Vermehrung der Akzeleration bzw. Neualterung unvermeidlich ist.

Dagegen ist bei den sehr schwach schwingenden Staeben eine Betriebsunterbrechung selbst von laengerer Dauer ueber Tage oder eine Woche ohne jeden Einfluss auf Gang oder Akzeleration.

- F. Als naechere Erlaeuterung der Einzelheiten des Aufbaus der Quarzuhren der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt sind die Abbildungen ..2.. bis ..11a.. beigegeben. Sie enthalten die unter Abschnitt D beschriebenen Umaenderungen und Verbesserungen der Konstruktion der neueren Zeit und zeigen im einzelnen:

das Blockschema der Quarzuhrenschaltung in Abb. 2

Horizontal- und Vertikalschnitt durch den Quarzuhrenthermostaten in Abb. 3, 4 (Gitterleitung Abb. 5)

Schematische Ansicht der Frequenzteilerstufen von vorne und von der Seite in Abb. 6, 7

Darstellung der Konstruktion des Synchronmotors VIII nebst Getriebe fuer den Stator zur Korrektur der Sekundenlaenge in Abb. 8, 9, 10

Frequenzregelungs-Gitterkathodenkondensator IV mit Schaltwerk in dreissig Raststufen in Abb. 11 (Roehrenkammer Abb.11a)

- G. Die Gaengergebnisse der Quarzuhren der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt wurden graphisch und rechnerisch unter Bildung von 10- oder 30-taegigen Gangmittelwerten, die durch die Zeitsignalaufnahmen und die Korrekturen von den astronomischen Instituten erhalten wurden, dargestellt.

Entsprechend der eingangs mitgeteilten Gangformel ist der Verlauf der Gaenge nach einer gewissen Einlaufzeit linear. a hat meist negative Werte, d.h. die Frequenz des Quarzoszillators steigt auch nach langer Betriebsdauer immer noch etwas an, die Uhr akzeleriert.

Bei Quarzuhr VIII hatte a drei Jahre lang fast unveraendert einen
aeusserst kleinen p o s i t i v e n Wert; die Uhr retardierte.
In der genannten Zeit legen saemtliche zehntaegigen korrigierten Gang-
werte VIII innerhalb $\pm 2-3 \cdot 10^{-8}$; setzt man die unvermeidlichen
Schwankungen der astronomischen Beobachtungen und Abweichungen der
Korrekturen der astronomischen Institute gegeneinander in Rechnung,
so ist fuer Uhr VIII eine Konstanz von etwa $1 \cdot 10^{-8}$ vom Betrage des
Frequenzwertes oder von etwa 0,001 sec. im taeglichen Gang zu folgern,
wenn von dem geringfuegigen Ganganstieg abgesehen wird.

Andere Uhren (IV und VI) hatten nur wenig schlechtere Ergebnisse.
VII war Arbeitsuhr und diente als solche zur Zeitzeichenaufnahme und
zur Abgabe von Normalfrequenzen. Sie wurde in Intervallen von etwa
einem Vierteljahr nachgeregelt und so staendig auf dem Gangwert 0
gehalten.

Messungen dreier Quarzuhren gegeneinander nach dem Schwebungsverfahren
haben gezeigt, dass ueber Zeitraeume von etwa 12 Stunden die Konstanz
der Frequenzwerte $1 \cdot 10^{-9}$ betraegt.

Nachtrag 1. Die Titel der letzten groesseren Quarzuhrenveroeffent-
lichungen lauten:

A. Scheibe und U. Adelsberger: Die technischen Einrich-
tungen der Quarzuhren der Physikalisch-Technischen Reichs-
anstalt; Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 43,
37-47, 1934;

A. Scheibe und U. Adelsberger: Nachweis von Schwankungen
der astronomischen Tageslaenge; Physikalische Zeitschrift
37, 185 und 415, 1936.

Nachtrag 2. Zu Abschnitt D 4, S. 5 dieses Berichtes ist hinzuzufuegen:

- b) Vermehrung der Reservekapazitaet und Spannungs-
konstanz der zu den Roehren der Frequenzteiler-
stufen gehoerigen Heizbatterie durch Anwendung
einer Hilfsschaltung - Pufferung zweier Batterien
ungleicher Spannung in Serienspeisung von einem
gemeinsamen Gleichrichter.

Nachtrag 3. Die 10-taegigen korrigierten Gangmittelwerte dreier Quarz-
uhren IV, V, VIII sind fuer den Zeitraum von einem halben
Jahr in Abb. 12 dargestellt (Einheit der Ordinatenwerte
 $1/1000$ Sekunde im Gang).

II. Frequenzteilungsverfahren und die Frequenz-Messapparatur der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt.

1. Das Frequenzteilungsgeraet fuer Tonfrequenzen - mit den von den Quarzruhren uebernommenen Teilungsstufen 10 und 1 kHz - bildet gemeinsam mit einer Schwebungsstufe fuer den Vergleich mit den entsprechenden Normalfrequenzen 10 und 1 kHz zweier Quarzruhren den Grundteil der Messapparatur.

Fuer die Teilungsstufen 10 und 1 kHz gilt das bei den Quarzruhren gesagte, nur ist die Anodenspannung hoeher, da kein Dauerbetrieb verlangt wird. Die Stufen sind mit merpoligen Umschaltern ausgeruestet, so dass sie einzeln oder gemeinsam unter Abschaltung der Anodengleichspannung ausser Betrieb bzw. fuer die Messung nach Bedarf eingeschaltet werden koennen.

Die den Eingangsklemmen zugefuehrte, zu messende Frequenz kann entweder unmittelbar, oder unter Zwischenschaltung der Stufen 10 und 1 kHz oder beider zugleich der Schwebungsstufe zugefuehrt werden. Diese ist auf Seiten der Quarzruhrennormalfrequenzen und auf der Eingangsseite fuer die geteilte, zu messende Frequenz mit Verstaerkern ausgeruestet, die auf einen Roenrengleichrichter arbeiten, der die Schwebungsfrequenz erzeugt. Eine Glimmlampe zeigt dem Auge den Schwebungsrythmus.

Fuer den Fall, dass sehr langsame Schwebungen entstehen, kann ein Relais vom Gleichrichter aus betaetigt werden, das die Schwebungen rechteckig verformt. Hierdurch wird das Zaehlen der Schwebungen und die Messung mit Hilfe der quarzruhengesteuerten Praezisionsstoppuhr, oder das Schreiben und Ausmessen auf dem Papierband des Rekorders (Dreispul-Schnellschreibers mit quarzruhrregulierter Geschwindigkeit), oder die Betaetigung eines besonderen Schwebungszaelwerks mit gleichzeitiger Zeitanzeige erleichtert. Mit der Stoppuhr kann bis 4 Hz (4 Per/sec) gezaehlt und gemessen werden; bei groesseren Frequenzabweichungen von den Quarzruhr-Normalfrequenzen ist der Rekorder bzw. das Schwebungszaelwerk bis etwa 50 Hz anwendbar.

2. Die erzielte Messgenauigkeit ist im wesentlichen nur von der Messzeit und der Vergleichsfrequenz, d.h. ob auf 10 oder 1 kHz geschwebt wird, abnaengig; sie betraegt bei 1 kHz als Vergleichsfrequenz und etwa 30 Sekunden Messdauer etwa $3 \cdot 10^{-6}$ beim Auszaehlen, mit Rekorder etwa $1 \cdot 10^{-6}$ vom Betrage der zu messenden Frequenz.

Bei der Messung einer Tonfrequenz ueber 1 kHz oder Mittelfrequenz bis etwa 500 kHz ist dieselbe an die Eingangsklemmen unmittelbar anzuschliessen, der Synchronismus mit Hilfe der Abhoerung ueber

Lautsprecher herzustellen. Bei ganzzahligem Teilverhältnis genügen wenige Windungen zur Ankoppelung an den Sender, zur Steuerung bereits Spannungsbeträge von etwa nur 1 V. Ist das Teilverhältnis nicht ganzzahlig, so sind im allgemeinen Windungszahl und Synchronisationsspannung wesentlich zu erhöhen.

Frequenzen unterhalb von 1 kHz können nicht gemessen werden. Es ist in diesem Fall erforderlich, eine im Frequenzwert passend gewählte, über 1 kHz gelegene Synchronisationsspannung durch einen Tonfrequenzvervielfacher herzustellen. Dieser arbeitet mit Doppelweggleichrichtung in Röhre RGN 2004 und nachgeschaltetem Siebkreis für die Harmonische.

Der zweite Teil des Gerätes enthält die nach gleichen Gesichtspunkten aufgebauten Hochfrequenzteilungsstufen für 2000, 500 und 100 kHz Grundfrequenz nebst Abhoerkreisen, dreistufigem Abhoerverstärker und Lautsprecher. Die Abhoerkreise sind - wie bei der Quarzuhr - auf etwa die dritte bis siebente Harmonische der zu teilenden höchsten Frequenz abzustimmen und sind den Röhrengittern über kleine Kapazitäten angekoppelt. Das Hochfrequenzteilungsgerät wird mit einer beliebigen Anzahl seiner Stufen bei der Messung von Hochfrequenz nach Bedarf dem Tonfrequenzteilungsgerät vorgeschaltet.

Zur besseren Anpassung an die bei Hochfrequenz abnehmenden Auslenkverhältnisse, die durch Gitter- und Anodenkreis der Röhren gebildet werden, ist jede Stufe des Hochfrequenzteilungsgerätes mit der doppelten Röhrenzahl (2 x 6X134) zu bestücken. Zur Erzeugung und genauen Einstellung des Betrages der automatischen, hohen negativen Gitterverspannung sind Dreh-Widerstandsregler, die kapazitiv belastet sind, vorgesehen.

4. Der Messbereich dieses zweiten Gerätes zum Anschluss an die Quarzuhrnormalfrequenzen mittels des Verfahrens der Frequenzteilung umfasst die Frequenzwerte 100 kHz bis etwa 50 000 kHz (6 m Wellenlänge der elektrischen Schwingung). Über die Größe der Steuerspannungen zur Synchronisation gilt etwa das unter 2 Gesagte.

Liegt die zu messende Frequenz unterhalb 100 kHz, oder ist der Teilungsfaktor ungünstig (vgl. folgenden Abschnitt 5), so ist ein Hochfrequenz-Vervielfacher - der vorhandene arbeitet wiederum mit Gleichrichterrohre RGN 2004 und daran angekoppeltem Siebkreis - vorzuschalten, der eine passend gelegene Frequenz erzeugt.

Bei der Messung beliebig gelegener Frequenzwerte kommen auch ungünstige Teilverhältnisse vor, z.B. solche, die nicht ganzzahlig sind oder die Grenze der noch bemessbaren Harmonischen bis über $n=100$ überschreiten.

In solchen Fällen ist der Ton- bzw. Hochfrequenzvervielfacher vor die Frequenzmessapparatur vorzuschalten, um breiteren Synchronisationsbereich und ein einfacheres (möglichst wieder ganzzahliges) Teilverhältnis zu bekommen. Am besten erläutert dies ein beliebig herausgegriffenes Beispiel.

Mit $\frac{m}{n}$ werde allgemein der Teilungsfaktor bezeichnet. $n=1$ bedeutet ganzzahligen Teilungsfaktor, der als das Verhaeltnis des zu messenden Frequenzwertes zu der Frequenz der ersten im Teilungsgeraet eingeschalteten und synchronisierten Stufe mit der hoechsten Frequenz zu definieren ist.

Je kleiner das Produkt $m \cdot n$ ist, umso besser ist die Synchronisationsbreite.

Beispiel: Messfrequenz 5 300 kHz.

Fall	eingeschaltete erste Teilerstufe	$\frac{m}{n}$	$m \cdot n$
a	100 kHz	$\frac{5300}{100} = \frac{53}{1} = 53$	53
b	500 "	$\frac{5300}{505} = 10\frac{1}{2} = \frac{21}{2}$	42
c	2000 "	$\frac{5300}{1988} = \frac{2}{3} = \frac{8}{3}$	24

a liefert also den vorteilhaften ganzzahligen Teilungsfaktor.
c aber die groesste Synchronisationsbreite (cet.par.)

Bei a ist aber ausserdem die Schwebungsfrequenz gegen die Quarzruhren-Normalfrequenzen sehr klein (nahe Null); infolgedessen kann auch auf 10 kHz (mit 10 mal groesserer Schwebungsfrequenz und hoeherer Messgenauigkeit geschwebt werden.

Bei b ist eine Vervielfachung um den Faktor 2, bei c um den Faktor 3 vorzuschalten, damit der Teilungsfaktor ganzzahlig und die Synchronisationsbreite verbessert wird.

3. Zur Erweiterung des Messbereiches unterhalb 6 m Wellenlaenge bis zum Gebiet der Zentimeterwellen wird das Verfahren in der gleichen Weise durch ein Vorsatzgeraet, das dritte Teilergeraet der Messapparatur, fortgesetzt. Das Vorsatzgeraet ist in seinen Teilen erprobt, jedoch noch nicht fertig zusammengebaut.

Es besteht aus zwei Oberwellensendern als Frequenzteilungsstufen, die von etwa 4-9 m bzw. 0,8-1,6 m Wellenlaenge durch Drehkondensator regelbar und sehr fein einstellbar sind. Ferner ist ein Abhoergeraet mit Eingangsdetektor und logarithmischem Tonfrequenz-Spannungsanzeiger (mit eingebauter Mehrgitterroehre und Messinstrument) vorgesehen, um den Synchronismus durch Sichtanzeige und durch Abhoerung am Lautsprecher feststellen zu koennen.

Die genannten Oberwellensender - mit Roehre LD 5 bzw. LD 1 - enthalten zur Anregung stark verzerrter Schwingungen je eine konzentrische $\lambda/4$ -Rohrleitung im Gitter- und Anodenkreis (vgl. Abschnitt 8). Die zu fordernde Verlustfreiheit ist durch ihren Bau und die geringe Strahlungsdaempfung gewaahrleistet. Bei diesen Sendern ist die Begeugung der Wellenlaenge im Verhaeltnis 1:2 leicht durch einen symmetrischen, abgeschirmten Drehkondensator mit kleinster Induktivitaet in den Zuleitungen ausfuehrbar; der Kondensator wird dicht an der Roehre zwischen ihren Gitter- und Anodenanschlusspunkt angeschaltet. Das Gitter erhaelt negative, passend einstellbare Vorspannung ueber einen mit Flaechenkapazitaet ueberbrueckten Regelwiderstand wie bei den anderen Teilerstufen.

Jeder Senden ist mit einer Ankoppelschleife im Anodenkreis verbunden. Die erzeugten Harmonischen dieser Oberwellensender sind bis etwa zur 12. Harmonischen stark genug fuer unmittelbare Eichung empfindlicher Wellenmesser (Stabwellenmesser), oder sie koennen zur Synchronisation durch kuerzerwellige Sender ausgenutzt werden.

Als wertvolles Hilfsmittel werden ferner Oberwellensender im Grundwellenbereich 24 - 41 cm Wellenlaenge eingesetzt, deren Konstruktion eine Fortentwicklung der eben genannten darstellt.

Sie bestehen aus einem Stabwellenmesser mit Grob- und Feineinstellung der Frequenz, der durch eine Roehre LD 1 ueber je eine gleichgrosse, leitliche Gitter- und Anodenkoppelschleife angeregt wird. (Vgl. Abschnitt 8). Es ist dies das Prinzip des Einrohr-Einkreissenders mit nur einem einzigen $\lambda/4$ Resonanzkreis veraenderlicher Laenge. Die Anregung erfolgt auch oft ausserdem in der Schwingungsform $3/4$ auf dem Innenleiter bei jeweils 3mal so grosser Stab- und Wellenlaenge.

Diese Einrohrsender erzeugen starke Harmonische bis etwa 8 cm Wellenlaenge fuer Eichzwecke und Synchronisation sowie bis 6 cm Wellenlaenge fuer Ueberlagerungszwecke. Ihre Frequenzkonstanz ist besser als $1 \cdot 10^{-6}$. Es gelingt leicht, mit ihrer Grundwelle den unter 6. genannten Sender fuer 4-9 m zu synchronisieren, d.h. Teilungsschritte von etwa 20 : 1 auszufuehren und dann noch die vierte Harmonische bei etwa 6 - 10 cm Wellenlaenge in der geschilderten Weise auszunutzen.

8. Die Abmessungen der Ultrakurzwellen-Oberwellensender (Frequenzteilungs- sender) sind die folgenden:

Sender cm	Konzentrische Innenleiter mm	Bohrleitung Aussenleiter mm	Laenge Länge cm	d.Kop- pelschlei- fen mm	Drehkon- densator cm	Roehre
400 - 900	3	46	18	-	var. 10 - 100	LD 5
80 - 160	16	32	8	-	var. 2 - 20	LD 1
36 - 41 (90 - 135)	22	52	var. 5 - 25	30 ¹⁾	-	LD 1
31 - 35 (80 - 115)	22	43	var. 5 - 25	30 ¹⁾	-	LD 1
24 - 29	18	32	var. 5 - 8	15 ¹⁾²⁾	-	LD 1

1)

Die Koppelschleifen sind in Richtung der Stabachse nahe dem geschlossenen Ende des Stabwellennessersystems angeordnet. Sie sind dem Innenleiter so weit als moeglich ange- naehert.

2)

Die Koppelschleifen bestehen aus Blechstreifen von 6 x 1 mm Querschnitt.

III. Die Stabwellenmesser fuer Dezimeter- und Zentimeterwellen und Interferometervergleich.

1. Die Stabwellenmesser bestehen aus einer langen konzentrischen Leitung, die durch ein einseitig offenes Hohlrohr, in das ein Innenleiter (Stab) vom verschlossenen Ende her hineingeschoben wird, gebildet wird. Am Grunde des Hohlrohres sind, einander gegenueberliegend, fuer Anregung und Anzeige der Resonanz zwei kleine Koppelschleifen angebracht (Abb. 13).

Es treten Resonanzstellen auf bei Stablaengen von

$$l = (2n - 1) \cdot \lambda/4 \quad (n = 1, 2 \text{ usw.})$$

wenn der Innenleiter von Hand oder durch Spindeltrieb in Richtung seiner Achse bewegt wird. Diese Stellen entsprechen stehenden Schwingungen von maximaler Staerke an der konzentrischen Leitung, erzeugt durch Reflexion der Leitungswelle an freien Staende.

Etwas auftretende H-Wellen, die im Hohlrohr entstehen, wenn die Welle kuerser als die Grenzwellenlaenge

$$\lambda_g = (D_2 + d_1) \cdot \lambda/2$$

wird, (Da Aussendurchmesser, d_1 Innendurchmesser der Leitung) und die die Messung des mittleren Resonanzstellenabstandes stoeren wuerden, treten durch das offene Hohlrohrende aus, unter starkem Energieentzug fuer die Leitungswelle. Abgesehen von einem kleinen Uebergangsbereich sind daher Fehlmessungen nicht moeglich.

Anders ist es beim Hohlraumwellenmesser, der nur in einem gegenueber dem Stabwellenmesser sehr engen Wellenbereich arbeitet, aber mit anderen Anregungsformen auch auf weit unterhalb gelegene Wellenlaengen anspricht (Mehrdeutigkeit). Der Hohlraumwellenmesser hat ferner mit seinem beweglichen Kolben wesentlich komplizierteren Aufbau, keinen linearen Zusammenhang der Ablesung mit der Wellenlaenge (stark gekruemmte Eichkurve, die die Eicharbeit und Ablesung erschwert), grosse Handempfindlichkeit, die im offenen Feld kaum einen konstanten Anschlag des Anzeigeinstruments zulaesst. Beim Stabwellenmesser genuegt eine einfache Kontaktzange an Innenleiter, und die Praezisionsausfuehrungen erreichen bei grossem Messbereich fast die Ablesegenauigkeit des Hohlraums.

2. Antrieb und Anzeige. Bei den Modellen mit Spindeltrieb besteht die Mutter aus zwei Teilen, die zur Begrenzung des freien Spiels gegeneinander verschiebbar angeordnet sind. Die Spindel dreht sich innerhalb des hohlen Innenleiters und gibt ihm festen

Halt - bis in das Hohlrohr hinein, so weit als moeglich - durch ein glattes Achsstueck an ihrem vorderen Ende. Diese zentrische Kontruktion der Halterung und des Antriebes sind von Bedeutung fuer die erzielbare Messgenauigkeit.

Fuer die Anzeige der jeweiligen Stablaenge ist ein vierstelliges Ziffernzaehlwerk (Telefongespraechs- oder Elektrizitaetszaehlwerk) an die mit Millimetergewinde versehene Spindel angekoppelt, so dass die Stablaenge in Zehntel-mm ablesbar ist (Hundertstel sind zu schaelzen). Diese Anordnung bietet den grossen Vorteil, dass die Ablesung leicht und irrtumsfrei moeglich ist, da die Ziffern in der Reihenfolge erscheinen, in der sie niedergeschrieben werden.

3. Fuer die Ankopplung an den Sender werden Drahtbaken verschiedener Laenge als Antenne benutzt, die auf die Koppelschleife aufgesteckt werden. Ungefuehr guenstige Abmessungen fuer hohe Empfindlichkeit sind: gerades Stueck des Hakens etwas kuerzer als eine Wellenlaenge, das umgebogene Ende $1/4$ Wellenlaenge lang.

Die Koppelschleife (wie auch die gegenueber im Bohr befestigte auf Seiten des Detektors) muss so klein sein, dass die Daempfung im Wellenmesser auch bei Resonanznaehe fuer die Antenne nicht zu sehr ansteigt. Der Wert fuer den inneren Biegungsradius, der aus 2 mm starkem Messingdraht gebogenen Koppelschleifen liegt um etwa 1-2 mm. Der vom Detektor rueckwirkende Daempfungsbetrag ist natuerlich auch frequenzabhaengig.

Im ganzen gesehen ist Breitbandigkeit der Ankopplung anzustreben. Beim Detektor, der Ohm'schen Widerstand besitzt, koennen scharfe Resonanzspitzen kaum auftreten. Anders ist es, wie auch die zahlreichen Versuche gezeigt haben, bei der Antenne. Daher wurden mit Vorteil Breitbandantennen verwendet, und zwar in Form von Blechstreifen von 6 mm Breite und verschiedenen normierten Laengen, die durch Umstecken ausgewechselt werden koennen, und in Form von Breitbandkoepfen, die keulenartig gestaltet sind.

4. Die Messgenauigkeit steigt proportional der benutzbaren Leitungslaenge. Wird diese sehr gross gewaehlt - etwa 350 mm anstelle der sonst durchschnittlich ueblichen 125 mm Messtrecke - und der Spindeltrieb auf 0,02 mm genau hergestellt, so erhaelt man die leistungsfuehigen "Einknoten"-Praezisions-Stabwellenmesser mit einer Messgenauigkeit von rund $2 \cdot 10^{-4}$. Bei diesen werden nicht Resonanzstellenabstaende ueber die ganze Stablange hinweg bestimmt, sondern nur eine oder zwei Ableesungen bei grossen Stablaengen vorgenommen. Daher kann der Verschiebungsweg und damit die Gewindelaenge fuer die Spindel trotz der grossen Stablaenge auf nur rund 125 mm begrenzt bleiben, so dass auch diese Wellenmesser trotz grosser Baulaenge fuer die konzentrische Leitung nicht zu gross werden.

Die Kuerze der Gewindelaenge erhoecht die Praezision der Herstellung und damit der Messergebnisse, welche z.B. fuer die Praezisions-Stabwellenmesser 2955 x (●) und 2960 (○) in Abb. 14 gezeigt werden (vgl. weiter unten S. 15 und Tabelle S. 19).

Bei den "Einknoten"-Präzisions-Stabwellenmessern wird besonders der Innenleiter zweckmassigerweise versilbert, wodurch die Abstimmung schärfer wird, die Leitungsdämpfung auf die Hälfte sinkt und damit auch der Betrag der Abweichung der Leitungswellenlänge gegenüber der Wellenlänge im freien Raum. Grössere Schärfe der Abstimmung ist notwendig, weil die grosse Leitungslänge, bei der die Abstimmung zu erfolgen hat, die Halbwertsbreite der Resonanzkurven verschlechtert; auch ist bei einem Präzisionswellenmesser kleine Abweichung bzw. Korrektur von vornherein erwünscht.

Durch geeignete Einstellung des angekoppelten Zifferzählwerk ist es bei den Einknotenwellenmessern möglich, die Korrektur am Zählwerk selbst von vornherein auszuführen, so dass die Ablesung fehlerfrei ist.

Abb. 14 zeigt fuer zwei Einknoten-Präzisions-Stabwellenmesser, dass die Korrektur fast im gesamten Messbereich konstant ist bzw. leicht zu Null gemacht werden kann. Die gekreuzten Messpunkte sind Anschlusspunkte (Nichtwerte), die das Ergebnis einer Vergleichsmessung mit dem grossen Interferometer der Reichsanstalt bei Zentimeterwellen sind. Die Abweichung gegenüber der ausgezogenen Kurve, die mit den Quarzuhren der Reichsanstalt nach dem Verfahren der Frequenzteilung (bzw. Extrapolation bei dem kurzwelligeren Wellenmesser) bestimmt wurde, ist sehr gering, und zwar nur etwa $5 \cdot 10^{-4}$. Diese Messungen sind nicht abgeschlossen.

5. Der Messbereich eines Stabwellenmessers ist sehr gross; er ueberdeckt etwa vier Oktaven, bei den "Einknoten"-Präzisions-Wellenmessern etwas weniger. Dieser wesentliche Vorteil hat aber zur Folge, dass die Bemessung der Konstruktionselemente fuer einen ganzen, so grossen Wellenbereich nicht so leicht ausfuehrbar ist. Sie kann daher nur durch ein gruendliches Studium des Daempfungsverlaufes und der bereits erwachten Knoten-Korrektur gewonnen werden.
6. Der Daempfungsverlauf der Stabwellenmesser als Funktion der Wellenlänge wurde z.T. durch Messung der Halbwertsbreite der Resonanzkurven, besser und genauer durch Präzisionsfrequenzmessungen ermittelt. Bei diesen Untersuchungen wurde der Korrektionsbetrag ueber den ganzen Messbereich bestimmt, der an den gemessenen mittleren Knotenabstaenden (nicht an den Einzelwerten als Knotenkorrektur wie bei Einknoten-Präzisions-Stabwellenmesser) anzubringen ist, um den halben Wert der mit der Quarzuhr durch Frequenzteilung gemessenen wahren Wellenlänge zu erhalten.

Wie Abb. 15 fuer einen Stabwellenmesser einfacher Bauart, aber in Praezisionsausfuhrung, zeigt, steigt in Uebereinstimmung mit rechnerischen Ueberlegungen der Korrektionsbetrag mit wachsender Wellenlaenge an. Am kurzwelligen unteren Ende macht sich das Auftreten der Hohlrohr-H-Welle, obwohl als solche noch nicht angezeigt, doch schon durch Energieentzug bemerkbar, so dass hier ein recht steiler Daempfungsanstieg zu verzeichnen ist. Im mittleren Teil des Messbereiches, der in der Umgebung eines Wellenlaengewertes λ_m gelegen ist, dessen Groesse sich etwa als geometrisches Mittel aus oberer und unterer Wellenlaengengrenze λ_o bzw. λ_u des Messbereichs zu

$$\lambda_m = \sqrt{\lambda_o \cdot \lambda_u}$$

ergibt, ist die Daempfung und damit auch der Korrekturbetrag in weitem Bereich als gemuegend konstant anzusehen. Durch Versilberung des Innenleiters gehen Daempfung und Korrekturbetrag etwa auf die Haelfte herunter.

Die Daempfung im Stabwellenmesser steigt etwa mit der Wurzel aus der Wellenlaenge; bei festgehaltener Wellenlaenge, von der Leitfaehigkeit der Oberflaechen abgesehen, und optimale Bemessung des Durchmesserverhaeltnisses in der konzentrischen Leitung $D_a : d_1 = 4$ vorausgesetzt, ist die Daempfung nur noch vom Hohlrohrdurchmesser D_a in umgekehrtem Verhaeltnis abhaengig.

Die halbe Breite der Resonanzkurven betraegt am Leitungsanfang, d.h. wenn der Stab kurz ist, etwa 0,03 mm. Sie wuerde kleiner sein, wenn man die Ankoppelschleifen unter Verzicht auf beste Empfindlichkeit des Ansprechens verkleinern koennte. Bei voller Stablaenge von rund 125 mm ist die Halbwertsbreite nahezu doppelt so gross, noch groesser bei 300 mm im Fall der "Blinknoten"-Praezisions-Wellenmesser.

7. Beim Entwurf eines Stabwellenmessers gilt angenaehert mit den Bezeichnungen der vorhergehenden Abschnitte:

$$\lambda_o = \frac{4}{3} L; \quad \lambda_u = 1,7 \cdot (D_a + d_1)$$

$$\lambda_m \approx \sqrt{1,3 \cdot 1,7 \cdot L (D_a + d_1)} = 1,5 \sqrt{L (D_a + d_1)}$$

oder, da $d_1 = D_a/4$ ist: $\lambda_m = 1,7 \sqrt{LD_a}$

denn die obere Wellenlaengengrenze des Messbereiches ist nur von der Maximallaenge L des Innenleiters mit der Nebenbedingung, dass mindestens zwei Resonanzstellen auftreten sollen, und die untere Grenze nur vom Durchmesser D_a des Hohlrohres (weniger vom Stabdurchmesser) durch das Auftreten von H-Wellen bestimmt.

Das Einsatzrohr. Als einer der Faktoren, die beim Stabwellenmesser besondere Vorteile bieten, ist das Einsatzrohr zu nennen. Es wird in das Hohlrohr von seinem offenen Ende her eingeschoben (im allgemeinen bis zum Anschlag) und besonder zu folgenden Zwecken benutzt:

- a. Unterdrueckung der H-Wellen zwecks Erweiterung des Messbereiches um fast eine Oktave nach der Seite der kuerzeren Wellen, wobei die Dampfung steigt;
- b. Grobmessung der Wellenlaenge, da die durch das Einschieben des Einsatzes bewirkte Verschiebung der Resonanzstellen (Knoten) eine Funktion der Wellenlaenge ist, und die Groesse dieser Verschiebung im interessierenden Teil des Messbereiches monoton mit der Wellenlaenge (arc tg-Funktion) ansteigt;
- c. Ermoeglichung der Ableitung eines guten Naeherungswertes fuer den Absolutfehler (oder die Abweichung des Messergebnisses vom wahren Wellenlaengenwert) - ohne Benutzung einer Normalwelle - aus einer Messreihe, die in der dreifachen Messung einer beliebig gelegenen unbekanntem, aber moeglichst konstanten Senderwelle besteht; ohne mit, und wieder ohne Einsatz (die letztgenannte Messung zur Kontrolle, dass sich inzwischen die Senderwelle nicht geaendert hat, bzw. zur Mittelbildung mit der ersten, um den Sendergang zu eliminieren);
- d. Herstellen eines Nullausschlages am Anzeigegeraet in dem nach a. dieses Abschnittes gewonnenen zusaetzlichen kurzwelligsten Teil des Messbereiches durch Abstimmung der H-Welle im Hohlrohr, um die Abstimmung der Leitungswelle im Einsatzrohr als Minimumsanzeige (wegen Energieentzug) zu erhalten, gerade bei den kuerzesten Wellen von besonderer Bedeutung und guten Abstimmschaerfe;
- e. Anwendung des Dreifach-Messverfahrens nach c. bei Praezisionsmessungen, damit andere Stellen der Gewindespindel zur Benutzung kommen.

Verkueigungen zu Abschnitt 8.

1. Das Einsatzrohr traegt an seinem vorderen Ende eine cm-Teilung, um die Eintauchtiefe in das Hohlrohr feststellen zu koennen. Daneben kann eine Wellenlaengenteilung angebracht werden, die bei einer Messung nach b. dieses Abschnittes direkt den Grobwert der Wellenlaenge angibt (Prinzip: die Knotenverschiebung, die der Einsatz beim voelligen Hineinschieben gemacht hat, kann durch ein entsprechend geringes Herausziehen des Einsatzes wieder kompensiert werden).

2. Die Durchmesser von Hohlrohr, Einsatzrohr und Innenleiter
 $D_a : d_a : d_i$: verhalten sich zueinander wie 4: 2: 1.

9. Uebersicht ueber konstruktive Abmessungen, Messbereiche und Messgenauigkeiten verschiedener Stabwellenmessertypen des Hochfrequenzlaboratoriums der Reichsanstalt.

Es bedeuten in Uebereinstimmung mit den Bezeichnungen der vorstehenden Abschnitte;

D_a Innendurchmesser des Hohlrohres.

d_a " " " " Einsatzrohres.

d_i Aussen " " " " Innenleiters.

λ_o obere Wellenlaengengrenze des Messbereiches) fuer

λ_u untere " " " " " " " " " ") den Hauptbereich.

Ferner ist:

o/
 00 Absolute Messgenauigkeit in Promille fuer den Hauptbereich.
 (kleinster Wert gilt fuer die Mitte bei λ_m)

Z_a Zaehlerwerksstand (Anfangsstellung) Stablaengen

Z_e " " " " Endstellung) in 1/10 mm

Hauptbereich: Messung von Knotenabstaenden

Einsatzbereich: " " " " mit Einsatz (da sonst H-Welle).

Einknotenbereich: " nur einer Resonanzstelle (nur eine vorhanden, da Welle zu lang).

Anmerkung 1: Der Einsatzbereich misst noch gerade Wellenlaengen bei $\lambda_u/2$, der Einknotenbereich bis $3 \cdot \lambda_o$.

2: Der Einknotenbereich besitzt eine 2-mal geringere Messgenauigkeit.

Type	λ_u cm	λ_o	o/oo	Z_a I/10mm	Z_e 1)	D_a mm	d_a mm	d_i mm
2953	4,5	20	0,5 - 1	0233	1475	23	11	6
2952	2,5	20	1 - 2	0456 2)	3030 2)	13	6	3
2956	2,3 ³⁾	6	2 - 3	0210	0707	13	5 u. 3,3	1,5 ⁶⁾
2958 ⁴⁾	0,5	7	2 - 3	0090	0530	(12)	1,8x1,8 ⁵⁾	1,0 ⁶⁾
2955 ⁷⁾	8	52 ⁸⁾	0,2	02757,5	04063,5	36	16	10
2960 ⁷⁾	2,7	19 ⁹⁾	0,3	2177,5	3006,0	14	6	3

- 1) Die Laenge des Hohlrohres ist zwecks Unterdrueckung der Abstrahlung um den Betrag von rd. $3 D_a$ groesser als die maximale Stablaenge Z_e .
Richtige Bemessung bei Nachbau von Gebrauchswellenmessers ist $Z_e = 5,5 Z_a$!
- 2) Werte in $1/20$ mm, da Halbmillimeter Spindelgewinde.
- 3) Mit Einsatzrohr 3,3 mm noch gute Messmoeglichkeit bis 0,75 cm Wellenlaenge.
- 4) Nur fuer Benutzung mit verschiebbarem Einsatz fuer sehr kurze Wellen gebaut. Unterhalb 1,5 cm Wellenlaenge wird die Antenne zweckmaessig herausgezogen und durch eine plan-hyperbolische Sammel Line aus Isolierstoff (Trolitul, Calit) ersetzt. Der Detektor-Kreis ist abstimbar. Die Konstruktion ist nicht ganz abgeschlossen.
- 5) Quadratischer Querschnitt fuer das Einsatzrohr, aus vier versilberten hochpolierten Platten, durch Ringe zusammengehalten, zusammengesetzt.
- 6) Antriebsspindel hinter dem Stab (nicht, wie auf der Abb. 13 innerhalb des Stabes).
- 7) Nur ein Messbereich. Der Einsatz ist bei diesen Einknoten-Praezisions-Wellenmessern nicht fuer eine Anwendung gemass 8a vorgesehen, obwohl mit geringer Genauigkeit dafuer benutzbar.
- 8) Infolge zu grossen Wertes von Z_a eine Luecke im Messbereich von etwa 31-35 cm Wellenlaenge.
- 9) Ein zweiter Messbereich bei 28-40 cm Wellenlaenge, ein dritter bei 87-120 cm Wellenlaenge. Eindeutige Unterscheidung durch das Einsatzrohr gemass 8 b!

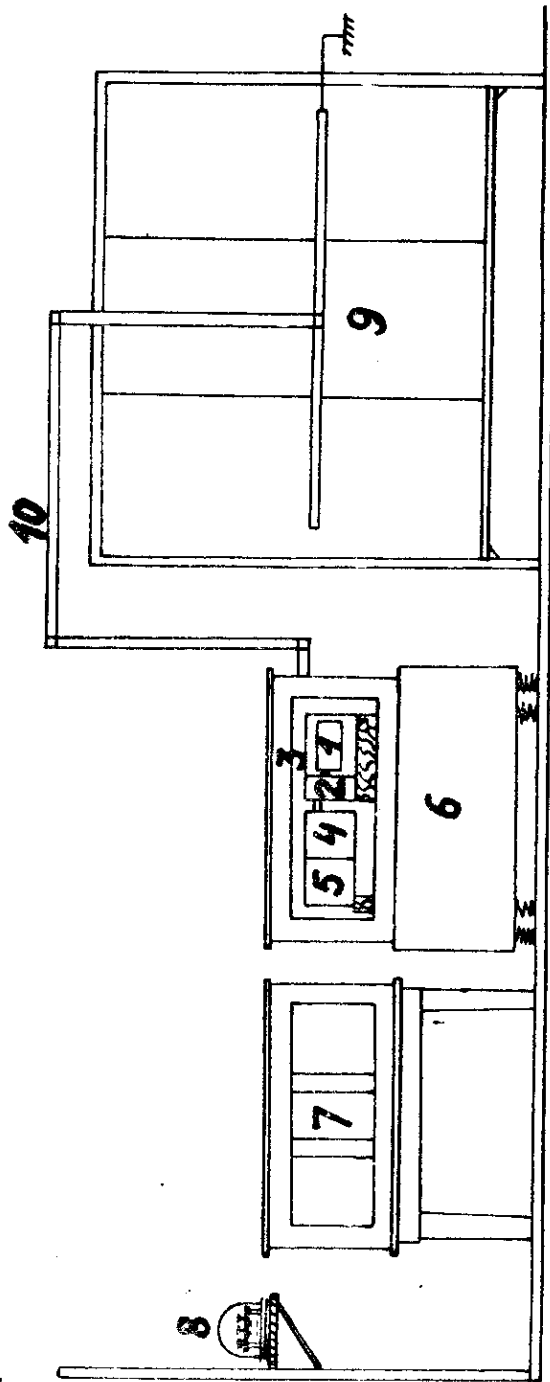


Abb. 1

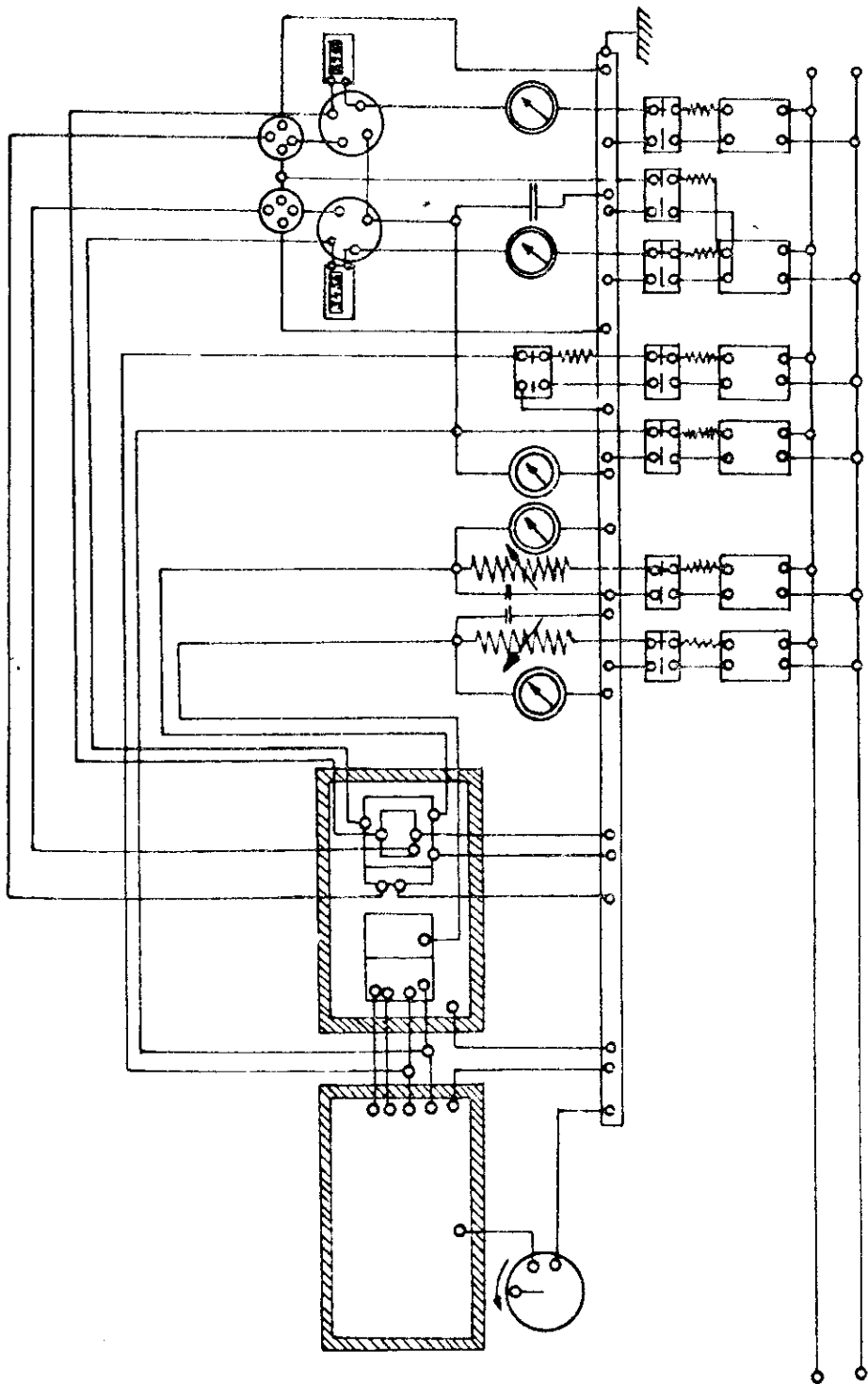


Abb. 2

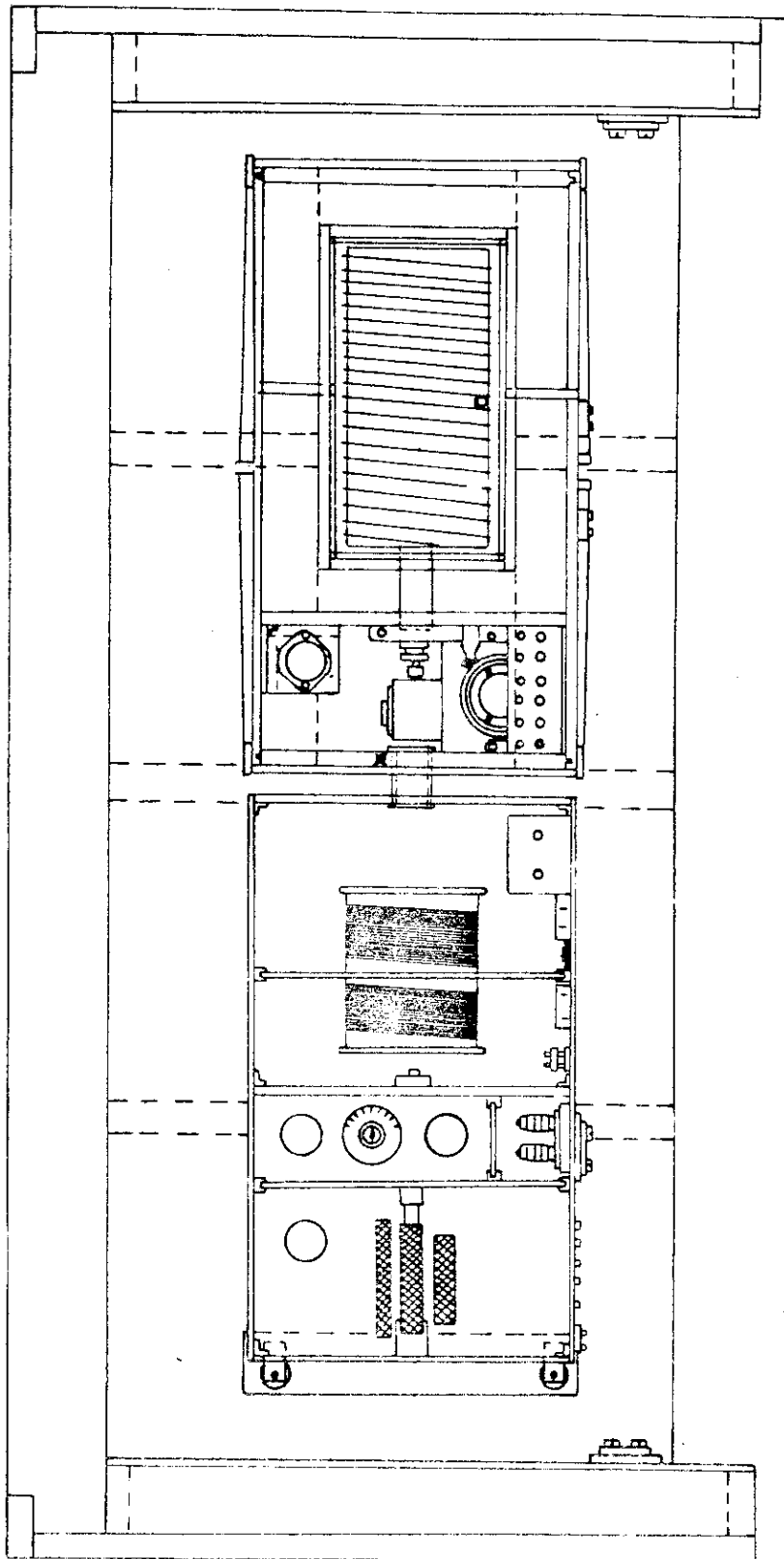


Abb.3

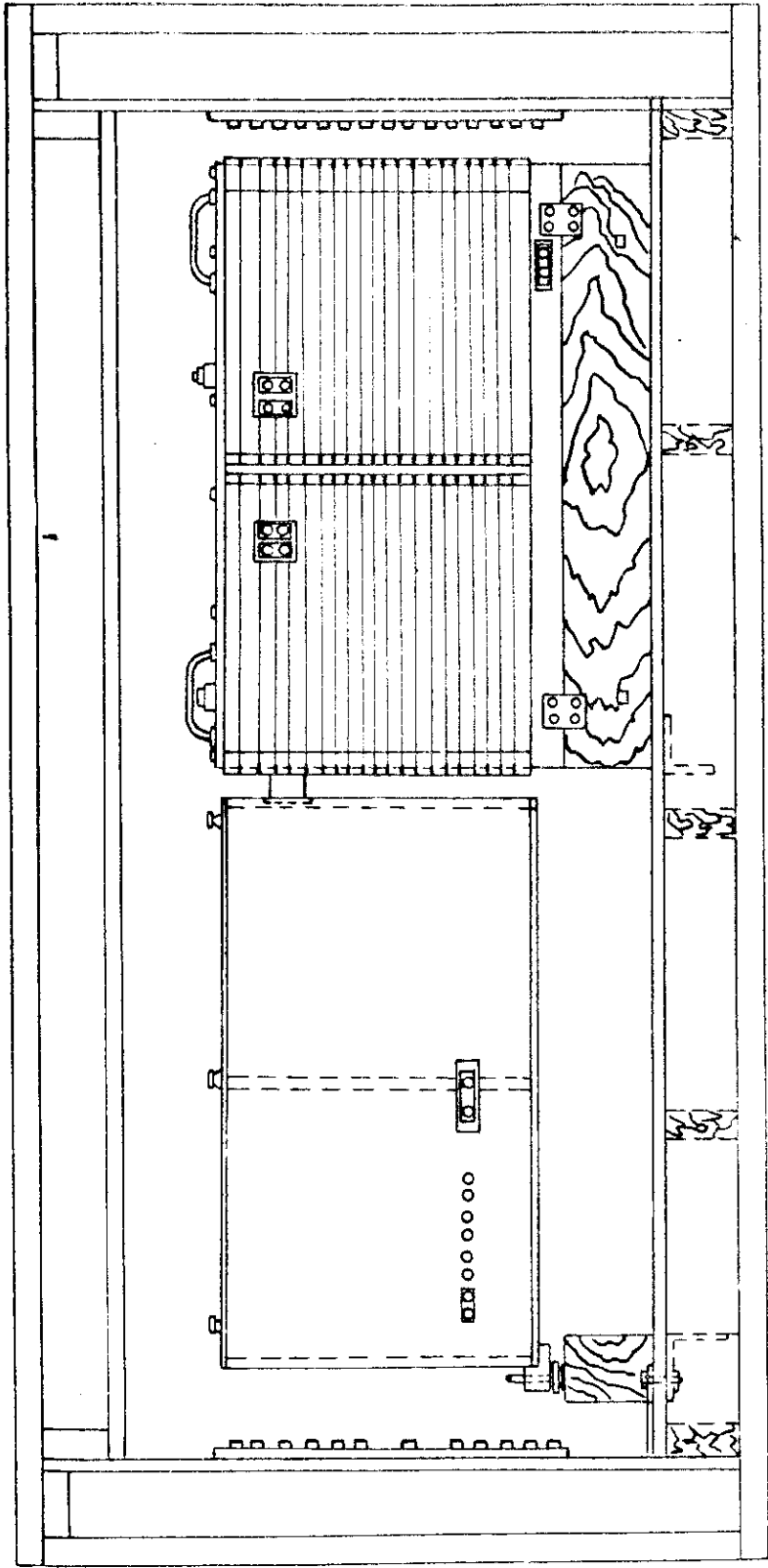


Abb. 4

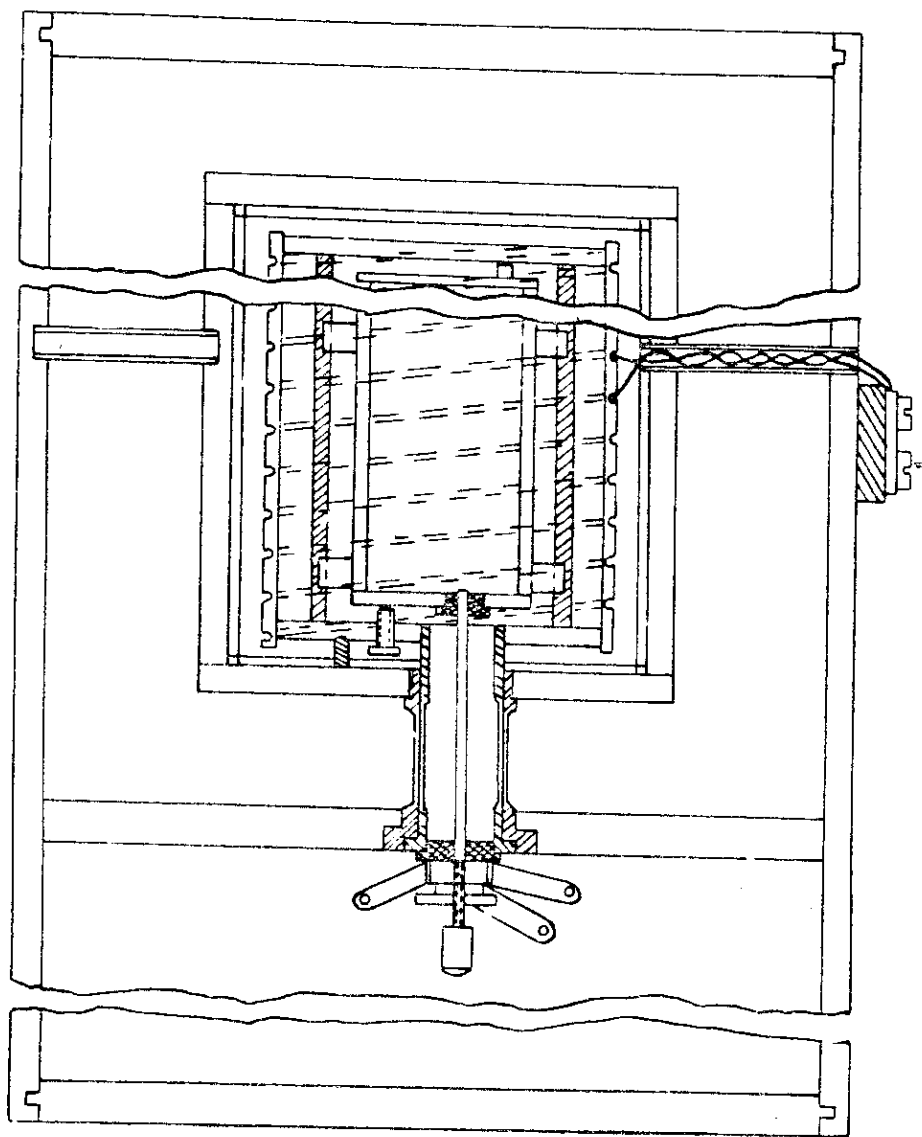


Abb. 5

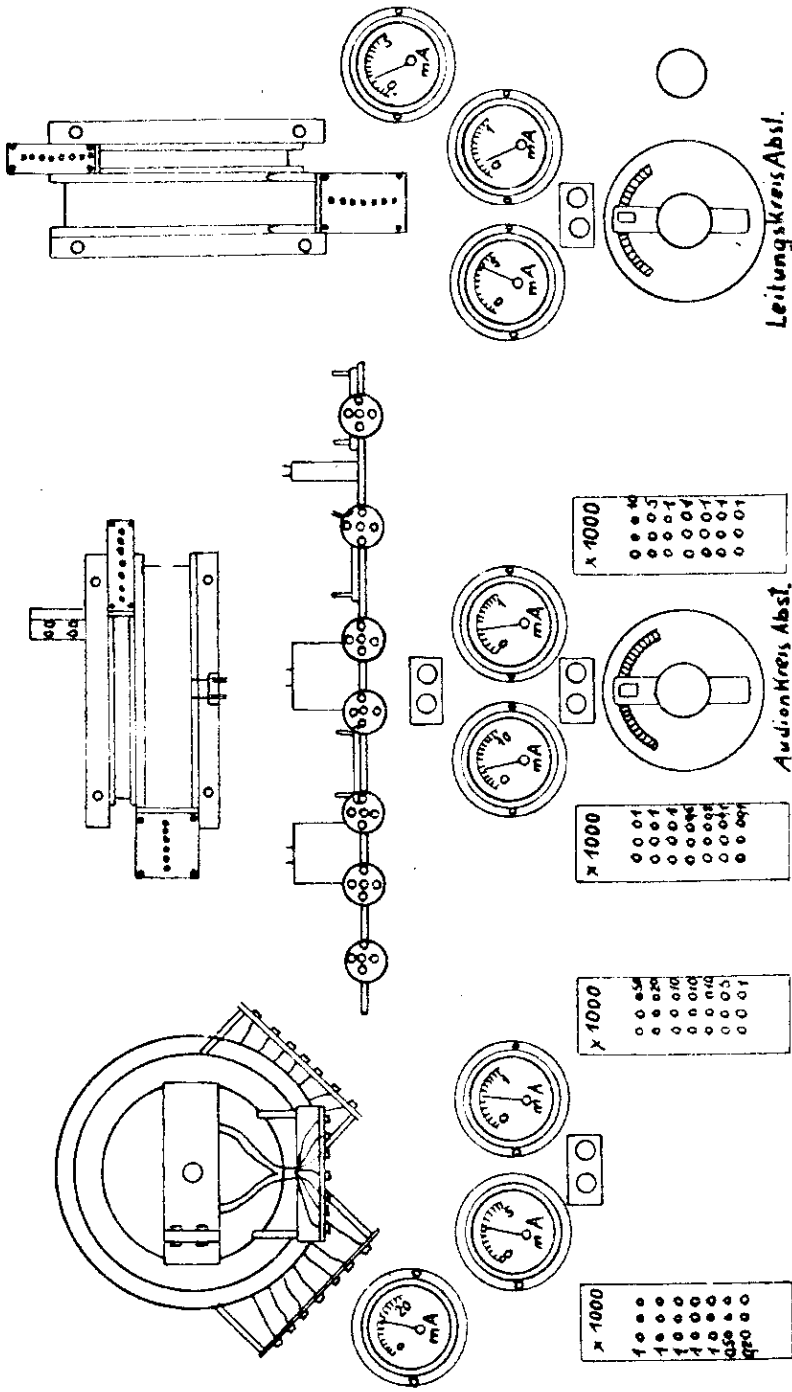


Abb.6

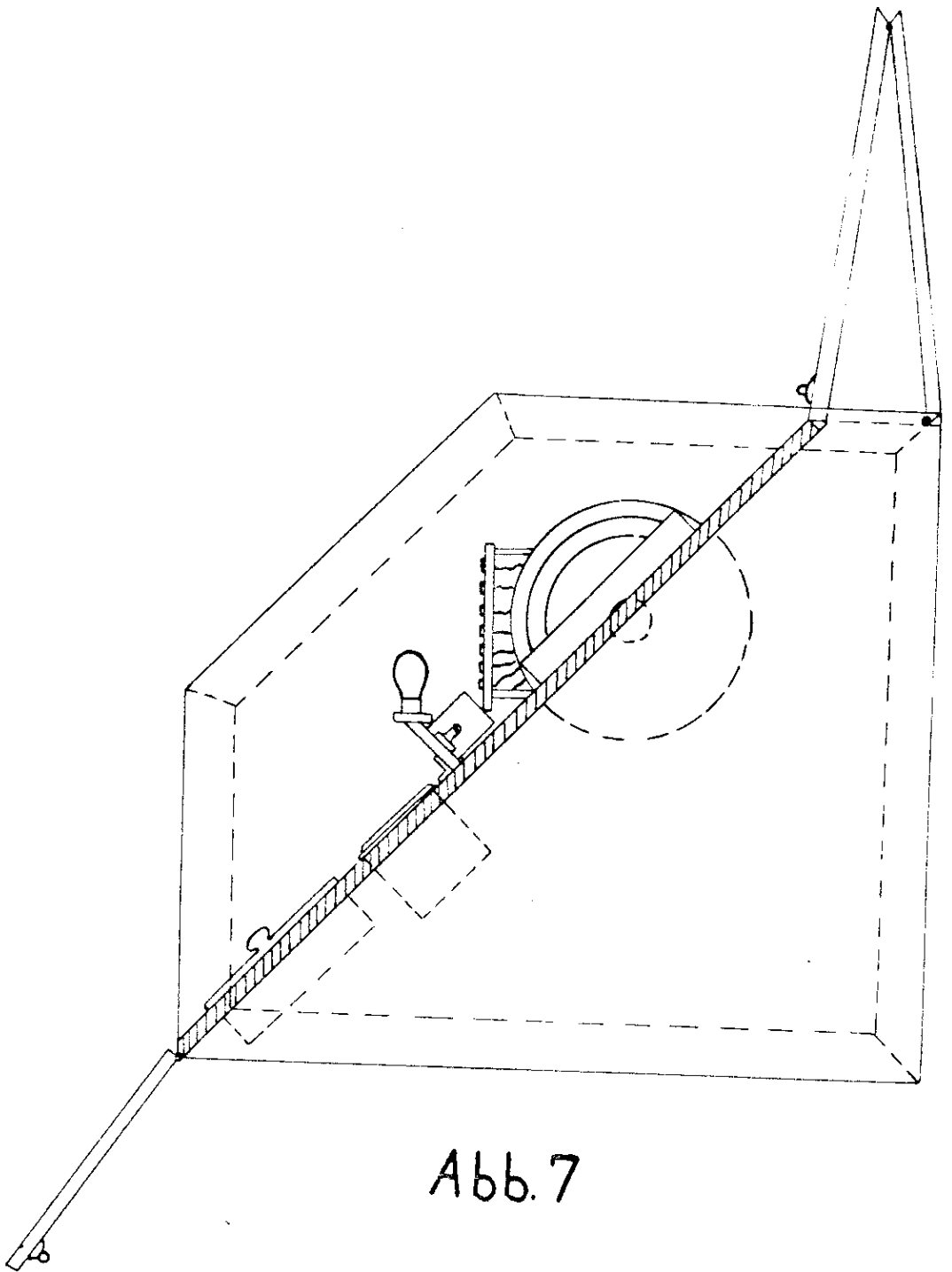


Abb. 7

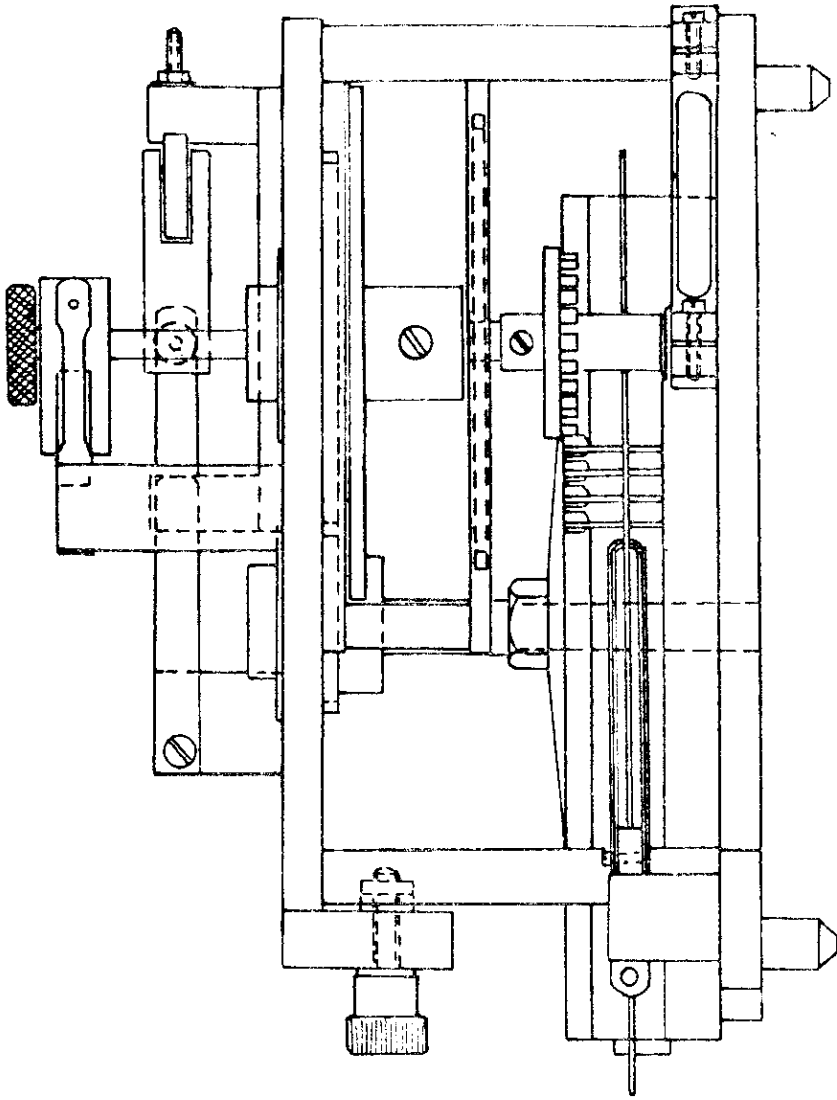


Abb.8

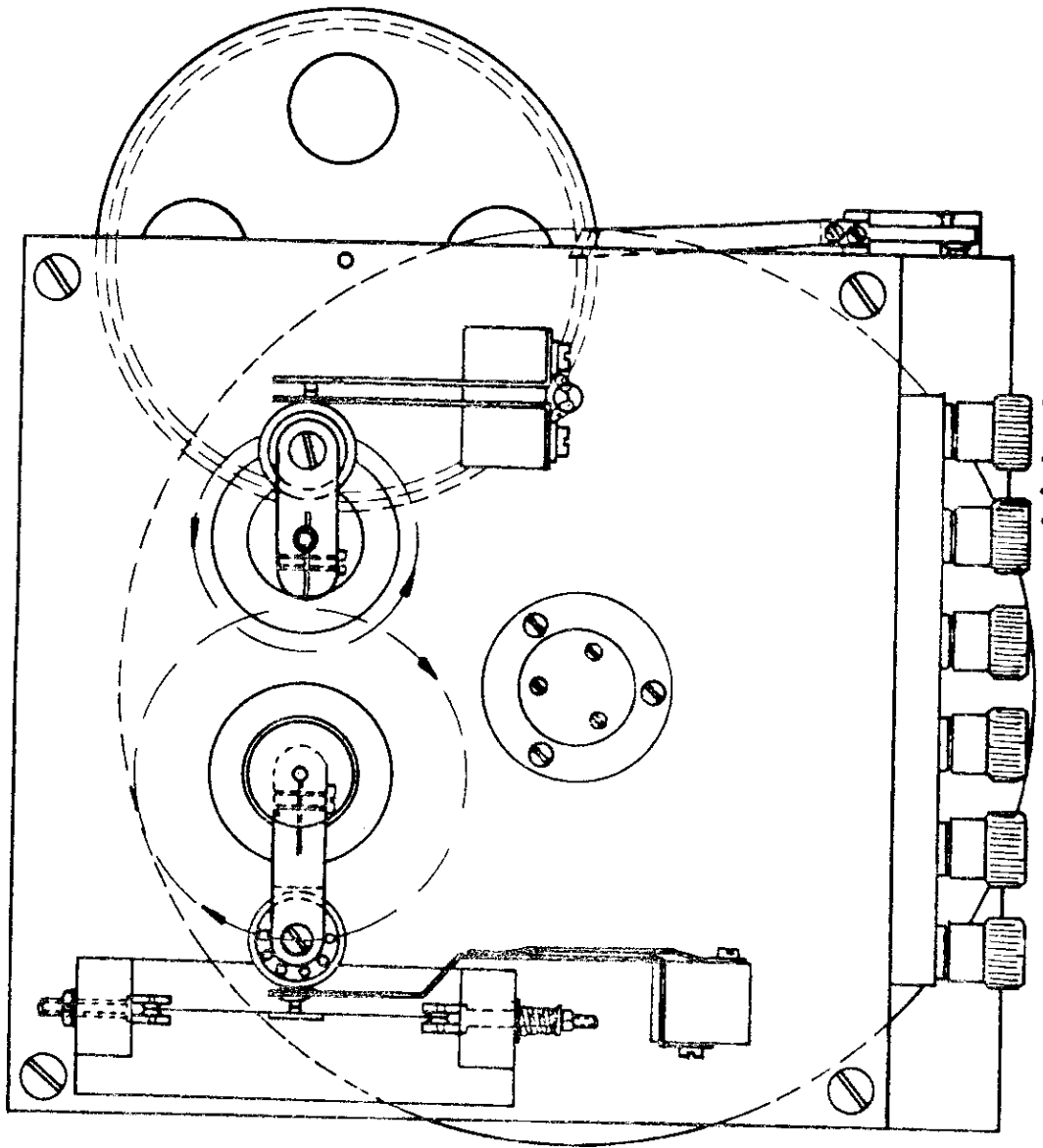


Abb. 9

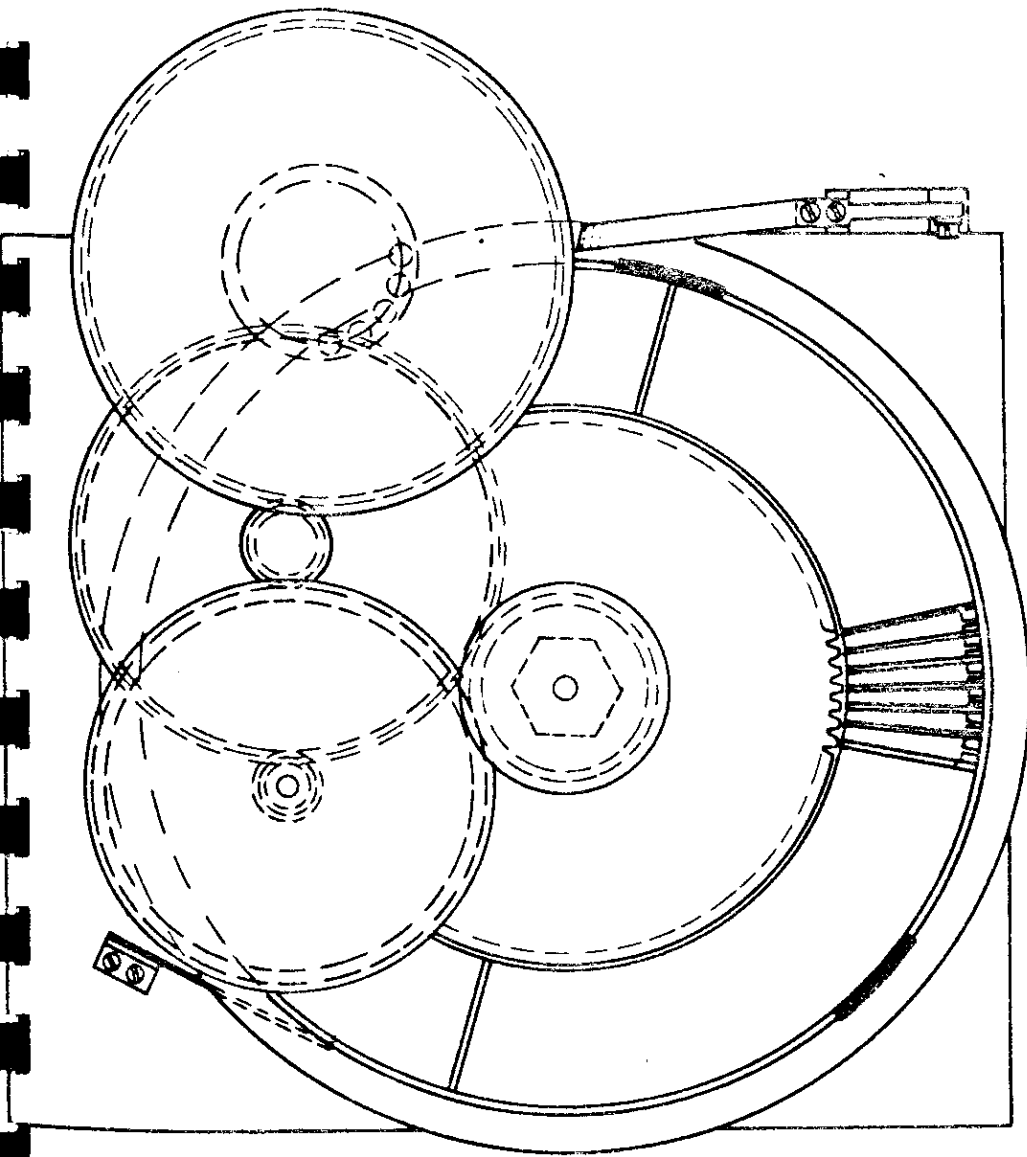


Abb. 10

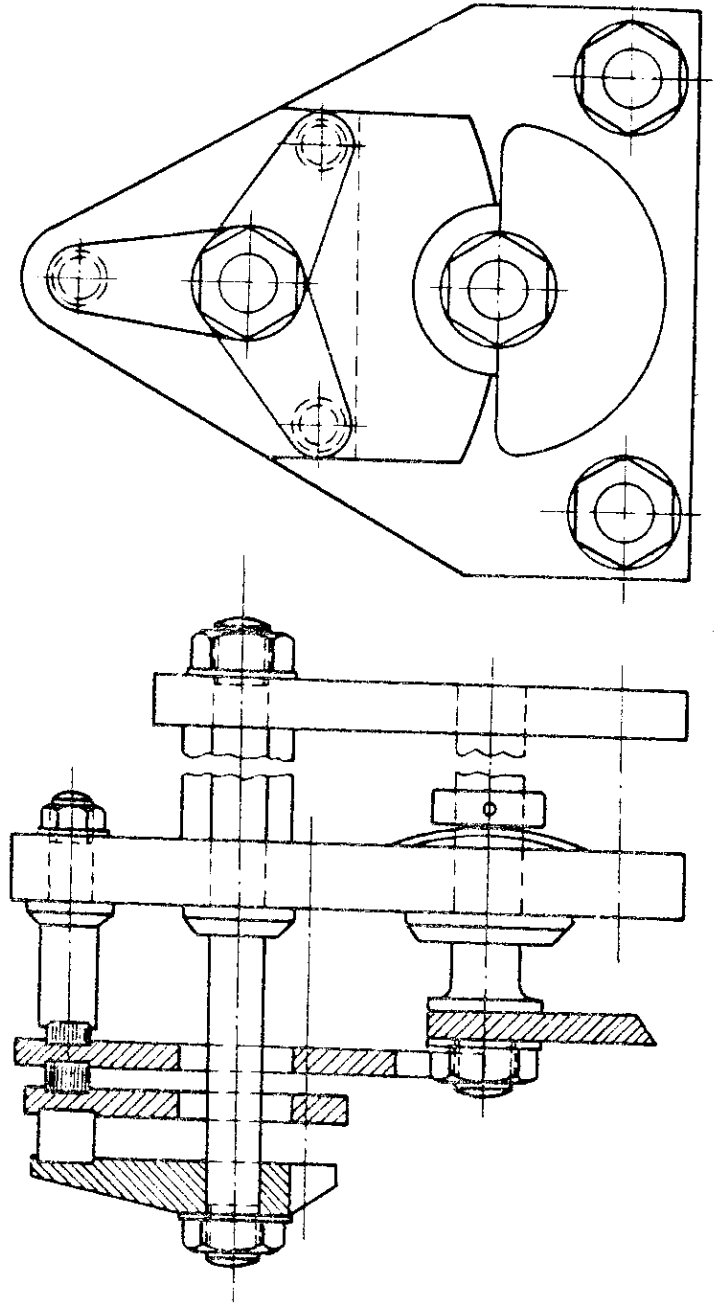


Abb. 11

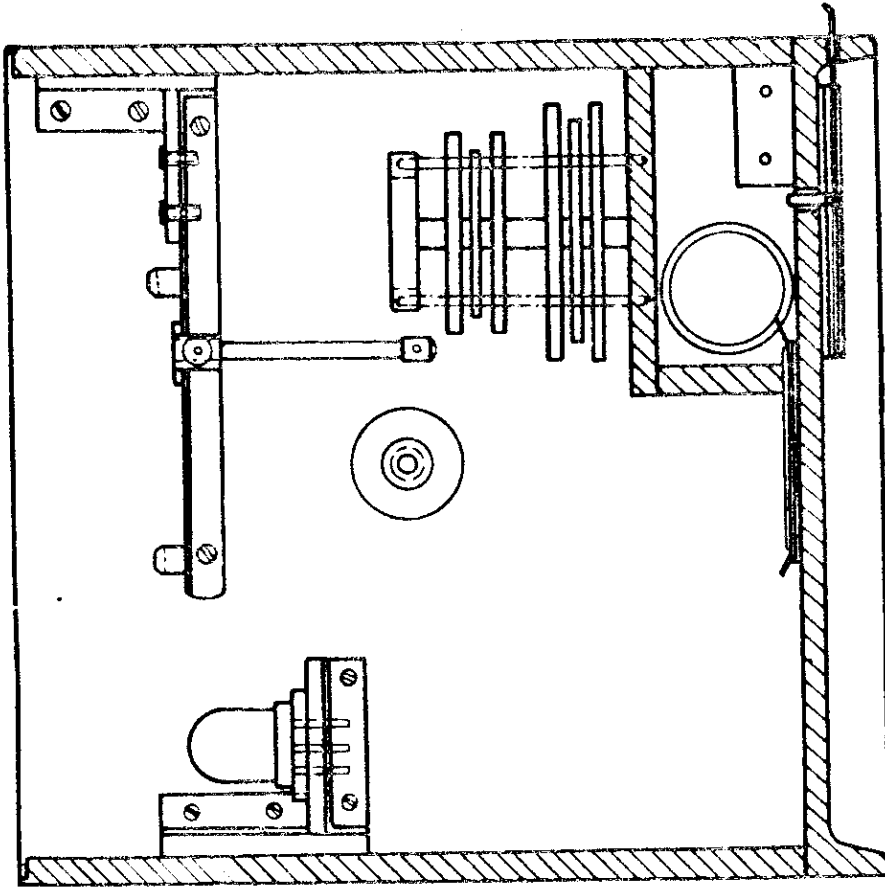


Abb. 11a

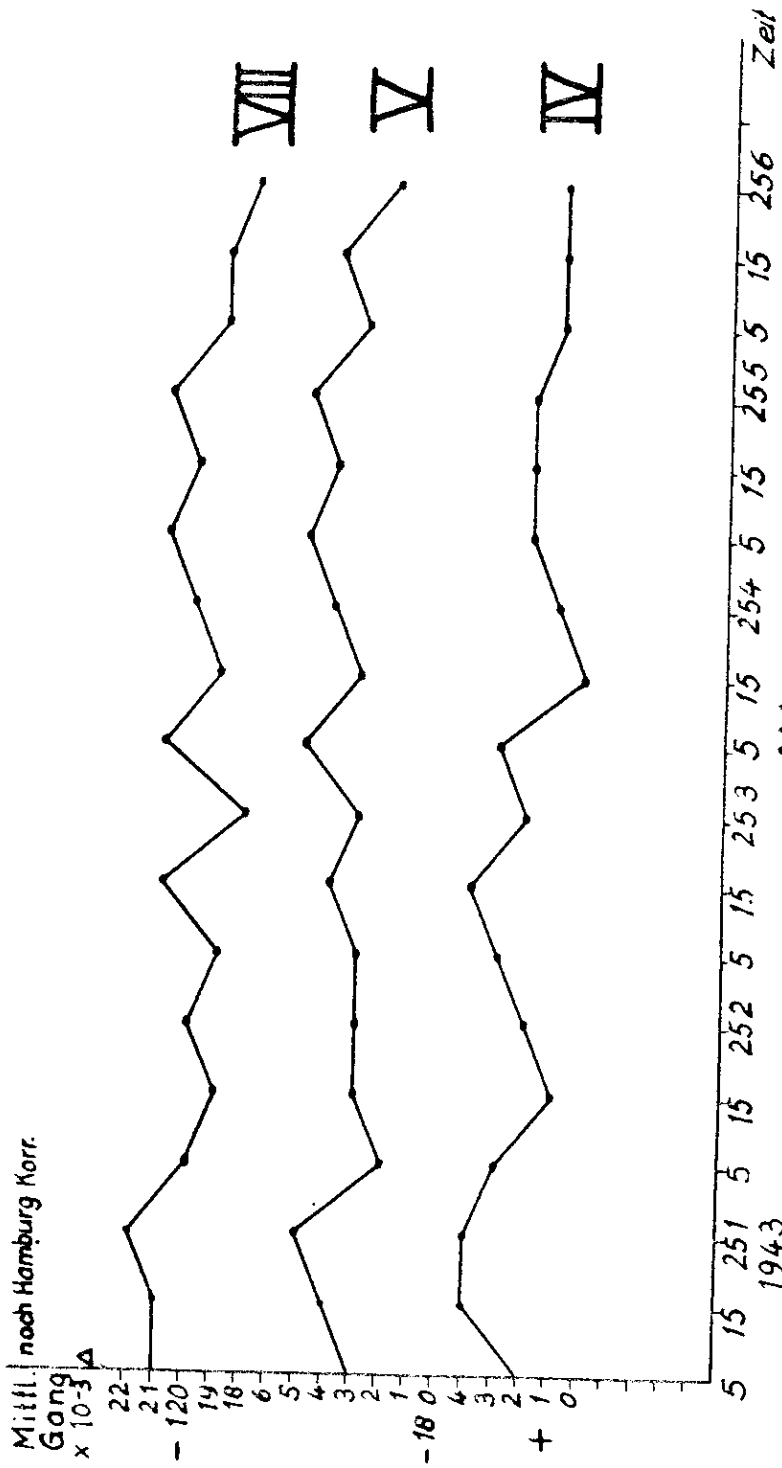


Abb. 12

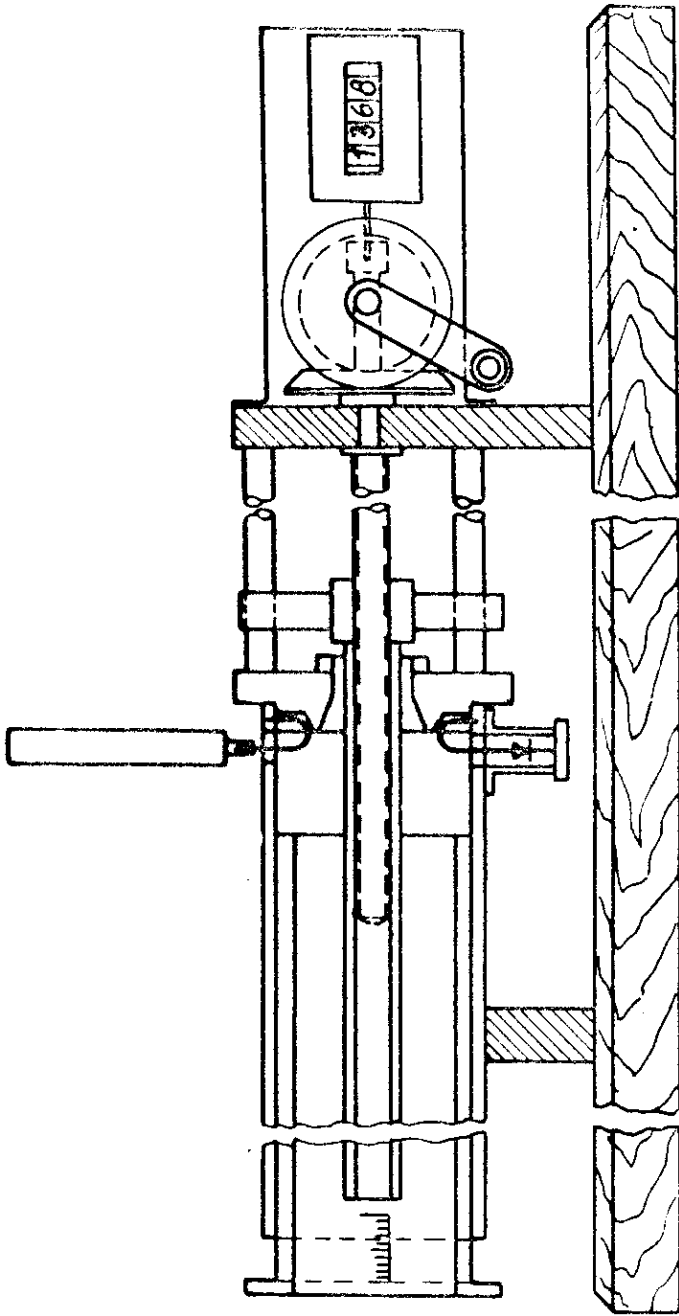


Abb. 13

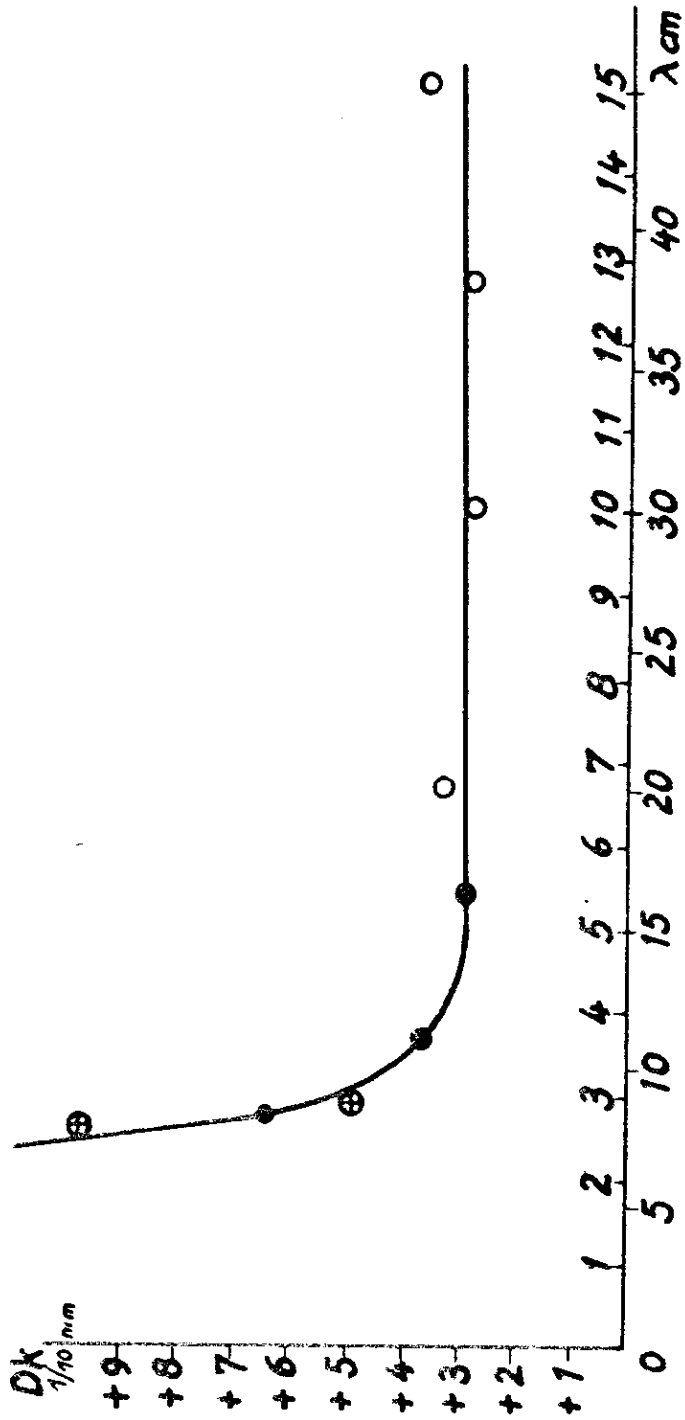


Abb. 14

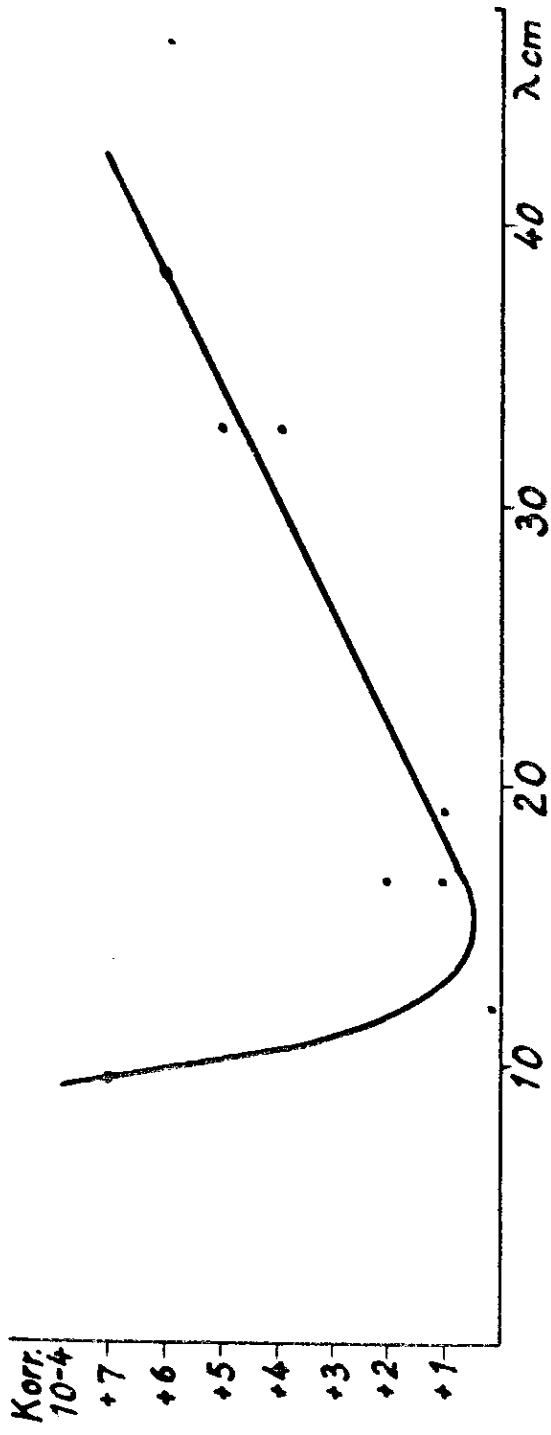


Abb.15

Messung der Empfindlichkeit
=====
von Detektoren im Gebiet der
=====
Zentimeterwellen.
=====

Von Dr.- Ing. Helmut Hoyer.

Zielsetzung: Feststellung einer zuverlaessigen Bewertungsgrösse fuer Detektoren im Zentimetergebiet. Absolutangabe angestrebt, d.h. Zuordnung einer optimal erzielbaren, ihrem Betrag nach bekannten Ausgangsleistung zu einer dazu mindestens erforderlichen Hochfrequenzeingangsleistung. Die Bewertung kann in der Angabe der Empfindlichkeitskonstanten α fuer die betr. Hochfrequenz bestehen.

1.) Gruende fuer die Zielsetzung: Aufstellung von Zahlwerten fuer die verschiedenen, industriell hergestellten Typen von Detektoren, die ihren Wert fuer Empfangszwecke im Zentimetergebiet zutreffend kennzeichnen. Erfahrungsgemaess kann aus Messungen mit Gleichstrom oder niedrigeren Frequenzen kein Urteil ueber die Brauchbarkeit im Gebiet der Zentimeterwellen hergeleitet werden. Vermutliche Ursache: Es gelingt nicht, die gesamte verfügbare Hochfrequenzleistung an der Gleichrichterstrecke zur Wirksamkeit zu bringen. Die Gruende dafuer liegen z.T. in den unvermeidlichen Gegebenheiten des Detektoraufbaus (Ersatzschema fuer die Impedanz, mit Bahnwiderstand, Streukapazitaeten, Induktivitaet, Verlusten im keramischen Traegerkoerper), teils in der Energiezuleitung zum Detektor.

Das Verfahren, die Detektoren bei der kuerzesten Wellenlaenge im Zentimeterbereich einzustellen, die noch empfangen werden soll, ist daher ueblich geworden. Die Detektoren sind dann auch bei laengeren Zentimeterwellen als der Einstellwelle keinesfalls Versager. Vergleiche der Empfindlichkeit von Detektoren in einfachen Empfangsapparaturen, die an verschiedenen Stellen ausgefuehrt wurden, ergaben zunaechst kein einheitliches Bild, sondern nur eine rohe Uebereinstimmung der Rangordnung. Spezielle Eigenschaften der Messapparaturen hinsichtlich hoch- und niederfrequenter Anpassung koennen solche Effekte leicht hervorrufen. Zudem konnten nur Vergleichsziffern gegeben, die absoluten Leistungswerte nur geschaezt werden.

Von besonderem Interesse ist das Verhalten der Detektoren an der unteren Grenze der Empfangsmoeglichkeit, also bei sehr schwachen Signalen.

Fuer die aufzustellende Messapparatur war daher zu fordern:

- a) Erzeugung einer bekannten, in weiten Grenzen regelbaren Hochfrequenzleistung am Detektor.
- b) Messung der gleichgerichteten Energie unter Beruecksichtigung der praktisch bestehenden Empfangsverhaeltnisse, d.h. abwaerts bis zur Grenze Signal - Rauschen.
- c) Fuer den Entwurf ist ferner der Gesichtspunkt in Ruecksicht zu ziehen, dass das Messverfahren nicht allzu kompliziert werden soll, damit die Untersuchung einer nicht zu kleinen Zahl von Detektoren in ertraeglicher Zeit moeglich wird.

2.) Die prinzipielle Messanordnung zur Loesung der gestellten Aufgabe ist in Skizze I wiedergegeben. Dem Entwurf und Aufbau dieser Apparatur lag eine Reihe von Erfahrungen an einfacheren Apparaturen fuer den gleichen Messzweck zugrunde.

Von der Hochfrequenzenergie, die ein sehr konstanter Zentimeterwellensender abstrahlt, wird ein kleiner Teil abgezweigt und auf ein Schwaechungsglied gegeben, das die Angabe des Schwaechungsgrades zulaesst und eine Herabregelung der Hochfrequenzenergie bis auf etwa 10^{-10} W gestattet. Diese Energie wird dem Detektor zugefuehrt. Der Detektor ist in ein konzentrisches Leitungssystem derart eingebaut, dass seine Impedanz an den Wellenwiderstand der vom Schwaechungsglied kommenden Uebertragungsleitung angepasst werden kann. Die vom Detektor abgegebene Gleichstrom- bzw. Niederfrequenzenergie wird durch Messung der Stromstaerke in einem Galvanometer von geringem Innenwiderstand bestimmt, wobei der Detektor mit einem Aussenwiderstand R_a belastet ist, der seinem Arbeitswiderstand am Nullpunkt, R_0 , gleich gemacht wird.

Dieser Widerstand R_a ist gleichzeitig Eingangswiderstand eines rauscharmen Tonfrequenzverstaerkers mit regelbarem Verstaerkungsgrad von 10^3 bis 10^6 aufwaerts, an dessen Ausgang ein Ausgangsspannungsmesser und ein Oszillograph liegen. Er ist fuer die Messungen bei kleinen Leistungen erforderlich.

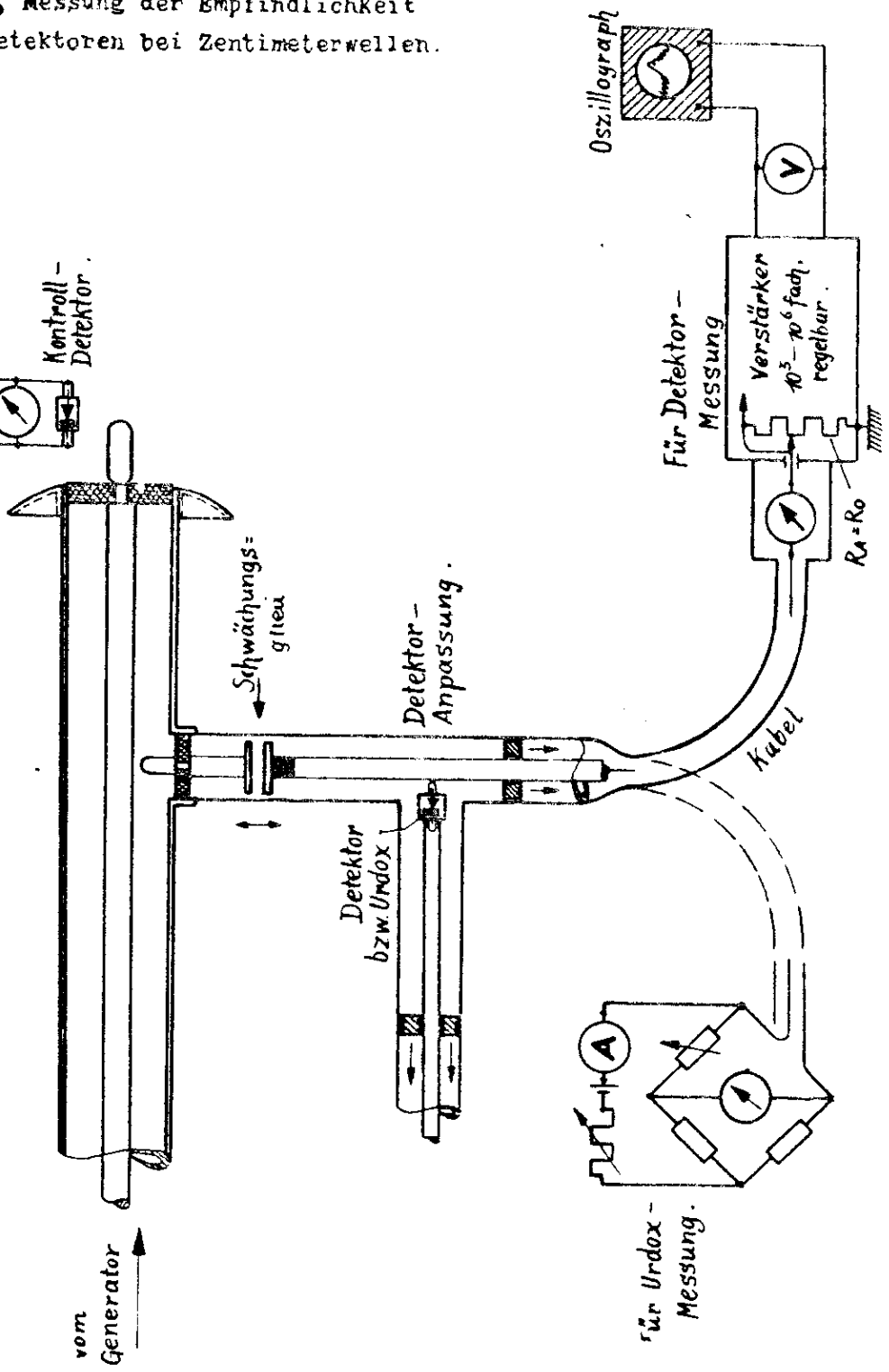
Fuer den Betrieb dieses Tonfrequenzverstaerkers ist eine tonfrequente Modulation des Zentimeterwellensenders Voraussetzung. Diese war zwanglos durch die Betriebsverhaeltnisse des Zentimeterwellensenders gegeben. Dieser liess sich am besten dadurch auf die geforderte hohe Konstanz bringen, dass er nicht mit einer Anodengleichspannung, sondern mit den positiven Halbwellen des Netzwechselstromes (50 Hz) als Anodenspannung betrieben wurde. Der Zentimeterwellensender sendete also nahezu sinusfoermige Impulse von etwa einem Viertel bis einem Drittel der Netzperiodendauer aus; waehrend des restlichen Teiles der Periodendauer wurde keine Hochfrequenz abgestrahlt.

Fuer den Sender stand ein Vielschlitz-Magnetronrohr von 4,3 cm Wellenlaenge zur Verfuegung, das im Felde eines Permanentmagneten betrieben wurde. Ueber die Abkoppelplatten wurde die Schwingungsenergie auf eine konzentrische Leitung uebertragen, an deren Ende sie von einer Antenne abgestrahlt wurde. Im Felde dieser Antenne befand sich ein Kontrolldetektor, der auf ein Galvanometer und einen Oszillographen arbeitete. Auf diese Art wurde der Sender auf Konstanz der Energie und der Impulskurvenform ueberprueft.

Eine Zusatzapparatur in Gestalt eines Urdox-Leistungsmessers, der anstelle der Antenne zur Aufzehrung der Senderenergie Verwendung finden sollte, ist fertiggestellt und steht zur Erpro-

Hoyer, Messung der Empfindlichkeit von Detektoren bei Zentimeterwellen.

Abbildung: 1. Meßanordnung.



bung in Verbindung mit der hier beschriebenen Apparatur bereit. Jedenfalls wird aus Konstanzgrunden Wert darauf gelegt, dass in der konzentrischen Leitung keine ausgepraegte Maxima und Minima ausgebildet werden, sondern moeglichst stroemende Energie vorhanden ist.

3.) Aus dieser konzentrischen Leitung wird ein kleiner Teil der verfügbaren Energie mittels einer Sonde ausgekoppelt und dem Schwaechungsglied zugeleitet. Dieses besteht aus einem Stueck Hohlrohr, das in eine konzentrische Leitung eingeschaltet ist. Der Durchmesser des Hohlrohrs liegt so niedrig, dass die Betriebswelle nicht als Hohlrohrwelle durchgeht, sondern stark gedaempft wird. Die Daempfung nimmt exponentiell mit der Laenge der Hohlrohrstrecke zu. Bei dem vorhandenen Modell und der Wellenlaenge 4,8 cm ergab sich eine Herabsetzung der Leistung um den Faktor 10 (ziemlich genau) auf 2 mm Hub. Von den vorgesehenen 40 mm Hub konnten etwa 16 mm praktisch ausgenutzt werden (Stellung 4 - 20), was einer Energieherabsetzung auf den 10⁸ ten Teil entspricht.

Im Eingangsteil des Schwaechungsgliedes (Abbildung 2) endet der Innenleiter in einer Messingplatte, die den Innenraum bis auf einen schmalen Ringspalt von etwa 1,0 mm abschliesst. Die Entsprechende Schlussplatte im Ausgangsteil ist so dick, dass der kapazitive Widerstand gegen den Aussenleiter klein ist gegenueber dem Wellenwiderstand des konzentrischen Leiters von 70 Ohm. Unmittelbar hinter dieser Platte ist in den weiterlaufenden Innenleiter ein Ohmscher Schichtwiderstand von 70 Ohm eingefuegt. Dadurch wirkt die in den nun folgenden Detektoranpassungsteil eintretende Energie so, als ob sie aus einem Generator vom Innenwiderstand 70 Ohm herruehrte.

4.) Die Apparatur zur Anpassung des Detektorwiderstandes an den Wellenwiderstand der Uebertragungsleitung ist mit dem Schwaechungsglied fest verbunden. Urspruenglich war anstelle dieser Anordnung ein konzentrischer Leiter mit verstellbarer Endplatte verwendet worden, in den der Detektor von der Seite her durch einen Ansatzstutzen eingefuehrt wurde. Da es sich fuer Anpassungszwecke im Zentimetergebiet als unerlaesslich erwies, auch die Endplatte dieses Stutzens verstellbar auszufuehren, entstand die Konstruktion nach Abbildung 3, die ausserdem noch die leichte Auswechselbarkeit der Detektoren beruecksichtigt. Beide Endplatten muessen frei verstellbar sein.

In den Faellen, in denen die Betaetigung dieser beiden Einstellvorrichtungen zur Erzielung der bestmoeglichen Anpassung nicht genuegt, werden auf die Seite des Detektors, die dem Innenleiter der durchgehenden Leitung zugewandt ist, Verlaengerungstueckchen von 3 oder 6 mm Laenge aufgesetzt. Ausserdem kann durch umgekehrtes Einsetzen des Detektors eine Veraenderung der Anpassungsverhaeltnisse erreicht werden.

Hoyer, Messung der Empfindlichkeit
von Detektoren bei Zentimeterwellen.

Abbildung: 2 Schwächungsglied.

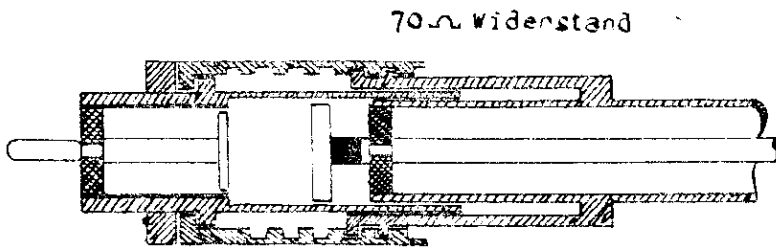
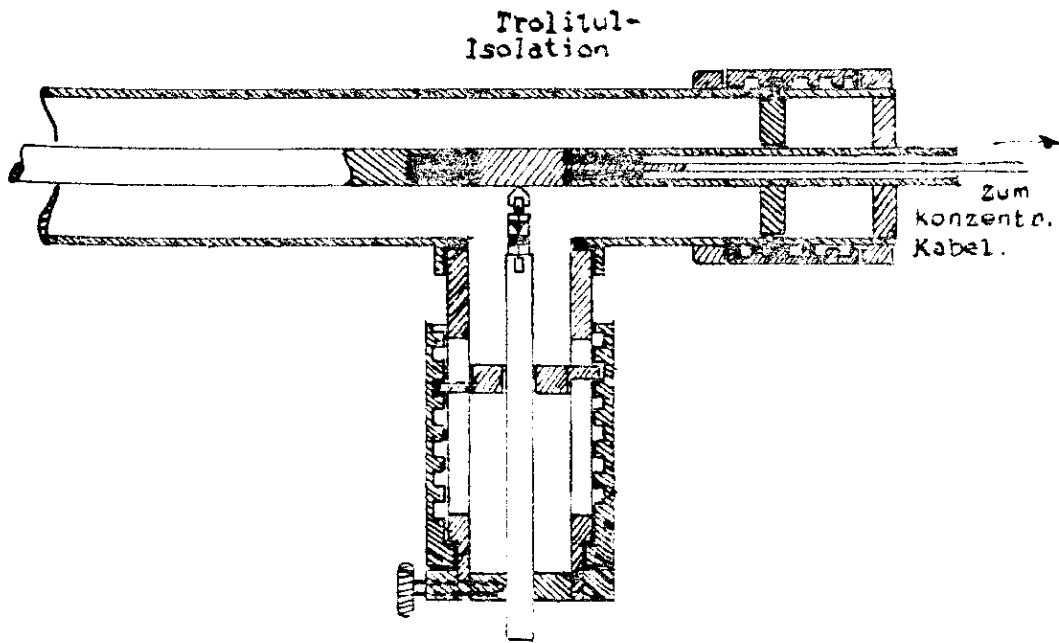


Abbildung: 3 Anpassungsglied



Beim Durchprobieren aller dieser moeglichen Einsetzarten erlauben die beiden andern, mit Feinstellung versehenen Freiheitsgrade in den meisten Faellen die Einstellung eines bestimmten Maximums an abgegebener Leistung, waehrend zumeist nur in einem Einzelfall dies Maximum nicht zu erreichen ist. Dieser wird dann zur Messung nicht verwendet.

5.) Fuer die Ausgangsschaltung waren folgende Gesichtspunkte massgebend: Das kleinste, zum Empfang geeignete Signal muss wenigstens so gross sein, dass es sich ueber die vom Nullpunktswiderstand des Detektors erzeugte thermische Rauschspannung erhebt. (Signal - Rauschen) Die Rauschspannung ist beim Detektor von der Groessenordnung 10^{-6} V, wenn ein Verstaerker mit einem Uebertragungsbereich von etwa 15 kHz benutzt wird. Ein weiterer Beitrag der folgenden Verstaerkerbauteile zur Rauschspannung ist prinzipiell nicht zu vermeiden, aber so niedrig zu halten, dass in jedem Falle ein Signal, das der Amplitude nach gleich dem vom Detektor herruehrenden Rauschspannungspegel ist, noch gemessen werden kann. Der Verstaerker konnte auf Verstaerkergrade von 10^3 bis 10^6 wahlweise eingestellt werden. An seinem Ausgange lagen ein Spannungsmesser (Kupfer- Kupferoxydulgleichrichtertyp 10 000 Ohm mit Bereichen 6, 15, 60, 150 V) und ein Oszillograph. Um zu eindeutigen und von den Eigenarten des Empfaengereingangs unabhangigen Messergebnissen zu gelangen, wurde als Verstaerkereingangswiderstand ein logarithmisch veraenderlicher, geeichter Widerstand von 100 000 Ohm gewaehlt, der auf den Arbeitswiderstand des Detektors mittels Kurzschluss- Leerlaufversuchs eingestellt wurde. Zur Durchfuehrung des Kurzschlussversuchs war in den Eingangstromkreis zusaetzlich ein niederohmiges Lichtmarkengalvanometer von $5 \cdot 10^{-8}$ A/ Teilstrich eingeschaltet, das bis zu abgegebenen Gleichstromleistungen von etwa 10^{-10} W abwaerts in Anwendung gebracht wurde.

6.) Das abgeschirmte Kabel, das vom Detektor zum Verstaerkereingang fuehrte, konnte wahlweise auch auf eine Wheatstonesche Bruecke geschaltet werden zwecks Eichung des Schwaechungsgliedes mittels eines Urdoxwiderstandes (Ueber Leistungsmessung mit Urdoxwiderstaenden besonderer Bericht.)

7.) Messverfahren. Erste Voraussetzung ist, den Sender nach Amplitude und Kurvenform der gesendeten 50 -Hz - Halbwellen konstant zu halten. Die vom Kontrolldetektor angezeigte Amplitude darf sich hoechstens um 1% aendern. Das Schwaechungsglied wird so lose angekoppelt, dass seine Einstellung keine Rueckwirkung auf die Kontrollorgane des Senders ausuebt. Danach wird das Schwaechungsglied mit Hilfe eines Urdoxwiderstandes geeicht. Ein Urdoxwiderstand wird anstelle des Detektors eingesetzt und seine Energieaufnahme mittels der Anpassungsorgane auf ein Maximum gebracht. Es gelingt beim Einsetzen mit verschiedenen Zwischenstuecken, in

der Mehrzahl der Faelle das gleiche Maximum zu erreichen, sodass
ber den erreichbaren Hoechstwert kein Zweifel besteht. Der Wider-
stand des Urdoxkoerpers, von der Groessenordnung 1500 Ohm, erlitt
bei einer Aenderung der Belastung um 50 Mikrowatt eine Aenderung
etwa 1 Ohm. Durch Brueckenmessung wurde bei einer Reihe von
Anstellungen des Schwaechungsgliedes die Energieaufnahme von et-
wa 2500 Mikrowatt bis 10 Mikrowatt gemessen. Die erhaltenen Werte
liegen bei logarithmischer Auftragung sehr genau auf einer Ge-
den, so dass die Extrapolation nach kleineren Werten erlaubt
er scheint. Diese Vermutung wird noch gestuetzt durch das Verhal-
ten der Detektoren bei kleinen Energien.

ch erfolgter Eichung wird auf die Galvanometer- und Verstaer-
kerapparatur umgeschaltet, ein Detektor eingesetzt und auf
grosse Energieaufnahme angepasst (Anzeige durch Galvanometer bzw.
Ausgangsspannungsmesser des Verstaerkers). Sodann wird der Ein-
gangswiderstand des Verstaerkers auf $R_a - R_0$ eingestellt. R_0 ist
der Arbeitswiderstand des Detektors am Nullpunkt, er ergibt
sich aus der Steigung der Nullpunktstangente der Gleichstrom-
charakteristik und wird durch das vorliegende Messverfahren
ebenso gross gemessen. Es ergibt sich $R_a - R_0$ durch Kurzschlussver-
fahren (die kurzgeschlossenen Detektor erhaltene Stromanzeige
wird durch Einregeln des Logarithmischen Widerstandes auf den halben
Wert gebracht) und durch Leerlaufversuch (die bei nahezu leer-
laufendem Detektor am Verstaerker Ausgang erhaltene Spannungsan-
zeige wird durch Widerstandsregelung auf den halben Wert ge-
bracht.)

Das Messergebnis kann nunmehr einer bekannten zugefuerten Hoch-
frequenzleistung zugeordnet werden: Gleichstrom, Spannung, Lei-
stung beim Arbeiten auf den Widerstand $R_a - R_0$, sowie
Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung.

Die 50 - Hz - Wechselspannung, die am Verstaerker Ausgang gemessen
wird, laesst sich mit Hilfe des bekannten Verstaerkergrades
am Verstaerker Eingang umrechnen. Sie steht zu der dort gemess-
enen Gleichspannung in einem bestimmten konstanten Verhaeltnis.

Die Messung wird darauf mit vermindeter Hochfrequenzleistung wieder-
holt. Wenn die Anzeige des Galvanometers nicht mehr ausreicht,
wird allein die Anzeige des Endspannungsmessers am Verstaerker fuer
das Messergebnis herangezogen. Der $R_a - R_0$ - Bestimmung liegt dann nur
der Leerlaufversuch zugrunde. Ueber den Verstaerkerfaktor des
Verstaerkers und das erwahnte bekannte Verhaeltnis Wechselspannung/
Gleichspannung wird die Umrechnung der Anzeige des Endspannungs-
messers auf Gleichspannung am Eingangswiderstand R_a moeglich, woraus
die uebrigen Groessen errechnen lassen.

Bei etwa 10^{-9} bis 10^{-10} W ausgeführter Hochfrequenzleistung sinkt die abgegebene Gleichstromleistung etwa auf die Grossenordnung 10^{-16} W und erhebt sich nur noch wenig ueber den durch den Detektor und die erste Verstaerkerstufe hervorgerufenen Rauschpegel. Durch eine Korrekturrechnung wird alsdann der vom Signal herruhrende Anteil der Spannungsanzeige von der durch Rauschen hervorgerufenen Spannungsanzeige getrennt. Der Oszillograph am Verstaerker Ausgang erlaubt es, diesen Vorgang des Verschwindens des Signals im Rauschpegel bei abnehmender Hochfrequenzleistung, visuell zu verfolgen und stoerende Einfluesse, wie z.B. eingestreute Fremdspannungen, schnell sichtbar zu machen, wodurch etwaige Fehlerquellen ausgeschlossen werden koennen.

8.) Auswertung. Traegt man als Messergebnis die empfangene Gleichstromleistung N - W ueber der zugefuehrten Hochfrequenzleistung N_{HFF} W auf, was zweckmaessig auf doppeltlogarithmisch geteiltem Papier geschieht, so findet man etwa fuer den Bereich 10^{-4} bis 10^{-3} Watt zugefuehrter Leistung eine Gerade, aus deren Steigung sich ablesen laesst, dass die quadratische Abhaengigkeit der Gleichstromleistung von der Hochfrequenzleistung befriedigend erfuellt ist. Fuer eine Gruppe von Detektoren ergibt sich eine Schar paralleler Geraden, wovon die hoechstgelegene dem besten Detektor zugehoert. Die gemessene Grosse R_g wird ebensogross gefunden wie die aus der Nullpunktneigung der Gleichstromcharakteristik ablesbare Grosse R_0 .

Als Mass fuer die Guete des Detektors wird die Empfindlichkeitszahl α herangezogen. Diese ist schon bei der rechnerischen Auswertung von Gleichstromcharakteristiken ueblich geworden. Geht man von der Voraussetzung aus dass der Arbeitsbereich der Charakteristik durch die Gleichung

$$J = k_1 \cdot U + k_2 \cdot U^2$$

befriedigend analytisch dargestellt wird und wendet auf sie eine Wechselspannung mit dem effektiven Mittelwert U_{eff} an, so findet man zwischen erzeugender Wechselspannung und erzeugter Gleichspannung die Beziehung

$$U = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dU} U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_2}{k_1} \cdot U_{\text{eff}}^2 \cdot \frac{\alpha}{2} \cdot U_{\text{eff}}^2$$

Die Grosse α ist somit definiert durch

$$\alpha = \frac{k_2}{k_1} = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dU} U^{-1}$$

Es gilt demnach

$$U = \frac{\alpha}{2} U_{\text{eff}}^2 \quad \text{und} \quad J = \frac{\alpha}{2R} \cdot U_{\text{eff}}^2 = \frac{\alpha}{2} \cdot I_F$$

α ist eine Grosse von der Dimension V^{-1} . Es hat bei guten Detektoren:

2.) Grösse 10 bis 25 V^{-1} , theoretisch koennen 40 V^{-1} erreicht werden, bei einer Zentimeterwelle rein empirisch eingestellten Detektoren. In den im allgemeinen keine besondere gute Gleichstromcharakteristik; ihr α - Wert wird im allgemeinen etwa bei 4 bis 12 V^{-1} gefunden. Für die Zwecke der vorliegenden Messung wird aus der letztgenannten Gleichung abgeleitet;

$$\alpha = \frac{2J}{N_{HF}} = \text{V}^{-1}, \text{ wobei unter } J = \text{der Gleichstrom bei Kurzschluss}$$

zu verstehen ist. Setzt man stattdessen den bei Anpassung gemessenen Gleichstrom ein, so gilt

$$\alpha = \frac{4J_{\text{anp}}}{N_{HF}} \text{V}^{-1}$$

3.) Diese Grösse α wurde als Endergebnis der Messung berechnet und zugeführten Leistungen zwischen 10^{-4} und 10^{-9} Watt fuer den einzelnen Detektor ziemlich unveraenderlich gefunden; im allgemeinen wurden fuer jeden Detektor 4 Punkte in diesem Leistungsbereich gemessen.

Die Grösse nach liegt α bei der Wellenlaenge $4,8 \text{ cm}$ erheblich niedriger als bei Niederfrequenz, naemlich in der Grössenordnung 1 V^{-1} . Wenn diese Ziffern in der folgenden Tabelle wiedergegeben werden, so soll mit gesagt sein, dass der Detektor als ganzes Bauteil, also einschliesslich seiner keramischen Huelle und sonstiger Verlustquellen, so wirkt, als ob er die Empfindlichkeit α haette. Es besteht Klarheit darueber, dass der Empfindlichkeitsrueckgang gegenueber einer Niederfrequenzmessung nicht etwa der verminderten Wirksamkeit der Beruehrungsstelle Spitze- Kristall seine alleinige Ursache zu haben braucht, sondern dass andere Verlustquellen hinzutreten, die einen Zusaeztzlichen Aufwand an zugeführter Hochfrequenzenergie erfordern und den beobachteten Wert von α herabzusetzen geeignet sind. Es erscheint aussichtsreich, diese Verlustquellen an Hand des vorliegenden Messverfahrens einzugrenzen und Massnahmen zu ihrer Vermeidung oder Beseitigung zu treffen. In der folgenden Zahlentafel sind α bei der Wellenlaenge $4,8 \text{ cm}$ aufgenommen α - und R_0 - Werte einer Reihe von deutschen und auslaendischen Detektortypen wiedergegeben. Die Anzahl der Stuecke, die von jeder Type zur Verfuegung stand, betrug 2 - 15 . Die Einzelstuecke jeder Type streuten um den hier wiedergegebenen Mittelwert ungefaehr derart, dass die aeussersten Werte bei etwa 50 und 200 % des Wertes beobachtet wurden. Die Reproduzierbarkeit ist fuer die Typen Gruppen recht gut, doch ist es empfehlenswert, sich nicht auf ein einzelnes Stueck zu verlassen. Die zweimal aufgefuehrte PTR-Gruppe wurde an zwei verschiedenen Tagen gemessen.

10.) Zahlentafel.Empfindlichkeit und Arbeitswiderstand von Detektortypen.

Wellenlaenge 4,8-cm.

Beaufschlagung $< 10^{-4}$

Watt.

Stueckzahl der Einzelgruppe 2 - 1 5.

Hersteller Bezeichnung	Kristall u. Spitze	Bauart	σ_{-1} V	$R_{\sigma_{Ohm}}$
Zeiss 7 - 9	(Si- Wo) (112 -Ebene)	PTR- Einbau	2,2	1000
Zeiss 10	(geschliffen)		1,9	1000
PTR	Si- Wo	Selbstbau	0,7	1500
Siemens RL 4	?	Industrie	0,85	5000
Siemens RL 3	Ge-Wo	"	0,07	25000
Maier	Si-Wo ?	"	0,6	2500
Telefunken ED 704 u. 705	Si-Kuenstl.- Wo	"	0,5	2000
PTR	Si-Wo	Selbstbau	0,7	1500
Dr. Koenig- Goettingen	Ge Kuenstl.- Wo	PTR Einbau	0,7	6000
Sylvania	Si-Mb ?	Industrie	1,3	3000

Heidelberg, im September 1945

Reichsanstalt

Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium aus gefuehrten
Arbeiten ueber Amplitudenmodulation von Magnetfeldsendern.

Von W. S c h a f f e l d .

Der Bericht umfasst:
...5....Seiten und
...7.... Abbildungen.

Modulation von Magnetfeldsendern.

- A. 1.) Sinusfoermige Modulation von 2 Schlitzmagnetfeldroehren.
2.) Impulsfoermige Modulation von 2 Schlitzmagnetfeldroehren.
- B. 1.) Sinusfoermige Modulation von Vielschlitzroehren.
2.) Impulsfoermige Modulation von Vielschlitzroehren.
- C. Messmethoden zur Bestimmung des Modulationsgrades.
- D. Darstellung der Modulationskennlinie.

Die in der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt entwickelten Magnetfeldroehren (siehe Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Magnetfeldroehren und ihre Verwendung.) wurden teils zur Uebertragung von Sprache und Musik und teils fuer Messzwecke moduliert. Dazu wurde sinusfoermige und auch impulsmaessige Amplitudenmodulation angewendet. Die beiden verschiedenen Roehrentypen Zweischlitz- und Vielschlitzmagnetfeldroehren zeigen ein wesentlich verschiedenes Verhalten bei der Modulation.

- A. 1.) Die Modulationsfaehigkeit einer Zweischlitzroehre wurde besonders bei der Wellenlaenge von $\lambda = 6,8\text{cm}$ untersucht. Fuer Niederfrequenz- und Hochfrequenzmodulation eignet sich das Verfahren der Anodenspannungsmodulation gleich gut. Allerdings lassen sich dabei nur Modulationsgrade von ca. 5% ohne erheblichen Klirrfaktor und Frequenzmodulation erzielen. Die Kompensation der Frequenzmodulation durch synchrone Mitsteuerung des Magnetfeldes ist wegen des damit verbundenen grossen Leistungsaufwandes nicht traegbar.

Brauchbare Grade reiner Amplitudenmodulation lassen sich im niederfrequenten Gebiet mit Hilfe von gesteuerten absorbierenden Gasentladungsstrecken (Glimmlampen) erzielen. Unter Beruecksichtigung des fuer jede Wellenlaenge zu errechnenden optimalen Gasdruckes fuer eine bestimmte Gasart, lassen sich besonders fuer Helium- und Neonfuellung steuerfaehige Glimmlampen herstellen, die Modulationsgrade bis 60% zulassen. Die Frequenzabhaengigkeit derartiger Glimmlampen ist jedoch so gross, dass kaum ein groesseres Frequenzband als 5kHz uebertragen werden kann. Die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Modulationsglimmlampen waren meist als Paralleldrahtleitungen mit umgebenden Metallzylinder ausgebildet, wobei der Metallzylinder gleichstrommaessig Anodenpotential hatte. Diese Modulationsanordnung war in einem Hohlleitersystem angeordnet und zwar zumeist in einem abstimmbaren Seitenast

der Hohlleitung. Abb. 1 und 2 geben eine schematische Darstellung ueber den Aufbau der Glimmlampen und Abb. 3 zeigt den Hohlleiter eines cm-Wellensenders mit eingebauter Modulationseinrichtung.

Infolge der besonders im Rueckheizungsgebiet sehr kritischen Betriebsbedingungen der Zweischlitzroehren und der dadurch bedingten Labilitaet der Modulationskennlinie lassen sich beide Modulationsarten fuer Uebertragungszwecke kaum zufriedenstellend anwenden.

1.2.) Fuer Messungen, bei denen die Nichtlinearitaet der Modulation bedeutungslos ist, beispielsweise bei Wellenlaengenmessungen, Stoffkonstantenmessungen, Empfindlichkeitsmessungen an Empfaengern u.s.w., hat sich ein anderes Modulationsverfahren bewaehrt. Der Sender wird anodenseitig nur mit Wechselstrom betrieben und zwar zweckmaessigerweise mit dem 50Hz Wechselstrom des Kraftnetzes. Bei diesem Betrieb gibt der Sender sinusaehnliche Impulse von der Dauer einer viertel bis fuenftel Periode der Speisespannung ab. Der Sender wird dabei teilweise erheblich frequenzmoduliert. Jedoch stoert die Frequenzmodulation keinen Messvorgang, wenn der Empfangsimpuls auf einem Kathodenstrahloszillographen abgebildet wird. Die zeitliche Aufeinanderfolge verschiedener Frequenzen des Senders kann dann auf dem Schirmbild unterschieden und ausgeschaltet werden.

Dieses Modulationsverfahren, das automatisch einen Wirkungsgrad von 100% hat, ist fuer den stabilen Betrieb von Zweischlitzroehren sehr vorteilhaft. Durch geringere Anodenbelastung ist die Rueckheizungserscheinung mit ihren unstabilen Einfluessen auf den Betrieb des Senders wesentlich geringer. Ausserdem ist die Aenderung der Anodenspannung des Senders auch ohne Beruecksichtigung der Rueckheizung weniger kritisch. Die Neigungen zu Reisserscheinungen bei Belastungsaenderungen sind dadurch ebenfalls erheblich geringer, sodass auch bei nicht stabilisierten Spannungen ein laengerer Betrieb des Senders ohne Nachregulierung moeglich ist. Mit Hilfe eines in die Anodenzuleitung geschalteten Widerstandes von $10k\Omega$ bis $50k\Omega$ ist die Standfestigkeit des Senders groesser als bei vollautomatischen Regelungseinrichtungen der Betriebsspannungen.

1) Im Gegensatz zu den 2 Schlitzmagnetfeldroehren lassen sich die Vielschlitzroehren nieder- und hochfrequent bequem und mit gutem Wirkungsgrad amplitudenmodulieren. Modulationsversuche sind besonders an einem 18 Schlitzrohr bei der Wellenlaenge $\lambda = 2,04$ cm ausgefuehrt und zwar auf der Grundlage der Anodenspannungsmodulation. Der Schwingbereich der Magnetfeldroehre liegt je nach der Groesse des Magnetfeldes bei $U_a = 245$ V bis $U_a = 400$ V, und zwar reicht der untere Schwingbereich bei kleinstem Magnetfeld von $U_a = 245$ V bis 290 V.

Die Groesse der Modulationsspannungsamplitude betraegt also

in diesem Fall maximal ca. 20 Volt. Fuer kleinen Klirrfaktor (ca. 5%) ist ein Modulationsgrad von 70% bei etwas geringerer Modulationsspannung gemessen. Der Aufwand an Modulationsspannung im oberen Schwingbereich der Roehre betrug etwa 10% der Anodenspannung bei den gleichen Modulationsgraden (70% - 80%). Versuche mit Hochfrequenzmodulation zeigen praktisch dieselben Ergebnisse. Eine Frequenzabhaengigkeit wurde nicht nachgewiesen. Die Stabilitaet des modulierten Senders ist so gross, dass eine Wartung nicht noetig ist. Fuer Uebertragung von Sprache, Musik und Fernsehen ist diese Anordnung gut geeignet.

B.2.) Fuer Messungen ist auch bei den Vielschlitzenroehren eine impulfoermige Modulation durch Wechselspannungsspeisung der Anode des Senders vorteilhaft. Gegen grosse Schwankungen der Netzspannung ist diese Betriebsart weniger empfindlich als die rein sinusfoermige Modulation. Der Verlauf der Huelldkurve der Modulation laess dabei weitgehende Schluesse auf den Betriebszustand des Senders zu.

C. Zur Messung des Modulationsgrades werden zwei Verfahren angewendet. Das erste Verfahren beruht auf dem Vergleich des demodulierten effektiven Wechselstromes I_{eff} mit dem von der Traegergleichrichtung herruehrenden mittleren Gleichstromwert I_m . Der Mittelwert des Gleichstroms nach der Demodulation ist unter Voraussetzung linearer Gleichrichtung

$$I_m = \frac{I_T}{\pi} \quad \text{wobei } I_T \text{ die Amplitude des gleichgerichteten Traegers bedeutet.}$$

Ist S die Steilheit des Gleichrichters, so ist :

$$I_T = S \cdot U_T \quad U_T = \text{Spannungsamplitude des Traegers.}$$

$$- S \cdot U_T$$

Die Amplitude des demodulierten Wechselstroms ist I_n . Es ist:

$$I_m = \frac{M}{\pi} \cdot S \cdot U_T \quad M = \text{Modulationsgrad.}$$

$$M = \frac{I_n}{I_m}$$

Wird statt der Stromamplitude I_n der Effektivwert I_{eff} gemessen, so ist:

$$M = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{eff}}{I_m} = 1,41 \cdot \frac{I_{eff}}{I_m}$$

Sind die Widerstaende fuer den Traegerrichtstrom und fuer den demodulierten Wechselstrom gleich, so ist :

$$1. \quad M = 1,41 \cdot \frac{U_{\text{eff}}}{U_m}$$

Nach Abb. 4 wird zur Messung des Modulationsgrades ein Empfangsdetektor in Reihe mit einem Widerstand von 70,7Ω und einem Gleichstrommilliamperemeter geschaltet. Der Empfangsstrom wird durch variable Ankopplung des Detektors an den Sender so eingestellt, dass der mittlere Gleichstromwert 2 mA betraegt. Dann ist der Spannungsabfall an dem 70,7Ω Widerstand $U_m = 0,14$ Volt. Bei der Modulation des Senders aendert sich der Traegerwert und damit der von dem Gleichstrominstrument angezeigte mittlere Gleichstrom nicht. Dagegen tritt an dem Widerstand eine zusammengesetzte Wechselspannung auf, die mit Hilfe eines Verstaerkers 1000 mal verstaerkt und mit einem Instrument, das den effektiven Wert der Wechselspannung anzeigt, und einen maximalen Ausschlag von 100 Volt hat, gemessen wird. Wuerde der Gleichstromwert des Traegers mitverstaerkt, so zeigte das Ausgangsinstrument ohne Modulation den Wert 140 Volt an. Da aber bei Modulation nur die dem Modulationsgrad proportionale Wechselstromkomponente mit dem Betrage angezeigt wird, so ist der Modulationsgrad M nach Gleichung 1, :

$$M = 1,41 \cdot \frac{a}{141} = a \%$$

Das Messinstrument im Ausgang des Verstaerkers zeigt dann direkt den Modulationsgrad in Prozenten an. Voraussetzung fuer die Exaktheit und Genauigkeit des Messverfahrens ist die lineare Gleichrichtung. Ebenfalls ist es erforderlich, dass das verwendete Milliamperemeter fuer Gleich- und Wechselstrom denselben Widerstand hat. Unter Erfuellung dieser Bedingungen ist es moeglich sehr genaue Messungen durchzufuehren. Allerdings kann ein zu grosser Klirrfaktor die Messungen verfalschen. Grosse Klirrfaktoren zeigen sich am unruhigen Stand des Milliamperemeters beim Ein- und Ausschalten der Modulation. Fuer genaueste Messungen ist es jedoch erforderlich eine eingehendere Analyse der Kurvenform auf einem Kathodenstrahloszillographen vorzunehmen.

Waehrend bei diesem Messverfahren nach dem Empfang des modulierten Traegers und nach der Verstaerkung eine Trennung des Traegers und der Modulation erfolgt, ist das zweite Verfahren so ausgebildet, dass der Traeger als Gleichspannungskomponente auf der Anzeigevorrichtung, die in diesem Falle ein Kathodenstrahloszillograph ist, mit erscheint. Zu diesem Zwecke wird, um eine

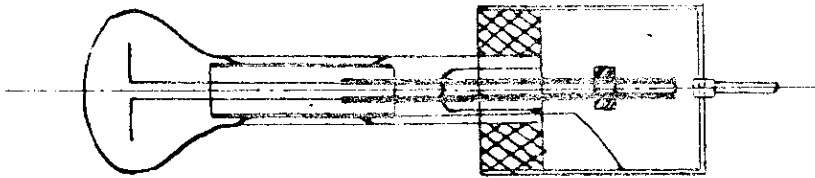
Gleichstromverstaerkung zu vermeiden der Sender mit einem Rechteckimpuls getastet und diesem Impuls die Modulationsfrequenz ueberlagert. Nach dem Empfang eines derartig betriebenen Senders ergeben sich auf dem Schirm des Oszillographen folgende Bilder: Wird der Sender nur mit dem Rechteckimpuls getastet, so entsteht auf dem Oszillographen eine Rechteckkurve nach Abb. 5a. Beim Einschalten der Modulationsfrequenz deren Schwingungsdauer klein gegen die Impulsbreite sein muss, entsteht ein Bild nach 5b. Wird der Impuls auf dem Oszillographen weit auseinandergezogen so entsteht das Bild 5c, auf dem der Modulationsvorgang gut zu verfolgen ist. Bezeichnet man im Bild 5a bis c die Dachhoehe des Impulses mit U_2 (Die Dachhoehe des Impulses ist proportional zu dem mittleren Gleichstromwert des gleichgerichteten Traegers) und im Bild 5b und c den Abstand des Fusspunktes der Rechteckkurve zu der unteren Modulationsamplitude mit U_1 , so ist nach aehnlichen Ueberlegungen wie an Gleichung 1 bei linearer Gleichrichtung der Modulationsgrad:

$$M = 100 \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right) \%$$

Dieses Verfahren hat gegenueber dem ersten den Vorteil, dass keine geeichten Empfangseinrichtungen noetig sind. Gleichfalls laesst sich eine Modulationsverzerrung an der gleichen Messeinrichtung uebersehen. Einstellungen der optimalen Sonderleistung und des optimalen Modulationsgrades bei diesem Verfahren lassen sich bequemer und erheblich schneller durchfuehren.

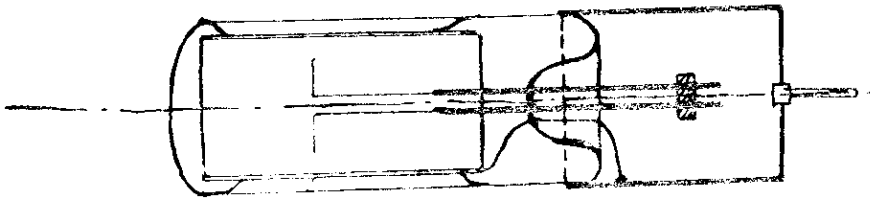
Beide Messmethoden lassensbei mittleren Detektorgleichstroemen von 2 mA fuer die verwendeten Telefunkendetektoren E.D. 704 Modulationsgradbestimmungen bis 90% zu. Hoehere Modulationsgrade verlangen wegen der einsetzenden quadratischen Gleichrichtung entsprechend hoehere Werte des mittleren Traegergleichstroms.

- D. Zur Kontrolle und zur allgemeineren Uebersicht ueber die Modulationsfaehigkeit von Magnetfeldroehren sind Einrichtungen geschaffen, die Modulationskennlinien auf einem Kathodenstrahloszillographen abzubilden. Nach bekanntem Verfahren wird eine Kippfrequenz gleichzeitig zur Tastung des Magnetrons und zur Ablenkung der Zeitlinie des Oszillographen benutzt. An der entstehenden Modulationskurve sind die Einfluesse der magnetischen Feldstaerke, der Kathodenemission und der Zentrierung der Boehre im Magnetfeld messtechnisch gut zu verfolgen. Gleichzeitig ist die Kontrolle des Aussteuerungsgrades fuer die angewendeten Verfahren der Modulationsgradmessung wertvoll.



Anodenzylinder

Abb. 1



Anodenzylinder

Abb. 2

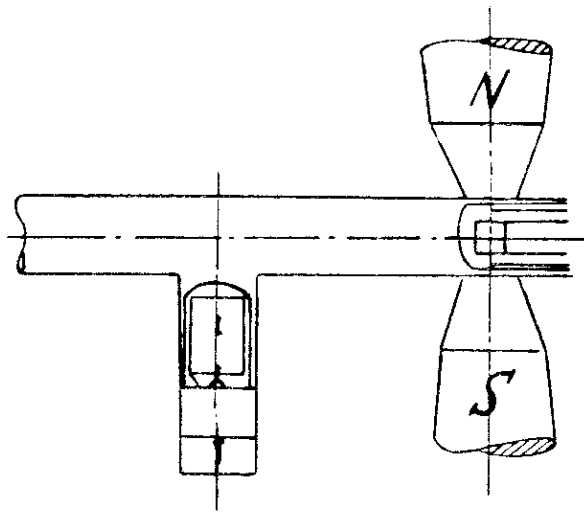


Abb. 3

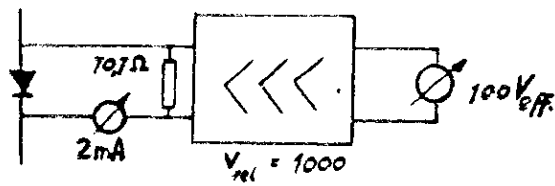


Abb. 4

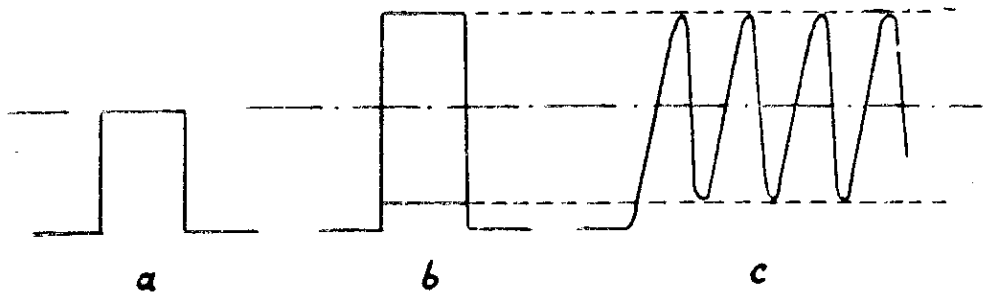


Abb. 5

Heidelberg, im Nov. 1945.

Die Eigenschaften von Buendelungstrichtern im Zentimeter-
wellengebiet.

Bericht aus dem Labor PTR II-H (K.T.)

von W. Kebbel.

Der Bericht umfasst:

. . . . ¹¹ Seiten und

. . . . ⁶ .Abbildungen.

gez. Dr. W. Kebbel 13.12.45.

Inhalt:

- A. Allgemeines:
 - 1. Ziel der Untersuchungen
 - 2. Begriffsbestimmungen und Bezugswerte
 - 3. Messanordnung und Ausfuehrung d. Messungen
- B. Vorversuche: Bedingung fuer eindeutiges Trichterdiagramm
- C. Messergebnisse:
 - 1. Darstellung $\varphi_r = f(d, l, \lambda)$
 - 2. Erlaeuterungen und abgeleitete Gesetzmassigkeiten
 - 3. Leistungsverstaerkung der Trichter
 - 4. Nebenmaxima
 - 5. Vergleich Spiegel - Trichter und Fragen der Anwendbarkeit
- D. Zusammenfassung.

A. Allgemeines.

=====

1. Ziel der Untersuchungen.

Es ist die Aufgabe gestellt, die Buendelung ϕ und Verstaerkung V_T von Buendelungstrichtern im Zentimeterwellengebiet zu bestimmen mit dem Ziel, eine Trichterbauvorschrift in der Form abzuleiten, dass fuer eine vorgegebene Buendelung ϕ bei einer bestimmten Wellenlaenge sofort die optimalen Baumasse (geringste Trichterlaenge l und kleinster Trichterdurchmesser D) sowie die erreichbare Verstaerkung angegeben werden koennen. Es wird dabei in der Weise vorgegangen, dass eine groessere Anzahl von Trichtern bei verschiedenen Wellenlaengen im Zentimeterwellengebiet durchgemessen wird und aus der Aufzeichnung der Werte und V_T als Funktion von l , D und λ versucht wird, die gesuchte Abhaengigkeit zu ermitteln.

Die bisher vorliegenden Arbeiten, im wesentlichen von Barrow, Southworth und ihren Mitarbeitern, loesen die Aufgabe der vorliegenden Form noch nicht in einer die Praxis restlos befriedigenden Weise, da aus ihren Angaben im besonderen keine unmittelbaren Hinweise fuer die Konstruktion optimaler Buendelungstrichter fuer Zentimeterwellen zu entnehmen sind.

In dieser Stelle verdient die Arbeit von W.L. Barrow und L.J. Chu: "Theory of the electromagnetic horn" (Proc. Inst. Rad. Eng. 27.1939, 51) besondere Erwaechnung, da sie eine gute Uebersicht ueber die zu erwartenden Gesetzmassigkeiten gibt. Von den Ergebnissen dieser theoretischen Arbeit soll die Diskussion der Abhaengigkeit des Strahlwinkels von verschiedenen beeinflussenden Faktoren naeher betrachtet werden. Sind in dieser Weise zunaechst auch nur Buendelungstrichter rechtwinkigen Querschnitts mit horizontal ebenen und parallelen Begrenzungsflaechen naeher untersucht worden, so ist wohl anzunehmen, dass Buendelungstrichter mit kreisfoermigem Querschnitt kein grundsaeztlich anderes Verhalten zeigen werden. Abb. 12 der Arbeit von W.L. Barrow und L.J. Chu, die hier in Abb. 5b wiedergegeben ist, zeigt die Abhaengigkeit des Strahlwinkels vom Trichtereroeffnungswinkel fuer verschiedene Trichterlaengen und laesst folgende allgemeine Tatsachen erkennen:

1. Fuer einen konstanten Oeffnungswinkel wird der Strahlwinkel mit zunehmender Trichterlaenge bis zu einem bestimmten Wert kleiner, darueber hinaus bringt eine weitere Verlaengerung keinen weiteren Gewinn.
2. Bei einer festen Trichterlaenge gibt es immer einen guenstigen Oeffnungswinkel, dem ein minimaler Strahlwinkel entspricht. Dieser guenstigste Oeffnungswinkel wird mit zunehmender Trichterlaenge kleiner und gibt dann entsprechend kleinere Strahlwinkel.

3. Fuer konstante Trichteröffnung wird der Strahlwinkel mit abnehmendem Öffnungswinkel, d.h. zunehmender Trichterlänge, kleiner und zeigt ein Minimum beim Öffnungswinkel 0° .

In einer weiteren Arbeit von W.L. Barrow u. F.D. Lewis: "The sectorial electromagnetic horn" (Proc. Inst. Rad. Engr., 27(1939)41) werden experimentelle Werte mitgeteilt, die die o.a. Ergebnisse bestaetigen. Fuer die Berechnung des Strahlwinkels ist eine Hauptstrahlungsfunktion abgeleitet worden. Der Strahlwinkel ist hierbei der Winkel, der das Hauptmaximum der Strahlung bis zum 1. Minimum umfasst, die folgenden Nebenmaxima werden nicht mitberuecksichtigt. Mit der in vorliegender Arbeit zur Kennzeichnung der Strahlung benutzten Viertelwertbreite der Leistung, d.h. derjenige Winkel, in dem die abgestrahlte Leistung vom Maximum auf den 4. Teil faellt, ergibt sich aus der Auswertung der Hauptstrahlungsfunktion folgender Zusammenhang mit dem Strahlwinkel:

$$\text{Strahlwinkel } \sigma \simeq 3,8 \cdot \text{Viertelwertbreite } \varphi.$$

Die in der Folge ausgefuehrten Untersuchungen beschaerzen sich auf Trichter von kreisfoermigem Querschnitt.

2. Begriffsbestimmungen und Bezugswerte.

Die an den Buendelungstrichtern durchgefuehrten Messungen gestatten die Bestimmung der Buendelung φ , der Verstaerkung V_T und die Feststellung etwa vorhandener Nebenmaxima. Diese Groessen bedeuten im Einzelnen:

Buendelung: Als Mass fuer die Buendelung gilt die Viertelwertbreite φ . φ ist derjenige Winkel, in dem beim Drehen der Buendelungsanordnung die Sende- bzw. Empfangsleistung vom Maximum auf den vierten Teil abnimmt. Dies entspricht der Halbwertbreite der Feldstaerke.

Verstaerkung: Als Mass fuer die Verstaerkung V_T ist das Verhaeltnis $V_T = N_T / N_N$ definiert. N_T ist die abgestrahlte bzw. aufgenommene Leistung der zu untersuchenden Sende- bzw. Empfangsanordnung, N_N ist die abgestrahlte bzw. aufgenommene Leistung eines Normalstrahlers bzw. Normalempfaengers. Als Normalstrahler bzw. Normalempfaenger dient ein Hohlraumstrahler bzw. Hohlraumempfaenger mit freistrahlendem bzw. empfangendem Hohlleiter vom Öffnungsverhaeltnis $d/\lambda = 0,73$. An diesen Hohlleiter koennen die zu untersuchenden Buendelungstrichter leicht angebracht werden. Die Bestimmung der Verstaerkung in Bezug auf ein $\lambda/2$ - Antenne stoesst experimentell auf erhebliche Schwierigkeiten wegen auftretender Stoerreflexionen u.a. und wurde deshalb nicht durchgefuehrt.

Nebenmaxima: Die im Buendelungsdiagramm der Trichter auftretenden Nebenmaxima koennen durch ihre Winkellage sowie das Leistungsverhaeltnis von Nebenmaximum zum Hauptmaximum festgelegt werden.

3. Messanordnung und Ausfuehrung der Messungen.

Die Untersuchung der Buendelungst.ichter kann sowohl auf der Sende- wie Empfangsseite ausgefuehrt werden. Auf Grund der sich ergebenden Einfachheit wurde sie auf der Empfangsseite ausgefuehrt. Der Aufbau der Messanordnung ist in Abb. 1 angegeben.

Sender: Als Sender (S) wurden Magnetfeldroehrensender (mit 2- und Mehrschlitzroehren) benutzt, die verwendeten Wellenlaengen lagen im Bereich von 1,1 - 7,5 cm. Als Anodenspannung wurden 50 Hz - Wechselspannung zugefuehrt, dies erlaubt auf der Empfangsseite die Benutzung von Verstaerkern im Anschluss an den Empfangsdetektor. Die Polarisierung des Senderfeldes konnte sowohl vertikal wie horizontal eingestellt werden. Die Magnetfeldroehren sind unmittelbar in einem Hohlleiter angeordnet, dessen Durchmesser so gewaehlt ist, dass nur die H_1 - Welle angeregt werden kann.

Empfaenger: Die vom Sender einfallende hochfrequente Energie gelangt durch den Buendelungstrichter in den Hohlleiter, regt diesen zu H_1 - Wellen an und wird durch den im Hohlleiter verschiebbaren Detektor zur Anzeige gebracht. An den Detektor ist ein 50 Hz - Verstaerker angeschlossen. Die Ausgangsspannung des Verstaerkers wird entweder unmittelbar gemessen oder einem logarithmisch arbeitenden Spannungsschreiber zugefuehrt (Daempfungsschreiber nach Neumann). Letzterer gestattet Spannungen im Bereich 1 : 5000, d.s. 75 db, aufzuschreiben und wird besonders vorteilhaft zur Aufzeichnung der Richtcharakteristik der Empfaenger- Buendelungstrichter verwendet. Zu diesem Zweck wird die Empfangsanordnung E auf einem durch einen Synchronmotor angetriebenen Drehtisch angeordnet. Der Abstand e ist so gross, dass sich der Empfaenger stets im Fernfeld des Senders befindet.

Ausfuehrung der Messungen:

a) Ermittlung der Buendelung.

Auf den Empfaenger-Hohlleiter wird der zu untersuchende Buendelungstrichter aufgesetzt. (Abb. 2) und die gesamte Anordnung so auf dem Drehtisch in genuegender Hoehe zur Vermeidung von Bodenflexionen befestigt, dass der senkrechte Trichteroeffnungsdurchmesser zum Mittelpunkt des Drehtisches zeigt. Bei vertikaler Polarisierung des Senders wird so das Aequatordiagramm des Empfaengers aufgenommen, bei horizontaler Senderpolarisation dagegen das Meridiandiagramm. Aus der Aufzeichnung der verstaerkten Empfaengerausgangsspannung in Abhaengigkeit vom Drehwinkel der Empfangsanordnung kann unmittelbar die Buendelung, d.h. die Viertelwertsbreite φ_1 , entnommen werden. Etwa vorhandene Nebenmaxima, deren Lage sowie Groesse, sind ebenfalls sofort abzulesen.

b) Ermittlung der Verstaerkung.

Die Verstaerkung der Buendelungstrichter wird in folgender Weise festgestellt: Der Empfangshohlleiter wird genau zum Sender eingerich-

tet, dann gibt das Verhaeltnis der Ausgangsspannungen, die proportional den einfallenden Leistungswerten sind, bei Empfang durch Hohlleiter mit und ohne aufgesetzten Buendelungstrichter unmittelbar die Leistungsverstaerkung V_T desselben an.

B. Vorversuche.

Bedingungen fuer eindeutiges Trichterdiagramm.

Durch Vorversuche wurde festgestellt, dass die Groesse des Durchmessers des Hohlleiters, auf den die zu untersuchenden Buendelungstrichter aufgesetzt werden, von grossem Einfluss auf die Form des Diagramms sein kann, wenn der Durchmesser nicht in der richtigen Groesse gehalten wird. Abb. 3 zeigt drei Diagramme von Buendelungsanordnungen, die gleiche Trichter, jedoch verschiedene Hohlleiter aufweisen. Ein aehnliches Ergebnis wird erhalten, wenn die Diagramme der Hohlleiter ohne Trichter aufgenommen werden. Aus den Abmessungen der benutzten Hohlleiter sowie der verwendeten Wellenlaenge ergibt sich, dass ein eindeutiges Diagramm (Abb. 3a) immer dann erhalten wird, wenn die Groesse des Hohlleiterdurchmessers d nur die Erregung von H_1 - Wellen im Hohlleiter zulaesst. Ist der Durchmesser d zu gross, dann besteht die Moeglichkeit der zusaetzlichen Erregung von anderen Wellenformen (als erstes E_0 - Wellen), die ein grundsatzlich anderes Strahlungsdiagramm aufweisen und so zu einer Verfaelschung der Strahlungsdiagramme von Hohlleiter mit aufgesetzten Buendelungstrichtern Veranlassung geben. Zu kleine Durchmesser d ergeben wegen Unterschreitung des Grenzdurchmessers der H_1 - Wellen ($d = 0,585 \cdot \lambda$) keinen Empfang.

Der Durchmesser des Hohlleiters ist somit durch die Grenzdurchmesser der H_1 - und E_0 - Wellen festgelegt:

$$d = 0,585 \cdot \lambda + 0,765 \cdot \lambda \quad (d \sim 0,6 \lambda \text{ bis } 0,77 \lambda)$$

Diese Bedingung wird bei allen Messungen eingehalten, der Durchmesser des Hohlleiters und somit auch der Halsdurchmesser der Buendelungstrichter ist stets $d = 0,73 \cdot \lambda$. Um beim Uebergang zu anderen Wellenlaengen dieser Bedingung gerecht zu bleiben, werden dem Hohlleiter nach Abb. 2 Einsaetze eingeschoben, die die gestellte Bedingung erfuellen.

C. Messergebnisse.

1. Darstellung $\eta = f(d, l, \lambda)$.

Um zu einer zusammenfassenden Darstellung der Ergebnisse der in grosser Zahl ausgefuehrten Messungen zu kommen, wurde folgende Form gewaehlt. Die Viertelwertsbreite η jedes untersuchten Buendelungs -

trichters wurde bestimmt, in ein rechtwinkliges Achsensystem mit den Koordinaten D/λ und l/λ (Trichterdimensionen in Wellenlaengen) im logarithmischen Masstab wurde der entsprechende Buendelungswert eingetragen und an diesem Messpunkt die Viertelwertsbreite vermerkt. Die Verbindung aller Messpunkte gleicher Viertelwertsbreite ergibt schliesslich die in Abb. 4 wiedergegebene Darstellung. Eine andere moegliche Form der Darstellung ist in Abb. 5a gewaehlt. Hier ist unmittelbar die Abhaengigkeit der Viertelwertsbreite φ_T von der Trichtersteigung α fuer verschiedene Trichterlaengen l/λ wiedergegeben. Abb. 5a ist durch Berechnung aus Abb. 4 abgeleitet worden.

2. Erlaeuterungen und abgeleitete Gesetzmassigkeiten.

Die Aufzeichnung der ausgewerteten Messungen in Abb. 4 gestattet in besonders einfacher Weise die Beantwortung der Frage nach der guenstigsten Trichterform. Werden die Minima aller Kurven gleicher Viertelwertsbreite φ_T miteinander verbunden, dann ergibt sich die in Abb. 4 gestrichelte Gerade. Diese Gerade gehorcht der Bedingung:

$$l/\lambda \approx \frac{1}{3} \cdot (D/\lambda)^2$$

und gibt somit die zur Erreichung einer bestimmten vorgegebenen Buendelung φ_T notwendigen minimalen und zugleich optimalen Bauwerte l/λ und D/λ eines Buendelungstrichters bei einer bestimmten Wellenlaenge an. Das heisst mit anderen Worten, dass es zu jeder Trichteroeffnung (und Steigung) eine feste minimale Trichterlaenge gibt, mit der eine maximale Buendelung zu erzielen ist (s. auch Abb. 5).

Bezueglich der Oeffnungsflaeche gilt:

$$l/\lambda \approx \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{F}{\lambda^2}$$

Fuer den Fall des optimalen Trichters kann durch die folgende Beziehung, die ebenfalls aus Abb. 4 abgeleitet ist, die erreichbare Buendelung angegeben werden:

$$\varphi_T \approx 55 \cdot \frac{h}{D} \quad \text{bzw.} \quad \varphi_T \approx 32 \cdot \frac{h}{l}$$

Im Bereich $l/\lambda > \frac{1}{3} (D/\lambda)^2$ ist eine Verbesserung der Buendelung nur mit zunehmendem D/λ bis zum Erreichen der optimalen Bedingung zu erzielen, im Bereich $l/\lambda < \frac{1}{3} (D/\lambda)^2$ kann eine Verbesserung der Buendelung sowohl durch Vergraessierung von l/λ wie auch durch eine Verringerung von D/λ , in beiden Faellen bis zur

Erfuellung der optimalen Bedingung erzielt werden.

Zur Erleichterung der Auswertung sind in Abb. 6 fuer die Wellenlaengen $\lambda = 0,6$ bis 10 cm unter Einhaltung der optimalen Bedingung die gesuchten Trichter Masse in cm fuer die verschiedenen Buendelungen angegeben. Die zu erreichende Buendelung wird durch die gestrichelten Geraden angegeben, sie kann aber ebenfalls durch Abb. 4 oder die Beziehung $\varphi_T = 55 \cdot \lambda / D$ ermittelt werden.

3. Leistungsverstaerkung der Trichter.

Um einen Ueberblick ueber die Leistungsverstaerkung V_T der Buendelungstrichter zu bekommen, wurde bei allen Diagrammaufnahmen ausserdem das Verstaerkungsverhaeltnis der Buendelungstrichter im Bezug auf den Normalempfaenger ($d = 0,73 \cdot \lambda$) ermittelt. Aus den Werten der durchgemessenen optimalen Trichter laesst sich nun folgende Beziehung ableiten, die gestattet, die Verstaerkung der optimalen Buendelungstrichter in Bezug auf den Normalempfaenger anzugeben:

$$V_T = V_N \cdot (\varphi_N / \varphi_T)^2$$

mit $\varphi_N = 77^\circ$, $V_N = 1$, $\varphi_T = 55 \cdot \lambda / D$ ergibt sich somit:

$$V_T \approx (D / \lambda)^2 = 8 F / \pi \cdot \lambda^2 = 6000 / \varphi_T^2$$

Hiernach kann sofort fuer jeden optimalen Buendelungstrichter die erzielbare Verstaerkung in Bezug auf den Normalempfaenger ($d = 0,73 \cdot \lambda$) angegeben werden, sowohl auf Grund seiner geometrischen Abmessungen (D / λ) als auch seiner erzielbaren Buendelung φ_T .

4. Nebenmaxima.

Die verwendete Empfaenger-Messanordnung war so eingerichtet, dass Leistungsverhaeltnisse 1 : 3000 aufgeschrieben werden konnten. Beim Durchmessen von Buendelungstrichtern, die der optimalen Bedingung genuegten, zeigte es sich, dass keine Nebenmaxima auftraten, die groesser als etwa 1 : 2000 in Bezug auf das Hauptmaximum waren.

Beim Abweichen von der optimalen Bedingung zeigt sich im Bereich $e/\lambda > \frac{1}{2} \cdot (D/\lambda)^2$ eine zunehmende Groesse der Nebenmaxima, die jedoch innerhalb der in Abb. 4 gegebenen Grenzen ($D/\lambda \sim 1$, $e/\lambda \sim 6$) den Wert von 1 : 300 (Leistungsverhaeltnis) nicht uebersteigen. Im Bereich $e/\lambda < \frac{1}{2} \cdot (D/\lambda)^2$ ist keine Zunahme der Nebenmaxima zu erwarten, jedoch zeigen hier die Diagramme mit zunehmender Entfernung von der optimalen Bedingung eine zunehmende Neigung zum Auftreten

von Abflachungen und sogar Aufspaltungen des Hauptmaximums.

2. Vergleich Spiegel - Trichter und weitere Fragen der Anwendbarkeit der Trichter.

Ein vollstaendiger Vergleich zwischen Buendelungstrichter und Parabolspiegel kann an dieser Stelle nicht gegeben werden, doch sollen hier einige Bemerkungen ueber ihre Verwendung der sich aus den Versuchen ergebenden Anhalte, besonders in Bezug auf die Buendelung gemacht werden.

Bezuglich der erreichbaren Buendelung in Abhaengigkeit vom Oeffnungsverhaeltnis koennen beim Spiegel und Trichter Angaben gemacht werden, die aus den fuer Spiegel und rechteckfoermige Hohlleiter aufgestellten Strahlungsfunktionen abgeleitet werden.

Fuer den Spiegel ist von Ollendorf (Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, S. 598) folgende Funktion aufgestellt worden:

$$f(\varphi) = \varphi \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi D}{\lambda} \cdot \sin \varphi\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \cdot \sin \varphi}$$

Fuer den rechteckfoermigen Hohlleiter wurde von Barrow u. Greene (Proc. Inst. Rad. Engr. 26(1938)1498) folgende Funktion fuer die Equatorebene abgeleitet fuer die H_{10} - Welle:

$$f(\varphi) = \varphi \cdot \left(\cos \varphi + \sqrt{1 - \frac{\lambda}{2a}} \right) \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right)}{\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2}$$

Aus diesen Strahlungsfunktionen werden nun die Bedingungen fuer die Viertelwertsbreiten φ_s bzw. φ_H (fuer Spiegel und Hohlleiter) abgeleitet, um so eine bessere Beurteilungsmoeglichkeit der experimentell gewonnenen Werte zu bekommen.

Es ergeben sich:

fuer den Spiegel: $\sin \varphi_s = 0,61 \cdot \frac{\lambda}{D}$

fuer den Hohlleiter: $\sin \varphi_H = 0,8 \cdot \frac{\lambda}{D}$

Da es sich meist um kleine Winkelwerte handelt, kann auch naeherungsweise gesetzt werden: $\sin \varphi \sim \varphi$, und so wird:

$$\varphi_s \sim \left(35 \cdot \frac{\lambda}{D} \right)^\circ$$

$$\varphi_H \sim \left(46 \cdot \frac{\lambda}{D} \right)^\circ$$

Aus durchgemessenen Spiegeldiagrammen (W. Bach, Zs.f.HFT.u.El.ak., 53(1939)115) liegen folgende Ergebnisse vor:

D/λ	-	2,3	10,5	30,6
φ_s , exp.	-	20°	$3,5^\circ$	$1,2^\circ$
φ_s , ber.	-	$15,5^\circ$	$3,3^\circ$	$1,15^\circ$

Die Uebereinstimmung der gemessenen und berechneten φ_s - Werte nimmt danach mit zunehmendem D/λ - Verhaeltnis zu.

Aus den durchgemessenen Buendelungstrichtern dieser Arbeit ist fuer den optimalen Trichter die Bedingung $\varphi_T \sim (55 \cdot \frac{\lambda}{D})^\circ$ ermittelt worden, der durch die abgeleitete Bedingung $\varphi_H \sim (46 \cdot \frac{\lambda}{D})^\circ$ nicht ganz entsprochen wird. Dies kann auf den Voraussetzungen der Berechnungen (fuer den \square - Hohlleiter und nicht fuer den kreisfoermigen Trichter) beruhen.

Bezuglich der auftretenden Nebenmaxima ist aus einigen vergleichenden Messungen an Spiegeln von 30 und 60 cm Durchmesser und einigen Buendelungstrichtern gleicher Oeffnung festgestellt worden, dass im Bereich kleiner D/λ - Werte (D/λ bzw. $\phi/\lambda < 10$) eine von Nebenmaxima weitgehend freie Buendelung (Nebenmaxima $< 1 : 1000$ des Hauptmaximums, Leistungswerte) am guenstigsten durch Buendelungstrichter zu erzielen ist, die optimal zu dimensionieren sind. Fuer groessere D/λ - bzw. ϕ/λ Werte (> 10) ergeben sich zwangslaeufig auch groessere Trichterslaengen, die die praktische Anwendbarkeit der Buendelungstrichter stark einschaerfen. In diesem Fall sind dann Spiegel vorzuziehen, wobei allerdings auch mit erheblich groesseren Nebenmaxima zu rechnen ist. Ueber die Frage, inwieweit die Nebenmaxima des Spiegels durch seine Formgebung (z.B. das Verhaeltnis Durchmesser/Brennweite) beeinflusst werden koennen, kann zur Zeit noch nichts ausgesagt werden.

Ueber die Frequenzabhaengigkeit bei der Verwendung optimaler Buendelungstrichter ist folgendes zu bemerken:

Der Buendelungstrichter ist mit unveraendertem Halsdurchmesser d bei einer Wellenlaengenaenderung von 1 - 2 ohne Einschruekung brauchbar. In einem bedeutend groesserem Bereich von $\lambda = 1,1$ bis 7,5 cm (etwa 1 : 7) sind mit optimalen Trichtern, die fuer $\lambda = 4$ cm dimensioniert sind, mit Hilfe von Einsaetzen ($d/\lambda = 0,75$) ebenfalls einwandfrei Buendelungsdiagramme zu erzielen.

D. Zusammenfassung.

=====

Das Ziel der vorliegenden Arbeit war, eine Bauvorschrift fuer Buendelungstrichter kreisfoermigen Querschnitts in der Form abzuleiten, dass fuer vorgegebene Buendelung und Wellenlaenge sofort die minimalen Trichterbaumasse (Durchmesser D und Laenge ℓ) angegeben werden koennen. Dies ist auf experimentellem Wege erreicht worden, aus dem aufgenommenen Untersuchungsmaterial konnte die gewuenschte Gesetzmassigkeit abgeleitet werden.

1. Von massgebendem Einfluss auf das Diagramm der Buendelungstrichter ist deren Halsdurchmesser d. Zu grosse Werte von d koennen Abflachungen und Aufspaltungen der Richtkeulen verursachen. Halsdurchmesser folgender Bedingung ergeben stets eindeutige Diagramme:

$$d = 0,6 \cdot \lambda \quad \text{bis} \quad 0,77 \cdot \lambda.$$

Bei zu grossen Durchmessern bzw. kleineren Wellenlaengen sind entsprechende Einsaetze zu verwenden, die der angegebenen Beziehung gemegen.

2. Die Abhaengigkeit der Buendelung φ_T (Viertelwertsbreite) von den Trichter-Baumassen zeigen Abb. 4 und 6. Die gestrichelte Gerade in Abb. 4 gibt die minimalen Werte von D und ℓ an, mit denen die beste Buendelung zu erreichen ist und gehorcht der Bedingung:

$$\ell / \lambda \approx \frac{1}{3} (D / \lambda)^2$$

Es gibt also zu jeder Trichteroeffnung eine bestimmte minimale Trichterlaenge, mit der die groesste Buendelung erzielt werden kann: optimaler Trichter. Die Nebenmaxima liegen unter 1 : 2000 des Hauptmaximums (Leistungsverhaeltnis).

3. Fuer den optimalen Trichter koennen noch weitere Angaben gemacht werden:

Die erzielbare Buendelung φ_T (Viertelwertsbreite) betraegt:

$$\varphi_T \approx 55 \cdot \lambda / D$$

Die erzielbare Verstaerkung V_T (in Bezug auf den definierten Normalempfaenger) betraegt:

$$V_T \approx 2 (D / \lambda)^2 \approx 6000 / \varphi_T^2$$

Mit festem Halsdurchmesser ist der Buendelungstrichter bei einer Wellenlaengenaenderung von 1 : 2 ohne Einschraenkung verwendbar. In

einem groesseren Bereich 1 : 7 sind mit Hilfe von Einsaetzen fuer
im Mittelwert des Bereichs optimaler Trichter ebenfalls eindeutige
Diagramme zu erreichen.

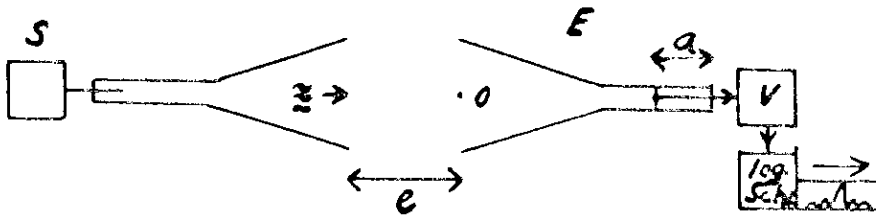


Abb. 1

Schematische Darstellung der Messanordnung

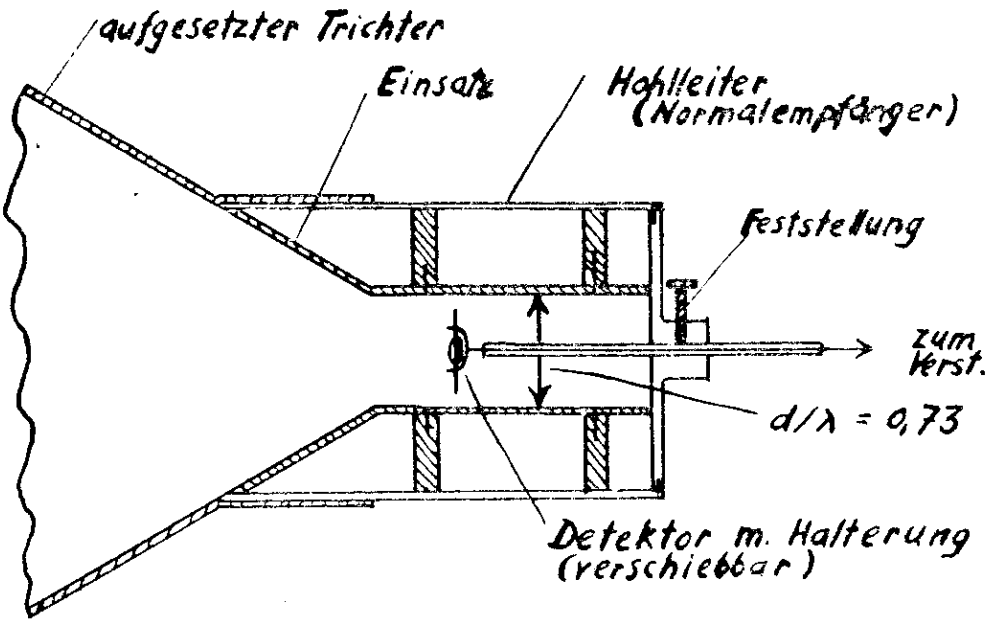


Abb. 2

Empfänger mit Trichter und Einsatz

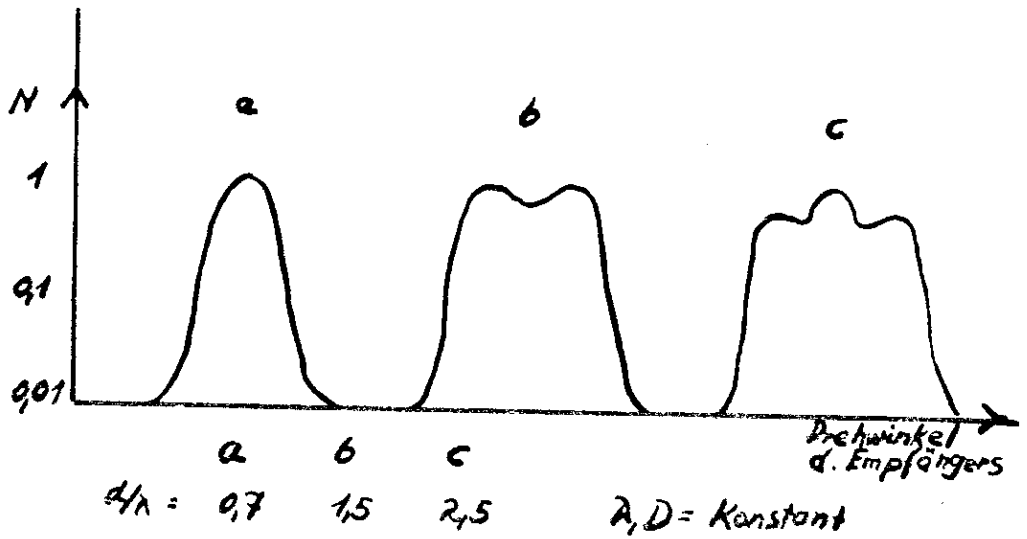


Abb. 3

Einfluss des Trichterhalsdurchmessers d auf die Diagrammform (Trichteröffnung D konstant)

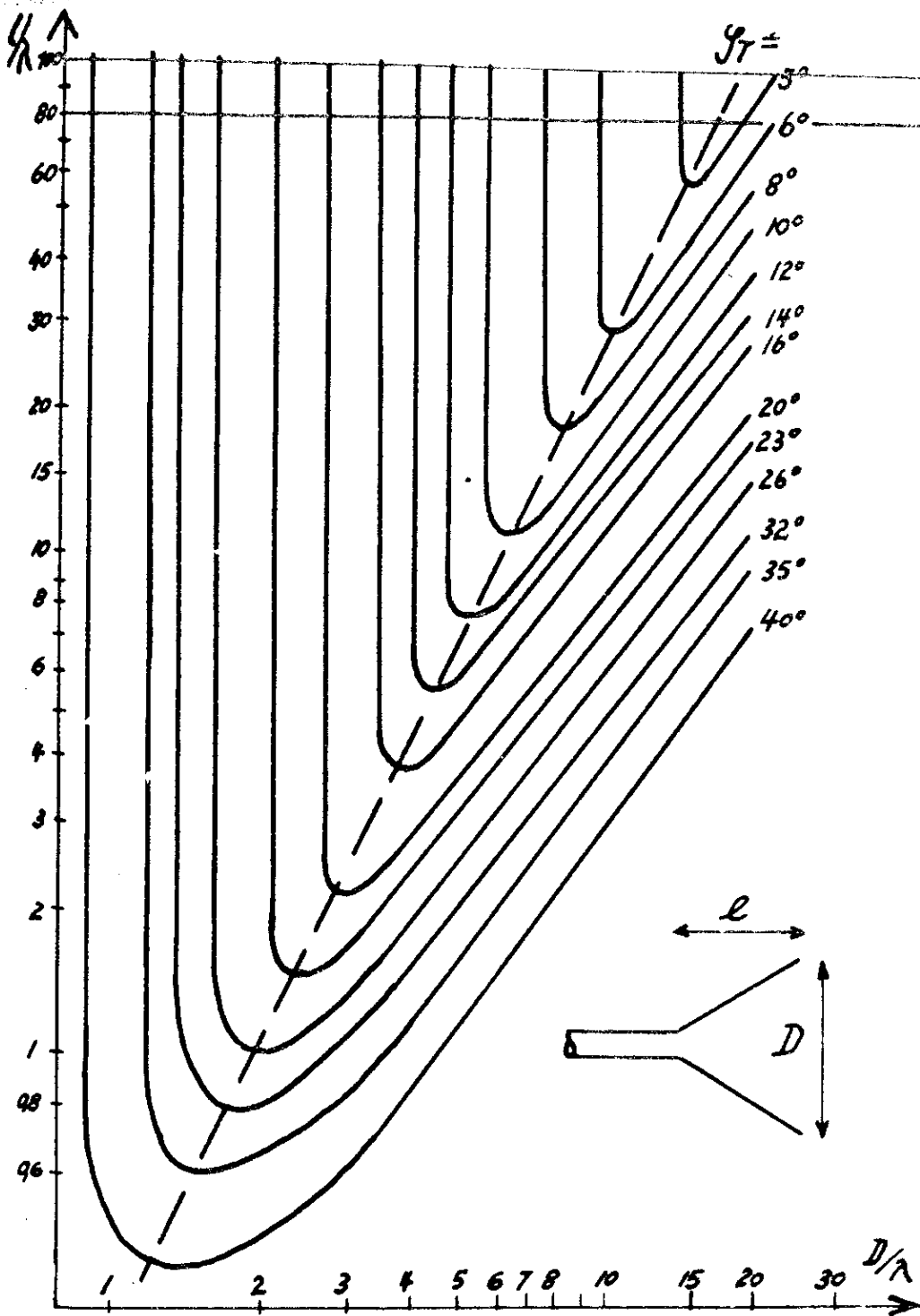


Abb. 4.

Kurven gleicher Bündelung ϑ_T in Abhängigkeit von D/λ und l/λ

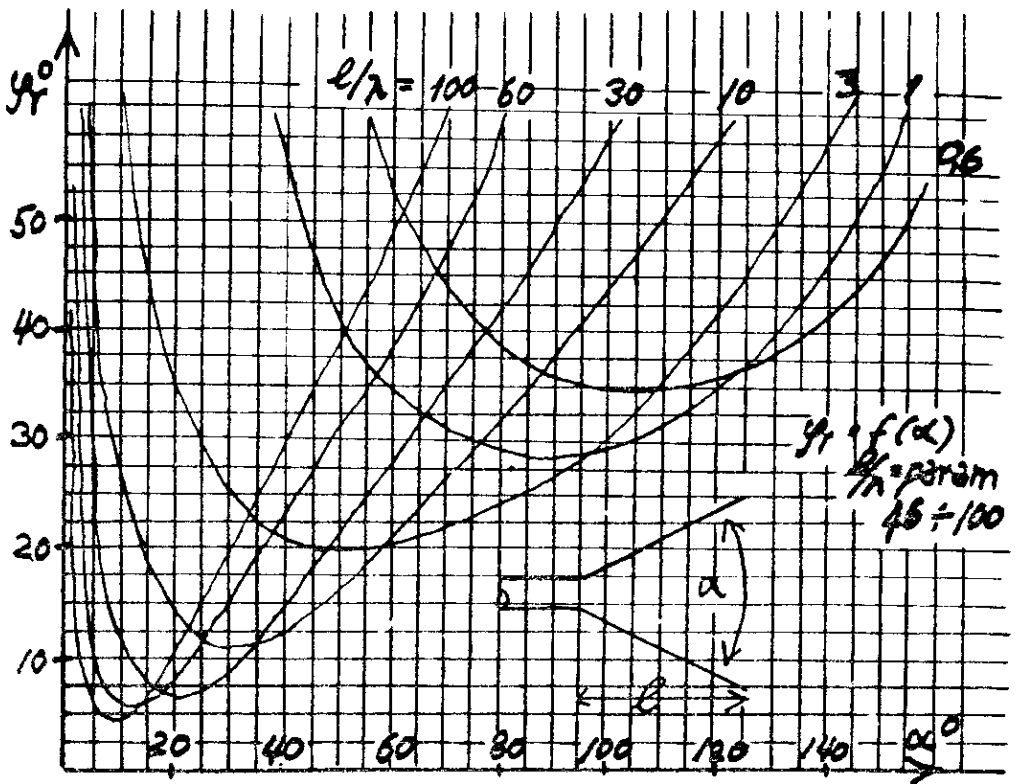


Abb. 5a

Viertelwertsbreite η in Abhängigkeit vom Öffnungswinkel α

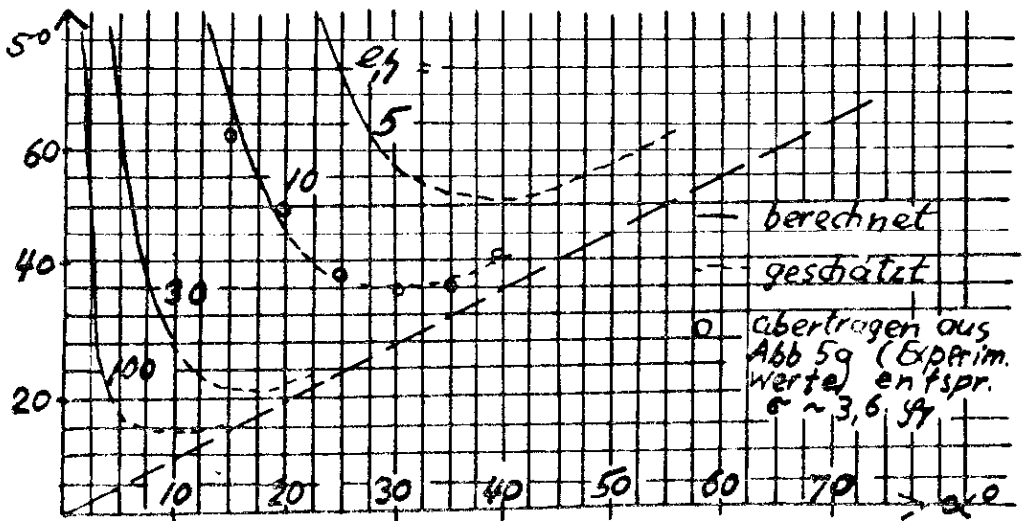


Abb. 5b

Strahlwinkel σ in Abhängigkeit vom Öffnungswinkel α für verschiedene l/λ .

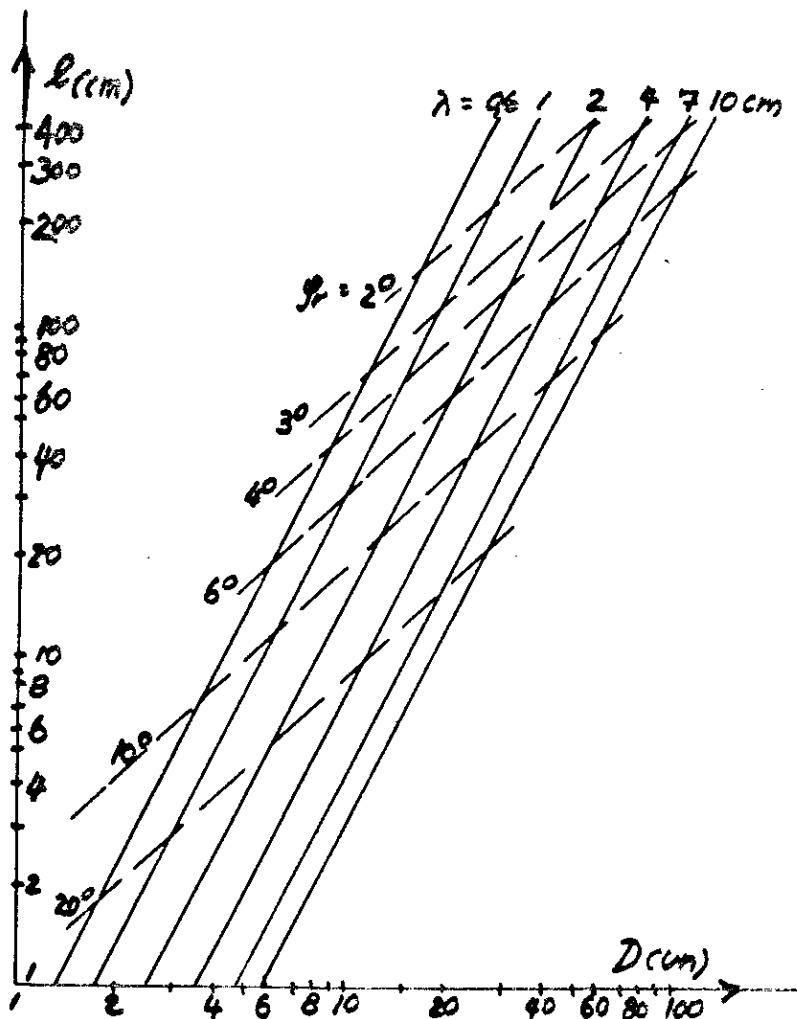


Abb. 6

Optimale Trichtermasse und erreichbare
Bundelung für $\lambda = 0.6 - 10 \text{ cm}$, D u. L in cm .

Ergaenzungen zu dem "Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium
entwickelten Interferometer nach Michelson".

von W. S c h a f f e l d .

Der Bericht umfasst:

.....6.....Seiten und

.....5.....Kurven

Dr. W. Schaffeld-----

A. Qualitative Untersuchungen

Zur Ermittlung der Grenzgenauigkeit des in den "Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Interferometer nach Michelson" sind am Interferometer 1 systematische Untersuchungen angestellt.

Zunaechst wurde rein qualitativ der Einfluss des halbdurchlaessigen Spiegels (45° Spiegel) auf die Funktion des Interferometers untersucht. Der verwendete Glasspiegel hat die Kantenlaengen von $49 \cdot 49$ cm. Fuer alle Messungen wurde ein Vielschlitzmagnetfeldsender von λ ca. $3,9$ cm Wellenlaenge verwendet. Das Magnetfeldrohr war in einem permanenten Magneten eingebaut und seine Betriebsspannungen wurden moeglichst konstant gehalten, um eine Aenderung seiner Frequenz weitgehendst zu vermeiden. Der Sender wurde teils impulsgetastet und teils mit Gleichstrom betrieben.

Nach Inbetriebnahme des Interferometers wurde der Spiegel 1 (45° Spiegel) entfernt, um etwaige Streueinfluesse der Welle auf den Empfaenger festzustellen. In diesem Falle war der Sender impulsgetastet und hinter dem Empfangsgleichrichter war ein Verstaerker mit Oszillographen geschaltet. Es konnte ohne Spiegel 1 jedoch kein Empfang bis zur Ausgangsgrenze des Verstaerkers nachgewiesen werden.

Danach wurde statt des Spiegels 1 ein runder Metallstab von 10 cm ϕ an die Stelle der senkrechten Achse des Spiegels 1 angeordnet. Dort war ein kraeftiges Empfangszeichen vorhanden. Beim Verschieben des Spiegels 3 (Messspiegel) traten Maxima und Minima der Empfangsleistung auf. In der Minimumstellung des Spiegels 3 wurde daraufhin der Spiegel 2 (Amplitudenabgleichsspiegel) um etwa $\frac{\lambda}{10}$ verschoben. Trotz Nachregulierung des Spiegels 3 war das Minimum der Empfangsleistung flacher und liess sich bei weiterer Verschiebung des Spiegels 2 und Nachregulierung des Spiegels 3 kaum noch nachweisen. Erst bei der Verschiebung des Spiegels 2 um $\frac{\lambda}{2}$ von der Ausgangsstellung an gerechnet, liess sich beim Veraendern des Messspiegels wieder ein ausgezeichnetes Minimum feststellen.

Dieser Versuch hat folgende Bedeutung: Bei der Verwendung eines Rundstabes anstatt des Winkelspiegels erhaelt der Empfaenger ausser der Energie der Hauptstrahlen (siehe "Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Interferometer nach Michelson") auch noch direkte Streuenergie von dem Rundstab. Dieser Energiezusatz kann nur durch den Spiegel 2 phasenmaessig so kompensiert werden, dass Amplitudenungleichheit zwischen den beiden Hauptstrahlen herrscht. Nur unter dieser Bedingung entsteht dann beim Verschieben des Messspiegels ein brauchbares Minimum. Infolge dieser zusaetzlichen Phasenkompensation ist es erstaendlich, dass gute Minima immer nur nach einer $\frac{\lambda}{2}$ Verschiebung des Spiegels 2 entstehen koennen.

Um diesen Befund zu stuetzen, wurde statt des Rundstabes ein Metallkasten mit den Abmessungen $8,5 \cdot 8,5 \cdot 11$ cm als Winkelspiegel benutzt, und zwar wurde dieser Kasten so aufgestellt, dass die Seite

kleinster Fläche unter einem Winkel von 45° zur Richtung der einfallenden Welle und zur Richtung des Empfängers stand. Dieser Versuch bestätigt infolge seiner definierten Reflexionsverhältnisse die mit dem Rundstab gewonnenen Ergebnisse.

Danach wurde der Winkelspiegel aus Glas wieder eingebaut. Nach Fortsetzung der Versuche zeigte sich neben einem überwiegenden normalen Effekt (nichtperiodischer Einfluss der Verschiebung des Spiegels 2 auf die Güte der Minima) ein deutlich nachweisbarer überlagerter periodischer Effekt. Nach der Einstellung des besten Minimums war dieses Optimum auch immer nur nach einer $\frac{\lambda}{2}$ Verschiebung des Spiegels 2 zu erreichen. Dabei betrug die Leistungsspanne zwischen minimalen und maximalen Energiewerten bei bestem Minimum etwa 1 : 100 000 und bei dem schlechtesten Minimum etwa 1 : 10 000.

Diese Versuche zeigen deutlich, dass die Kanten des Winkelspiegels noch messbare Streustrahlung an den Empfänger abgeben, so dass es angebracht erscheint, diesen Winkelspiegel wesentlich zu vergrößern. Über den Einfluss dieser Streustrahlung auf die Wellenlängenmessung soll später eingegangen werden.

Bei der Untersuchung des Interferometers auf prinzipielle Fehler mussten lange Messreihen aufgenommen werden, um bei einer Ablesegenauigkeit der Einzelwerte von 1 bis $2 \cdot 10^{-2}$ mm systematische Gänge der Wellenlängenwerte, die in derselben Größenordnung liegen, über die gesamte Messspindellaenge aufzufinden. Um die dazu erforderliche Genauigkeit von etwa $\pm 3 \cdot 10^{-3}$ mm für den mittleren Fehler des Mittelwertes zu erreichen, mussten pro Wellenlängenwert 10 Messpunkte und für 22 Wellenlängenwerte, die über die gesamte Spindellaenge verteilt liegen, 220 Werte abgelesen werden. Die Messzeit von etwa 4 Stunden stellt an die Konstanz des Senders ungewöhnlich hohe Ansprüche. Dazu kommt, dass beim Verschieben der Messplatte um 40 cm die Amplitudengleichheit der beiden Hauptstrahlen nicht mehr gegeben ist und dementsprechend infolge der Minimumtrübung die Ablesegenauigkeit sinkt.

Diese Schwierigkeiten lassen sich auf folgende Weise ausschalten: Im Empfänger, nach dem Empfangsdetektor, entstehen bekanntlich beim Verschieben der Messplatte sinusförmige Gänge der Empfangsamplitude. Dem Empfangsdetektor wird nun niederfrequenzmässig ein Hilfsdetektor gegensinnig parallelgeschaltet. Dieser Detektor ist im Sender fest angeordnet und erhält eine konstante Hochfrequenzamplitude von dem halben Maximalwert der Hochfrequenzamplitude des Empfangsdetektors. Durch diese Massnahme wird der Nullpunkt des kombinierten Empfängers auf den steilsten Ast der Sinuskurve gelegt. Ebenfalls ist die Steilheit des Empfangsdetektors in diesem Punkt wesentlich grösser. Der Empfindlichkeitszuwachs dieser Anordnung beträgt etwa 100 ± 1 . Ein weiterer Vorteil dieser Methode liegt darin, dass die Empfangsintensität jetzt zwischen positiven und negativen Werten sinusförmig hin- und herpendelt, so dass eine Nullpunktkompensation des Interferometers nicht mehr nötig ist, und demzufolge die Ablesegenauigkeit über die ganze Länge

der Messspindel konstant bleibt.

Infolge einer etwas abfallenden Dachspannung beim Impulsbetrieb und der Verschiedenartigkeit der beiden Detektorcharakteristiken liess sich die volle Verstaerkung des Empfaengers noch nicht ausnutzen. Der anwendbare Verstaerkungsgrad gegenueber der urspruenglichen Methode lag bei etwa 5%. Nach einer noch andauernden Umkonstruktion des Impuls-generators ist die Anwendung der vollen Verstaerkung und damit der vollen Empfindlichkeit zu erhoffen.

In der Zwischenzeit wurden die Versuche mit Gleichstrombetrieb fortgesetzt. Die damit erreichte Empfindlichkeit betrug bei der Benutzung eines Spiegelgalvanometers von $2,8 \cdot 10^{-8}$ A/Skt. als Anzeigegeraet 2 Skalenteile Ausschlag bei der Verschiebung des Messspiegels um 10^{-3} mm. Wegen der nicht ausreichenden Stabilisation des Netzgleichrichters fuer die Anodenspannungsversorgung der Magnetfeldroehre betrug die Schwankung der Einzelwerte doch noch etwa $\pm 1,5$ bis $\pm 2 \cdot 10^{-3}$ mm. Bei wiederholten Messungen von 6 Einzelwerten wurde bisher guenstigenfalls ein mittlerer Fehler des Mittelwertes von $5 \cdot 10^{-4}$ mm gemessen.

B. Quantitative Untersuchungen.

Mit dem Interferometer wurden bei der Wellenlaenge von ca. 3,8 cm zahlreiche quantitative Untersuchungen durchgefuehrt, die das Ziel hatten, etwaige Abweichungen der Halbwellenlaengenwerte in Abhaengigkeit zur Spindelstellung (Messplatte) festzustellen und moeglichst zu beseitigen.

Kurve 1 zeigt den Verlauf der Wellenlaenge zur Stellung der Messplatte. In der Waagerechten sind die beim Verschieben der Messplatte auftretenden Minima nach ihrer Folge als gezaehlte Halbwellen aufgetragen und auf der Senkrechten die Werte der jeweiligen Halbwellenlaengen. Die rot umrandeten Kurven geben als "Fehlerschlauch" die mittleren Fehler des Mittelwertes fuer jeden Messpunkt an. Jeder Messpunkt ist der Mittelwert aus 10 Einzelmessungen. Die verbesserte, empfindlichere Methode zur Wellenlaengenmessung wird erst in kuerzerer Zeit fuer diese Messungen angewendet.

Aus der Kurve 1 folgt deutlich ein systematischer Gang der Wellenlaenge mit der Stellung der Messplatte. Als Stoerursache wird zunaechst eine Stoerreflexion zwischen Bedienungswand (siehe Abb. in dem "Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Interferometer nach Michelson") und Messspiegel einerseits und Winkelspiegel andererseits angenommen. Durch Abschirmmassnahmen muss dann dieser Effekt zu beseitigen sein. Die probemaessige Abschirmung wurde durch eine Blechverkleidung der empfindlichen Teile hinter der Messplatte (zur Bedienungplatte hin) mit abweisender Reflexionsrichtung realisiert.

Die unter dieser Vorsichtsmassnahme gemessene Kurve 2 zeigt auch tatsaechlich eine kleine Verbesserung des Kurvenverlaufs.

Stoerreflexionen koennen ebenfalls (siehe Abb.) an der Senderseite auftreten. Abschirmmassnahmen, die allerdings noch unvollkommen waren und in naechster Zeit mit besseren Mitteln wiederholt werden, hatten wenig Erfolg. Dagegen brachte eine Reflektorplatte, die seitlich vom Sender aufgebaut war, in einem bestimmten Abstand zum Winkelspiegel einen ueberzeugenden Erfolg.

Kurve 3 zeigt den Verlauf der Wellenlaenge bei Benutzung der Reflektorplatte am Sender. Nur am Anfang und am Ende der Messspindel ist innerhalb der Fehlergrenze noch ein systematischer Gang nachzuweisen. Wurde die Reflektorplatte auf die andere Seite des Senders gestellt, so war der Gang der Kurve erheblich schlechter als der Gang der Kurve 1.

Es wurde vermutet, dass dieser Effekt auf einem Justierfehler zurueckzufuehren ist. Trotzdem nachgewiesen werden konnte, dass ein gleichsinniger Justierfehler vorlag, koennte nach genauester Nachjustierung des Interferometers der Verlauf der Kurve 3 nicht mehr erreicht werden.

Zur Zeit werden Versuche gemacht, durch noch bessere Abschirmmassnahmen reproduzierbare Effekte zu erhalten.

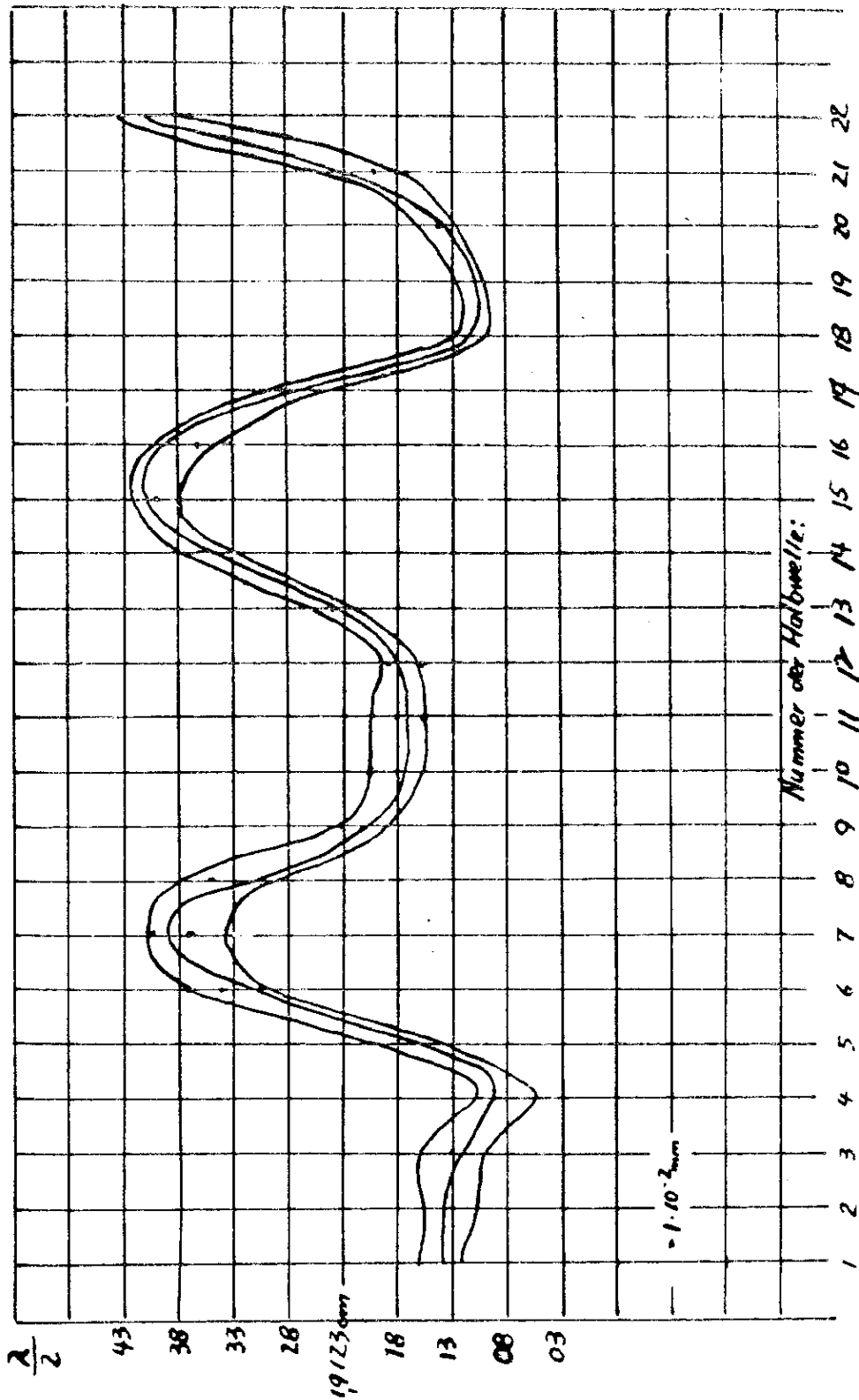
Als Vergleich zu diesen Messungen moege die Kurve 4 dienen. Als Winkelspiegel wurde der oben erwaehte Blechkasten von 8,5 . 8,5 . 11 cm benutzt. Die Abweichungen der Halblaengenwerte ist erheblich groesser als bei der Messreihe mit dem Glaswinkelspiegel. Ob dieser vergraesserte Gang durch den verstaerkten Einfluss der Streustrahlung verursacht wird, kann noch nicht mit Sicherheit entschieden werden.

Weiterhin wurde statt des Glasspiegels eine kreisfoermige Metallplatte von 13,5cm ϕ verwendet. Kurve 5 zeigt die mit dieser Anordnung gewonnenen Ergebnisse.

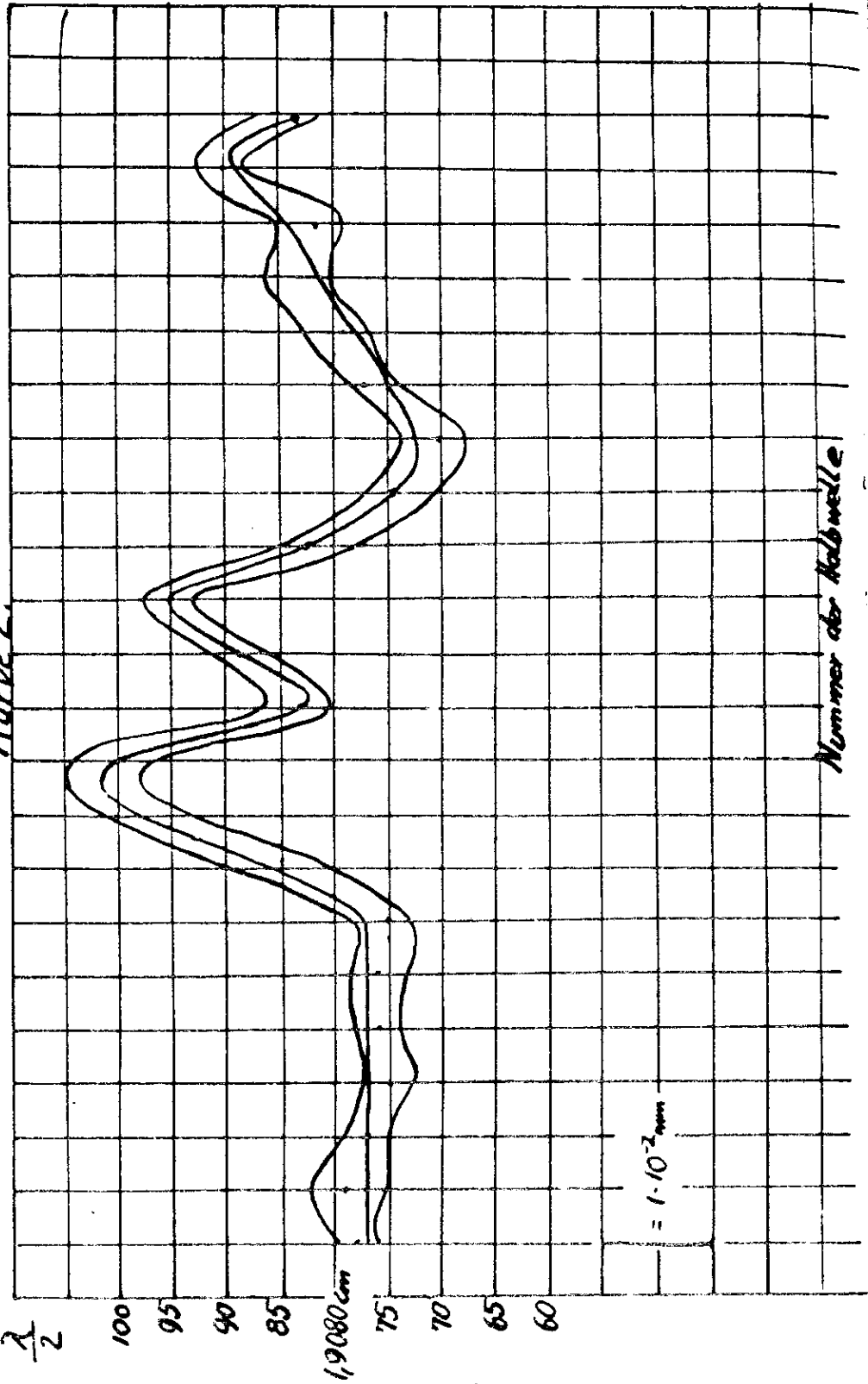
Zwischen der Kurve 4 und 5 koennen keine eindeutigen Beziehungen abgeleitet werden. Es sind auch in dieser Richtung noch weitere Versuche erforderlich, besonders, weil erwartet werden muss, dass, wenn Streueinfluesse der Kanten des 45° Spiegels auf die Messgaenge eine Einwirkung haben, die systematische Verkleinerung des Spiegels die Messergebnisse aendern muss.

Wie weit Streueinfluesse der anderen Spiegel sich auswirken koennen oder in welcher Form sich Beugungserscheinungen auessern, laesst sich augenblicklich nur vermuten. Es ist moeglich, dass die weitere Untersuchung auch dafuer in absehbarer Zeit Klaerung bringen kann.

Kurve 1.



Kurve 2



Nummer der Halbwelle

$\frac{\lambda}{2}$

100

95

90

85

1,9080 cm

75

70

65

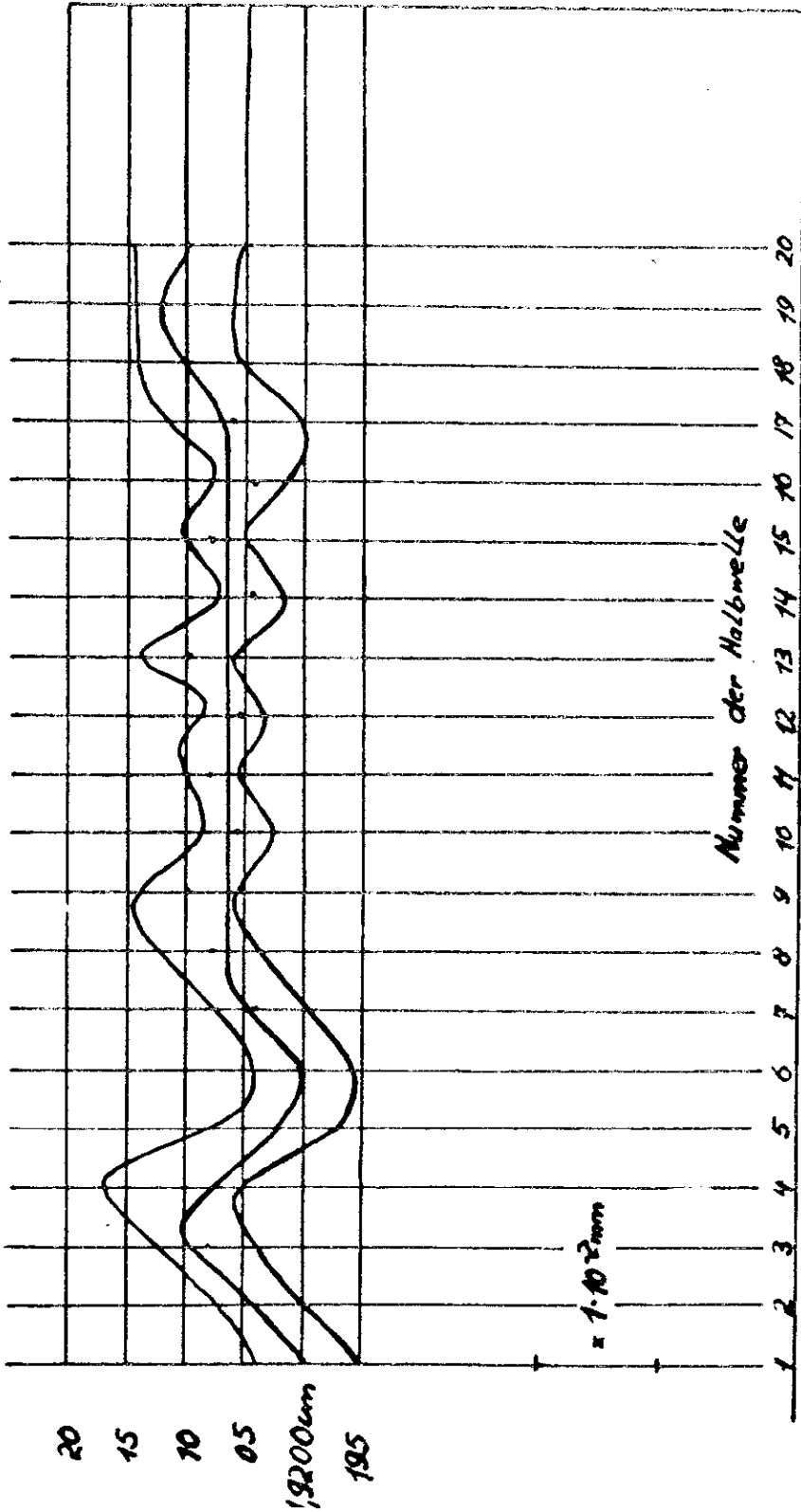
60

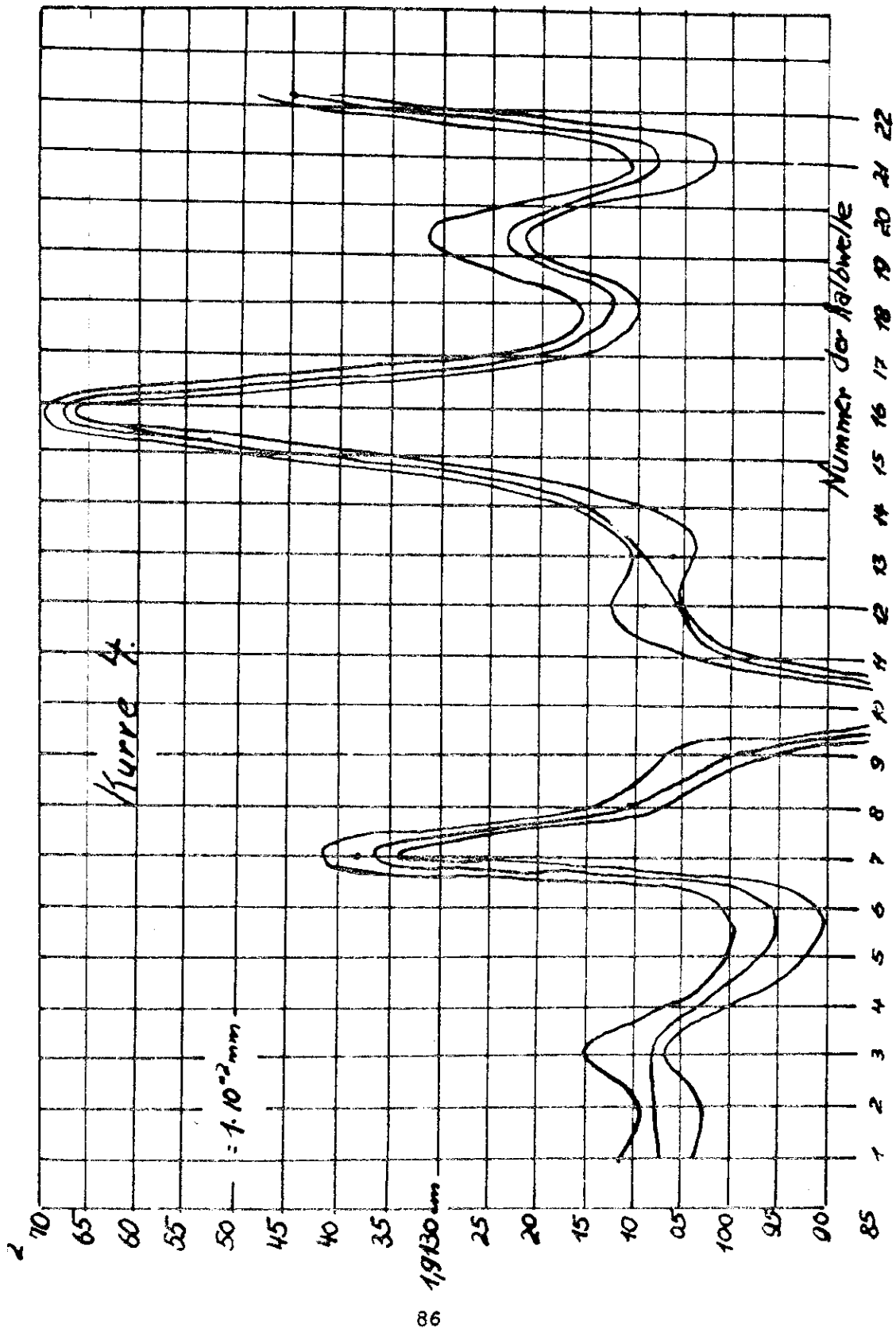
$= 1 \cdot 10^{-2} \text{ mm}$

2

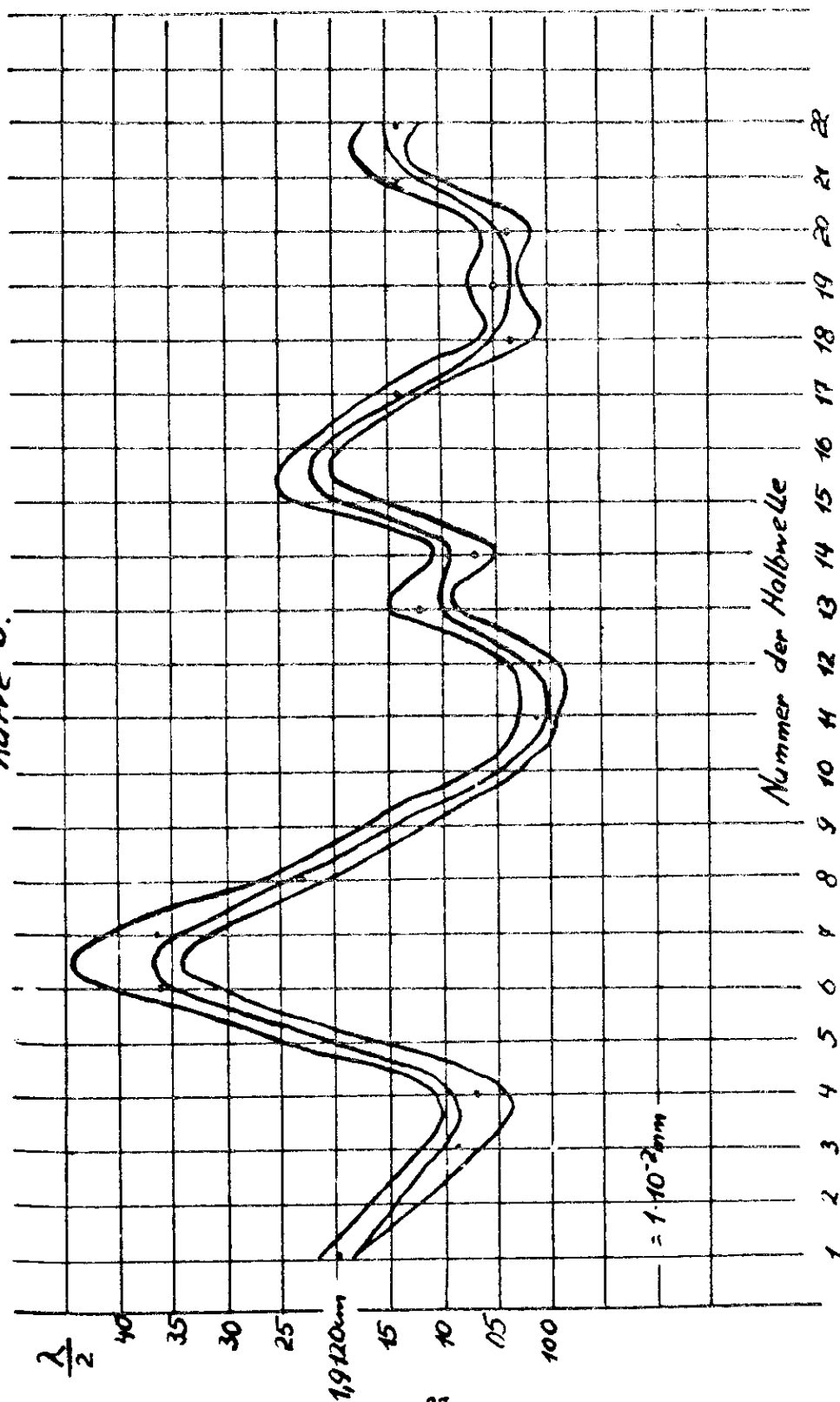
Kurve 3.

$\frac{2}{2}$





Kurve 5.



Physikalisch - Technische

Reichsanstalt

Laboratorium II - H

Ueber Leistungsmessungen im Gebiet

der Zentimeterwellen

Helmut Hoyer und Karl Forger.

1.) Das Problem der Leistungsmessung wurde im Zentimeterwellengebiet, - zwischen 3 und 10 cm Wellenlaenge -, besonders intensiv behandelt, weil die Anforderung vorlag, die nutzbare Energie verschiedener Typen von Sendern dieser Wellenlaengen zu messen. Die im folgenden beschriebenen Messanordnungen wurden zum ueberwiegenden Teile bei 6 cm Wellenlaenge praktisch erprobt, sind jedoch auch zur Anwendung bis zu etwa 50 cm Wellenlaenge in unveraendeter Form geeignet.

2.) Die Leistungsmesser ueber 10^6 Hz sind zumeist Absorptionsleistungsmesser. Sie verbrauchen die zu messende Leistung in ihrem Messwerk. Die gleichzeitige Abgabe von Energie an einen Nutzverbraucher, z.B. eine Antenne, ist nicht moeglich.

Die Absorptionsleistungsmesser, zu denen auch die nachfolgend beschriebenen Typen gehoeren, sagen somit zunaechst nur etwas aus ueber die Leistungsfahigkeit des Generators. Es ist eine Aufgabe fuer sich, dem im Austausch damit betriebenen Nutzverbraucher auch wirklich die gleiche Leistung zuzufuehren und aus den damit verknuepften Problemstellungen heraus zum echten Leistungsmesser (Durchgangsleistungsmesser) zu gelangen.

3.) Die Gluehlampe in spezieller Bauform wird ueblicherweise zur Absorption und Messung der Leistung verwendet. Dabei wird im allgemeinen die Soffittenform ohne Metallkappen, bei moeglichst kleiner Baugroesse, gewaehlt. Sofern der Faden der Lampe Gluehtemperaturen erreicht, wird mit Fotozellen oder Pyrometern gemessen. Bei kleinen Temperaturerhoehungen wird die Widerstandsaenderung des Fadens als Messgrundlage herangezogen. (Bolometer).- Die Versuche mit solchen Bolometerlaempchen boten im Zentimetergebiet mancherlei konstruktive Schwierigkeiten, weil ihre Baugroesse ein gewisses Mass nicht unterschreiten kann. Ausserdem besteht Anlass zu der Vermutung, dass die dielektrischen Versuche in der Glashuelle das Messergebnis erheblich faelschen. Aus diesem Grunde wurde einem Messverfahren mit Urdox-Widerstand der Vorzug gegeben.

4.) Unter Urdox-Widerstand wird ein Koerper aus gepressten Metall-oxyden verstanden, der einen sehr erheblichen negativen Temperaturkoeffizienten des Widerstandes aufweist. Beim Herstellungsverfahren sind hohe Drucke bei hohen Temperaturen anzuwenden; spezielle Einzelheiten sind Fabrikationsgeheimnis der Firma Osram (Berlin-Charlottenburg 2, Helmholtzstrasse.) Die Widerstaende mit dem gekennzeichneten Verhalten wurden urspruenglich aus Uran-dioxyd gefertigt, spaeter wurden auch andere Stoffe verwendet. Das Material fuer die hier verwendeten Widerstaende ist nach Angabe der Firma Osram Magnesium-Titan-Spinell.

5.) Die bei den Leistungsmessungen verwendeten Urdoxkoerper haben zum Teil zylindrische Form, zum Teil sind sie als Scheiben ausgebildet

Fuer den Leistungsmessbereich von etwa 10 Mikrowatt bis zu 500 Milliwatt sind kleine Staebchen von 0,5 mm Durchmesser und etwa 2 mm Laenge benutzt worden. Die obere Grenze des Messbereiches der einzelnen Koerper wird durch die vom Material bedingte Uebertemperatur von 80°C festgelegt. Sie wird durch Messungen in Thermostaten nach vorheriger Alterung bestimmt. Fuer die Messung von Leistungen bis zu 2 Watt werden Staebchen von 3 mm Durchmesser und 5 bis 8 mm Laenge verwendet. Bei diesen dickeren Staebchen wurden Untersuchungen ueber das Auftreten von Fehlern durch den Skineneffekt ausgefuehrt, da die Eichung der Staebchen in allen Faellen mit Gleichstrom vorgenommen werden sollte. Die Firma Osram stellte daher die grosseren Koerper z.T. als Roehroehen von 0,5 mm Wandstaerke her.

Bei allen benutzten Urdoxkoerpem wurden mit Hilfe von Messleitungen die folgenden Messungen ausgefuehrt. Der Hochfrequenzwiderstand des Urdoxkoerpers wurde einmal gemessen, waehrend der Koerper mit Gleichstrom erhitzt wurde: die Hochfrequenzenergie, die zur Messung benutzt wurde, war so klein, dass durch sie keine stoerende Erwaermung auftreten konnte. Bei der zweiten Messung wurde der Urdoxkoerper durch Hochfrequenzenergie erhitzt bis zu der Temperatur, die seinem vorher gemessenen Gleichstromwiderstand entsprach, und in diesem Zustand wiederum sein Hochfrequenzwiderstand gemessen. Die Gleichheit beider Hochfrequenzwiderstaende ist ein Kriterium fuer die Zulaessigkeit der Gleichstromheizung. Die Messungen an den 3-mm Staebchen und - Roehroehen ergaben, dass bei diesen Abmessungen auf die schwierige Herstellung von Roehroehen verzichtet werden kann. - Fuer die Messung von Leistungen ueber 2 W bis zu etwa 10 W, wurde von der Bauweise als zylindrisches Staebchen abgegangen. Von der Firma Osram wurden fuer die PTR Scheiben von 1 mm Dicke und 16 mm aeusserem Durchmesser hergestellt. Die Voruntersuchungen ergaben die Brauchbarkeit dieser Bauform. Die Herstellung eines vollstaendigen Leistungsmessers mit Urdoxscheibe konnte bislang nicht zum Abschluss gebracht werden.

- 6.) Das Messverfahren und die Eichung. Die Eichung des Leistungsmessers erfolgt in fertigem Zustand mit Gleichstrom. Die Messdaten werden zweckmaessig graphisch dargestellt, wobei als Abszisse der Gleichstromwiderstand, als Ordinate die Hochfrequenzleistung aufgetragen wird. Der Gleichstromwiderstand wird entweder aus einer Stromspannungsmessung oder, vor allem bei kleinen Widerstandsaenderungen, bzw. kleinen Hochfrequenzleistungen, in einer Wheatstoneschen Bruecke bestimmt. Die Messleistung (Gleichstromleistung fuer den Betrieb der Bruecke) wird im allgemeinen klein gehalten werden, sodass eine Korrektur der gemessenen Hochfrequenzleistung um den Beitrag, den der Brueckenstrom fuer die Erwaermung des Urdoxkoerpers liefert, nicht erforderlich ist. In Sonderfaellen kann es sich aber auch als zweckmaessig erweisen, die Gleichstromleistung gross zu waehlen

wobei das Messergebnis korrigiert werden muss. Das gilt einmal bei
sehr kleinen Hochfrequenzleistungen der Groessenordnung 10
Mikrowatt bis 1 Milliwatt. Fuer diesen Zweck wird die Eichung der
Anordnung durch Aenderung des Betriebsstromes der Bruecke erhalten,
wobei zu jedem Strom die im Urdox verbrauchte Gleichstromleistung
berechnet wird. Es wurden dafuer etwa 50 Mikrowatt fuer 1 Ohm Wi-
derstandsaenderung erhalten. Die Empfindlichkeit der Brueckenschal-
tung wird dabei durch die Gleichstromvorbelastung erhoehrt. - Noch
in einem zweiten Falle empfiehlt sich die Anwendung einer kuenst-
lich erhoehrten Gleichstromvorbelastung in der Messschaltung, indem
naemlich dadurch der Ausgangswiderstand des Urdoxkoerpers auf einen
gewuenschten Betrag gebracht werden kann, wodurch die - im Folgen-
den behandelte - Anpassung des gesamten Leistungsmessers unter Um-
staenden wesentlich erleichtert wird. Bei den mittleren und groesse-
ren Leistungen wird am zweckmaessigsten mit einer Kleinmessbruecke
gemessen, die fuer die Messung eines groesseren Widerstandsbereichs
mit einer Genauigkeit von etwa 2% geeignet ist (z.B. Pontavi der
Firma Hartmann & Braun, Frankfurt /M.)

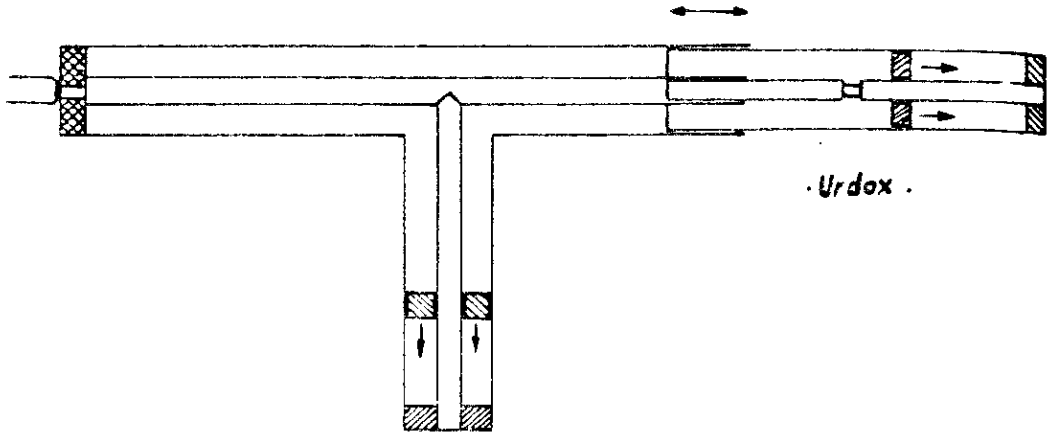
Um bei vorgegebenen Betriebsverhaeltnissen des Senders die abgege-
bene Leistung zu messen, beobachtet man das Brueckeninstrument
und stellt mit den vorhandenen Abstimmitteln derart ein, dass der
von der Messbruecke angezeigte Gleichstromwiderstand ein Minimum
wird. Zu diesem Widerstand entnimmt man aus den Eichkurven die
Hochfrequenzleistung. Man kann aber auch das Brueckeninstrument
direkt in Hochfrequenzleistung eichen und demnach diese sofort ab-
lesen.

Unter den moeglichen Verfahren, den Widerstand des Urdoxkoerpers
zwecks bester Leistunguebertragung an den Wellenwiderstand der
konzentrischen Leitung (70 Ohm) anzupassen, wurde die Wahl unter
dem Gesichtspunkt getroffen, dass der Leistungsmesser in einem
groesseren Frequenzbereich fuer alle Frequenzen gleich gut brauch-
bar sein soll. Mit dieser Forderung mussten Konstruktionen wie
Zweistichleitungen oder mit verschiebbarem $2/4$ - Koerper ausschei-
den. Gewaehlt wurde ein Verfahren mit fein verstellbarer Einstich-
leitung. Der Abstand des Urdoxkoerpers einschliesslich der End-
platte vom Ansatzpunkt der Stichleitung ist grob verstellbar.
(Ausziehmechanismus konstruiert ohne Sprung des Wellenwiderstan-
des.) Hinter dem Urdoxkoerper, der in den Innenleiter eingeschalt-
et ist, befindet sich die fein verstellbare Endplatte der Leitung
(Abbildung 1).

Der Urdox selbst stellt elektrisch eine Parallelschaltung von Ohm-
schen Widerstand und Kapazitaet dar. Erleidet er durch Energieauf-
nahme eine Widerstandsaenderung, so aendert sich seine Impedanz
nach einem bestimmten Gesetz, das in der Widerstandsebene durch
einen Halbkreis in unteren rechten Quadranten, mit dem Mittelpunkt

Abbildung 1

Leistungsmesser, Prinzipaufbau.



auf der Linie B = C, dargestellt wird. Durch Einregelung der Endplatte hinter dem Urdox wird ein beliebiger Blindwiderstand zugefügt und der resultierende Widerstand des Urdoxkoerpers einschliesslich des rechts von ihm gelegenen Leitungsteilen auf einer Parallelen zur X-Achse bewegt. Die Moeglichkeit, mit der Grobverstellung des Abstandes von der Einstichleitung und der Feineinstellung der Laenge der Einstichleitung auf 70 Ohm zu transformieren, ist dann immer gegeben (Bewegungen laengs der zugehoerigen Kreisdiagramme.)

Praktisch durchgefuehrte Leistungsmessungen. An einem Sender von 6,8 cm Wellenlaenge wurden bei verschiedenen Sendereinstellungen Leistungen gemessen, z.B. 300 Milliwatt, 400 Milliwatt und bei besonders guenstigen Auskoppelverhaeltnissen sogar 1200 Milliwatt. Bei diesen Messungen, die zur Erprobung der Leistungsmesser dienten, wurde der Sender nicht auf seine maximal moegliche Leistungsabgabe untersucht. In einem anderen Falle wurde an einem Sender mit Wellenlaenge 4,8 cm eine Leistung von 600 Milliwatt gemessen. Die Messung an einem Impulssender mit der Wellenlaenge 6 cm bei einem Tastverhaeltnis von 1:1000 ergab eine Leistung von 2 Watt. Ausserdem wurden mit dem Urdoxleistungsmesser Messungen bei sehr kleinen Leistungen vorgenommen, wobei die Aenderung des Widerstandsbetrages sich in der Groessenordnung 1 % und darunter bewegte. Die Ausgangsleistung eines Schwaechungsgliedes konnte auf diesem Wege an verschiedenen Punkten zwischen 2500 und 10 Mikrowatt mit sehr befriedigender Genauigkeit bestimmt werden.

Bei einem Teil der Messungen war zwischen dem Leistungsmesser und dem Sender eine Messleitung eingeschaltet, mit deren Hilfe die Annaherung an den Zustand stroemender Energie beobachtet werden konnte. Dieses Verfahren erleichtert die Feststellung von Fehlanpassungen, ferner war dadurch eine laufende Kontrolle der Wellenlaenge des Senders moeglich.

- 10.) Die Generatoren, deren Leistung gemessen werden sollte, arbeiteten vielfach auf Hohlrohre, so dass das Beduerfnis entstand, die Energie von Hohlrohrwellen zu messen. Die Loesung dieser Aufgabe wurde auf zwei Wegen gesucht, und zwar:
- a) durch Auskoppelung der Energie auf einen konzentrischen Leiter und Messung mit einem Urdox-Leistungsmesser der beschriebenen Art,
 - b) durch Absorption der Hohlrohrwelle in einer Absorptionsschicht und Messung der Temperaturerhoehung.

Die Auskoppelungsversuche wurden vorgenommen mit Anordnungen, in denen die Hohlrohrwelle als H 1 - Welle auftritt. Bei einer ersten Bauform war das Hohlrohr mit einer regelbarenStichleitung und am Ende mit einer Abschlussplatte versehen, durch die der Eingangsteil des Leistungsmessers durchgefuehrt war. Innen- und Aussenleiter des Leistungsmessers waren dabei durch eine Auskoppelschleife miteinander verbunden. (Magnetische Auskoppelung).

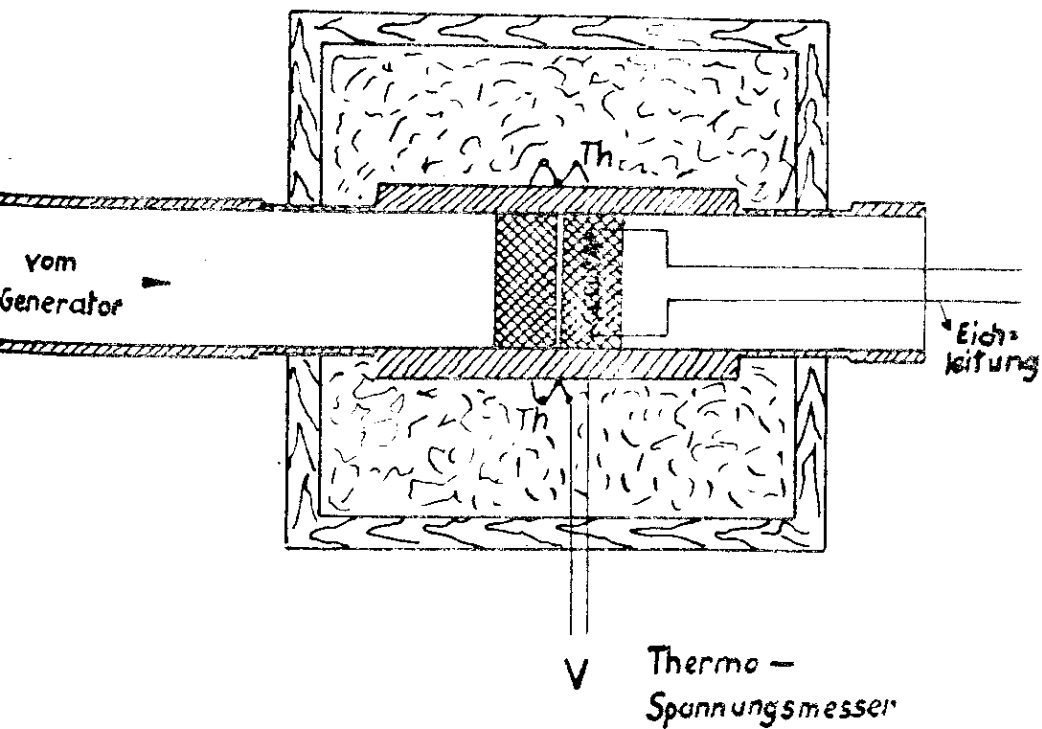
Da diese Konstruktion noch verbesserungsfahig erschien, wurde ein weiteres Hohlrohrabschlussstueck gebaut, dessen Endplatte fein verstellbar ist, und das ausserdem mit einer Stichleitung, ebenfalls mit fein verstellbarer Endplatte, versehen ist. Das Ende des Leistungsmessers ist als Sonde mit veraenderlicher Eintauchtiefe ausgebildet und wird zwischen Stichleitung und Endplatte von der Seite her eingefuehrt (Elektrische Auskoppelung⁰, der Einfuehrungspunkt kann mittels einer besonderen Vorrichtung um kleine Betraege in der Laengsrichtung verschoben werden. Das ganze System ist also bezueglich der Anpassung des Verbrauchers nach den gleichen Gesichtspunkten aufgebaut, wie der Leistungsmesser in sich.

Die Leistungsmessung mit dieser Anordnung erfordert wegen der zahlreichen Regulierungsmoeglichkeiten beträchtliche Uebung. Der Aufwand scheint jedoch gerechtfertigt zu sein, denn es konnte auf diesem Wege dem Urdox bei unverändertem Generator eine beträchtlich grossere Energie zugefuehrt werden (Verhaeltnis etwa 1 : 1,5).

- 11.) Die unmittelbare Messung der Leistung im Hohlrohr wurde mit einem absorbierenden Koerper in einem Kalorimeter spezieller Bauart durchgefuehrt. Der absorbierende Koerper besteht aus 7 Schichten einer mit Spezialmassen getraenkten Wellpappe, die durch Busschichten voneinander getrennt sind, und ist einseitig mit Aluminiumfolie belegt. Er ist dafuer bestimmt, alle Wellen in dem Bereich 3 - 9 cm total zu absorbieren. Zwei kreisrunde Scheiben dieser Masse wurden ausgestanzt und in ein starkes Hohlrohr aus Messing eingebaut (Abbildung 2). Das Hohlrohr wurde symmetrisch zur Mitte, wo sich die Absorptionsmasse befand, gut thermisch isoliert. Der Innendurchmesser war gleichbleibend, der Aussen-durchmesser aber so gewaehlt, dass sich im Innern der Waermeisolation eine grosse Messingmasse befand, an den Enden des Kastens

Abbildung 2

Kalorimeter für Hohlrohrleistungsmesser
bei Zentimeterwellen



aber eine sehr geringe, um die Waermeableitung herabzusetzen. Die in den Absorptionsschichten auf irgendeine Art erzeugte Waerme teilt sich dem starkwandigen zylindrischen Messingkoerper Innern des Kalorimeters mit und ruft eine Temperaturerhoeherung hervor, die mit Thermoelernen gemessen wird. Fuer jede aufgenommene Leistung ist eine bestimmte Temperaturanstiegskurve charakteristisch. Das Geraet wird mit Gleichstrom geeicht, wobei in den rechts gelegenen Teil der Absorptionsmasse (s. Abbildung) eingebrachte Heizwicklung verwendet wird. Die Hochfrequenzstrahlung erfolgt von der linken Seite, und es wird vorausgesetzt, dass die Uebertragung der Waerme an die Messingmasse von beiden Absorptionskoerpern aus gleichmaessig erfolgt. Der gleichartige Charakter der Temperaturkurventypen laesst diese Voraussetzung gerechtfertigt erscheinen. Es muss dafuer gesorgt werden, dass vor der eigentlichen Messung keine thermische Einstrahlung vom Heizfaden des Senders erfolgt, diese muss unter Umstaenden eliminiert werden.

- 12.) Bei der Eichung des Kalorimeters wurde auf verschiedene Arten und dieselbe Wattsekundenzahl eingebracht, einmal wurde bei kleinem Strom die Dauer der Einschaltung gross, danach bei grossem Strom die Einschaltdauer klein gehalten. Es ergab sich, dass der maximale (ballistische) Ausschlag des Thermoinstrumentes unabhaeufig von der Dauer des Eichstromes war, wenn diese nur unterhalb von 1,5 Minuten lag. Das Galvanometer erreicht immer nach 3-Minuten 20 Sekunden seinen Maximalausschlag. Das Messverfahren konnte also "quasiballistisch" sein. Es war nicht erforderlich, die Hochfrequenzenergie so lange einwirken zu lassen, bis ein stationaerer Zustand erreicht war, in solchem Falle wuerde das Kalorimeter kaum als praktisches Messinstrument verwendbar sein, da bei laengerer Messdauer mit Aenderungen der Leistungsabgabe des verwendeten Senders gerechnet werden musstee.

Das Beduerfnis, ein Kalorimeter zu bauen, ergab sich vor allem aus dem Wunsch, neben dem Urdox-Leistungsmesser ein zweites Messgeraet zu besitzen, welches einen Vergleich verschiedener Messmethoden gestattete. So wurde mit dem Kalorimeter an einem Sender mit der Wellenlaenge 6,8 cm eine Leistung von 700 mW gemessen, waehrend der Urdoxleistungsmesser 750 mW ergab, was als genuegende Uebereinstimmung angesehen werden kann. Die Genauigkeit der kalorimetrischen Messung ist vor allem wegen der schwierigen Anpassung geringer. Als weitere Messung wurde an einem Impulssender mit der Wellenlaenge 6,8 cm bei einem Tastverhaeltnis von 1:1000 eine Leistungsbestimmung vorgenommen, die den Wert ergab 4 W.

Heidelberg, im September 1945.

Bericht ueber im Hochfrequenzlaboratorium (K.T.) entwickel-
ten Impulsgenerator fuer variable Impulsbreiten.

von R. S u e s s.

Der Bericht umfasst:

..... Seiten,

..... Abbildungen.

Impuls-Tastgeraet

Das Tastgeraet liefert annaeherd Rechteckimpulse mit steiler Anstiegsflanke - Flankenanstiegszeit ca. 1,5 - 2 μ s - regelbarer Dachspannung von 0 - ca. 2000 V bei einer Tastgrundfrequenz von 500 Hz und regelbarer Impulsbreite von 25 - 140 μ s (und mehr). Max. Impulsleistung ca. 500 W.

A. Grundlagen und Arbeitsweise des Geraets.

Im folgenden Teil sei nun das Prinzip und die Arbeitsweise des Geraets herausgestellt. Abb. 1 zeigt das Prinzipschaltbild des Gesamtgeraetes. Die, in den weiteren Betrachtungen angefuhrten Augenblickswerte der Spannungen u_1 , u_2 ---- usw. beziehen sich auf die in Abb. 1 gekennzeichneten Messpunkte 1, 2, 3, usw. und geben die jeweils dort herrschenden Spannungsverhaeltnisse wieder. Die Scheitelwerte der Spannungen sind mit u_1 , u_2 bezeichnet.

1.) Verkuerzung der Flankenanstiegszeiten in den Stufen I und II.

Zur Steuerung des Geraetes dient ein Tongenerator, der eine sin.-foermige Spannung von 500 Hz (u_1 ca. 100 - 200 V) erzeugt. Die Sin.-Funktion weist nun aber gerade jeweils in der Umgebung des Nulldurchganges die groesste Flankensteilheit auf. (Abb. 2) Um von vornherein zu kurzen Flankenanstiegszeiten des gewünschten Impulses zu kommen wurde daher nur ein verschwindend kleines, ins positive Gebiet hineinreichendes Stueck u_2 dieser, vom Steuergenerator gelieferten Sin.-Spannung u_1 , das in der Naehе des Nulldurchganges gelegen ist, zur Steuerung des Rohres I verwendet.

Ist z.B. zur vollen Aussteuerung von Rohr I maximal nur $\frac{1}{50}$ des Scheitelwertes der Steuerspannung u_1 noetig, also:

$\hat{u}_2 = \frac{1}{50} \hat{u}_1$ so entspricht dies einer Aenderung des Zeitwinkels von

$\varphi = 1,15^\circ$ und, da bei einer Grundfrequenz von 500 Hz die Halbperiode in 1000 μ s durchlaufen wird, ergibt sich die dazu benoetigte Zeit zu :

$$\Delta t_1 = \frac{1000 \cdot 1,15}{180} = 6,3 \mu\text{s}.$$

Wuerde hingegen fuer $\hat{u}_2 = \frac{1}{5} \hat{u}_1$ noetig sein, so waere die erforderliche Zeit fuer volle Aussteuerung des Rohres I (das ist die Zeit, die die Gitterwechselspannung u_2 braucht, um vom Wert 0 auf ihren Maximalwert anzuwachsen, der das Rohr voll aussteuert)

$$\Delta t_1 = 63 \mu\text{s}$$

Fuer extrem kurze Flankenanstiegszeiten ist es also noetig, dass das

Verhältnis $\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1}$ sehr klein wird, im Grenzfall also:

$$\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1}$$

0

Praktisch lässt sich diese Forderung dadurch annähernd realisieren, dass die verwendete Steuerspannung u_1 hinreichend gross macht und eine Rohrentype auswählt; die nur einer geringen Gitterwechselspannung zur vollen Aussteuerung bedarf. Bei Heranziehung handelsüblicher Rohren für Rundfunkzwecke, die beim Versuchsgeräet aus Mangel an Spezialtypen verwendet werden mussten, lässt sich der im Beispiel angegebene Wert $\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} = \frac{1}{50}$ etwa erreichen.

$$u_2 \approx 3 - 4 \text{ V}, \hat{u}_1 \approx 150 - 200 \text{ V}$$

haltungstechnisch wurde die durch entsprechende Wahl des Arbeitsspannungswertes der Roehre I - sie arbeitet als B-Verstärker - erreicht.

(Abb. 3.) Um eine Überbelastung des Steuergitters dieser Roehre durch den grossen Gitterstrom infolge der verwendeten hohen Steuerspannung \hat{u}_1 zu vermeiden, wurden die positiven Halbwellen durch die Diode a in Verbindung mit R (Abb. 4.) (doppelte Spannungsteilung) teilweise abgeschnitten.

Wendet man nun dieses Verfahren noch ein- oder mehrmals auf die verstärkte Spannung von u_2 (u_3) an, so wäre dies ein ideales Mittel um zu beliebig kleinem Flankenanstiegszeiten zu kommen. (Abb. 5) Nimmt man zunächst einmal an, dass die von Rohr I gelieferte max. Spannungsamplitude $\hat{u}_3 = \hat{u}_1$ ist, d.h. dass die Verstärkung dieser Roehre $V_1 = \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_3}$ ist und weiterhin, dass keinerlei Kurvenformverzerrungen auftreten, so müsste die verstärkte Spannung u_3 ein getreues Abbild der Spannung u_2 sein. Die erforderliche Zeit t_1 , die die Spannung u_3 braucht, um vom Wert 0 aus ihre Dachspannung zu erreichen, wäre also identisch mit der Zeit, die u_2 braucht, um das Rohr I voll auszusteuern.

Da aber fuer die nun folgende Stufe II des Geräets (Abb. 5) wiederum nur ein verschwindend kleiner Teil u_5 dieser Spannung u_3 zur vollen Aussteuerung des Rohres II genuegt und man die Anstiegsflanke von u_3 als hinreichend steil annehmen kann, wird jetzt die Dachspannung der von Rohr II verstärkten Spannung u_6 in der Zeit:

$$\Delta t_{II} = \Delta t_I \cdot \frac{\hat{u}_5}{\hat{u}_3} \quad \text{erreicht.}$$

man wiederum den Quotienten $\frac{\hat{u}_5}{\hat{u}_3} = \frac{1}{50}$ zu Grunde, so ergibt sich in

dem angegebenen Beispiel die Zeit $\Delta t_{II} = 6 \cdot \frac{1}{50} = 0,12 \mu s$

Um bei der technischen Ausfuehrung (Abb. 6) eine Phasenumkehrroehr ersparen, wurde der Arbeitspunkt der Roehre II bei $U_g = 0$ Volt gewa. Das zur Steuerung benutzte Stueck u_5 wird im Arbeitszustand zur Steuerung der Roehre II herangezogen und ist durch deren Charakteristik unten hin festgelegt. Die Begrenzung nach oben bildet die Dachspannung von u_5 , die ihrerseits durch die Diode b und die Spannungsteilung a Widerstandsanzordnung vor Rohr II gegeben ist. Der Kondensator C_1 , Gleichstromkomponente von u_3 abriegelt, verursacht eine unerwunscht Kruemmung (e-Funktion) der Spannung u_3 . Jedoch macht sich dieser Effekt in dem, tatsaechlich zur Steuerung des Rohres II herangezogenen Bereich von u_3 kaum geltend (siehe Abb. 6!)

u_1	\approx	60 V
Δt_I	\approx	4 us
Δt_{II}	\approx	1 us
Tabelle 1		

Wie Messergebnisse an dem Versuchsgeschaefte zeigten, (Tabelle 1) wird der oben rechnerische Wert fuer Δt_{II} von 0,12 us nicht erreicht. Bisher wurde bekannte Methoden behandelt. Fuer die weiteren Betrachtungen hat es sich als zweck erwiesen, dem Innenwiderstand der verwendeten Roehrentypen besondere Aufmerksamkeit zu widmen.

2.) Fehlereinflusse.

Betrachtet man noch einmal ganz allgemein die Verhaeltnisse von Gesichtspunkt aus an den Eingangsstufen an Hand der vereinfachten Abb. 7a so erkennt man, dass die Kapazitaet C, die sich ueber der Parallelschaltung von R_g und R_{gkII} (Widerstand der Gitterkathodenstrecke von Rohr II)

dem Innenwiderstand R_{iI} der Roehre I als auch ihrem Aussenwiderstand parallel schaltet, um so mehr Einfluss auf die Verfaechschung der Kurvenform haben muss, je groesser sie ist, bei sonst gleichbleibenden Verhaeltnissen. Umgekehrt wird ihr Einfluss bei gegebener Kapazitaet um so kleiner sein, je kleiner $R_{iI} // R_{aI}$ ist.

Man kann nun die Abb. 7b weiter vereinfachen und die Parallelschaltung der Roehre und Aussenwiderstand als Spannungsquelle mit dem GesamterInnenwiderstand $R_{i'} = R_{iI} // R_{aI}$ fuer den Entladekreis C, $R' (= R_g // R_{gkII})$

auffassen. Im Idealfall muesste dann $R_{i'} = 0$ sein, das heisst, die Spannungsquelle waere unendlich ergiebig. Je groesser nun aber der Innenwiderstand der Spannungsquelle ist, um so groesser ist die Rueckwirkung des Entladekreises, d.h. bei ploetzlicher Ladung des Kondensators C sinkt proportional der Groesse des Ladestromes die Spannung der Spannungsquelle um

erst mit fortschreitender Ladung wieder ihrem Sollwert. Statt einer Ladekurve (in Abb. 8 ausgezogen gezeichnet) ergibt sich dann qualitativ gestrichelt gezeichnete Verlauf fuer die Spannung am Kondensator. Die Konstruktion ergeben sich demnach also die Forderungen:

a) $R_{iI} // R_{aI} \longrightarrow 0$

[oder b) $R_g // R_{gkII} \longrightarrow \infty$]

Wobei jeweils der guenstigste Kompromiss zu schliessen ist. Die Bedingung ist durch das verwendete Rohr gegeben. Daher ist jetzt nur noch ueber $R' = R_g // R_{gkII}$ verfuegbar. Kleines R_{aI} bedingt geringe Stufenver-

zerrung und erfordert mithin mehrere Stufen. Von R' ist nach Wahl des Rohres II nur noch ueber R_g zu verfuegen. Eine obere Orenze dafuer ist durch den Gitterstromerinsatz dieses Rohres dar.

Desweiteren sei hier noch auf den Einfluss der Schalt- und Roehreneingangs-kapazitaeten verwiesen, die ihrerseits den Wert der Gleichung b) ebenfalls beeinflussen. Diese, (in Abb. 7c gestrichelt eingezeichnet und mit C bezeichnet) wirken ja in der gleichen Richtung wie die oben erwachten Kapazitaeten auf die Kurvenform ein. Da der Kopplungs-Kondensator C fuer die uebertragenden Frequenzen infolge seiner Groesse keinen nennenswerten Widerstand darstellt, schaltet sich C der Parallelschaltung von R_{iI} und R_{aI} parallel und bildet dadurch einen Kreis mit der Zeitkonstanten τ wobei $R'' = \frac{R_{iI} \cdot R_{aI}}{R_{iI} + R_{aI}}$ ist. Im unguenstigsten Falle, der dann eintritt, wenn Rohr I sperrt, ist dessen Widerstand sehr hoch, sodass von praktisch nur noch R_{aI} wirksam bleibt und $R'' \longrightarrow \frac{R_{aI} \cdot R_{iI}}{R_{aI}}$ geht.

Graphische Ermittlung der Verzerrungen einer trapezfoermigen Ladekurve durch ein R-C-Glied.

Betrachtet man nun z.B. eine Trapezkurve (Abb.9), die von der Anordnung der Bauelemente abhaengen werden soll, so werden durch die Kapazitaeten C die Ecken abgerundet. Da eine analytische Betrachtung dieses Problems auf zu grosse Schwierigkeiten stoesst wurde eine graphische Loesung angewendet.

Graphische Loesung:

Setzt man an eine Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator ploetzlich eine konstante Gleichspannung U, so gilt bekanntlich die Beziehung:

$$1 = \frac{U}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad \text{wobei } \frac{U}{R} = I$$

$$\tau = R \cdot C$$

Die Spannung am Kondensator verläuft mithin nach der Funktion:

$$U_c \sim (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (\text{Abb. 10})$$

b) Wächst nun aber die angelegte Spannung nicht in der Zeit $t = 0$ von 0 auf ihren konstanten Wert U an, wie dies oben vorausgesetzt war, sondern linear mit t um beim Erreichen von U konstant zu bleiben, (= ansteigender Ast der Trapezkurve) so lässt sich dafür kein einfacher analytischer Ausdruck mehr ableiten. Um zu einer graphischen Lösung zu gelangen führt man dieses neue Problem auf das bekannte und oben erwähnte zurück, indem man die lineare Anstiegsflanke in treppenförmige Stücke zerlegt und die jeweils einzeln nach a) Abb. 10 behandelt. Die tangentielle Verbindung der Einzelkurven ergibt dann den Spannungsverlauf am Kondensator (Abb. 11 a.)

Um nun den Einfluss der Schaltkapazitäten abschätzen zu können kann man folgende Überlegung anstellen:

Abb. 12 zeigt die Abhängigkeit des qualitativen Spannungsverlaufs am Kondensator bei der Flankenanstiegszeit t der angelegten Spannung für 3 verschieden gross gewählte Zeitkonstanten $= R \cdot C_s$.

1.) $\tau = \Delta t$ ---d.h. $\Delta t = \tau$ (violett)

2.) $\tau = \frac{1}{3} \Delta t$ ---d.h. $\Delta t = 3 \tau$ (blau)

3.) $\tau = \frac{2}{9} \Delta t$ ---d.h. $\Delta t = 4,5 \tau$ (rot)

Man sieht nun aus dem Kurvenverlauf, dass man, um eine noch bessere Annäherung der übertragenen Kurvenform an den gegebenen Anstiegsast der Trapezkurve mit der Flankenanstiegszeit t zu erreichen, eine nur ausserordentlich kleine Zeitkonstante, im Idealfall $\tau \rightarrow 0$, zulassen dürfte als dies bei $\tau = \frac{1}{3} \Delta t$ der Fall ist. Da nun aber bei gegebenem Widerstand R (Parallelschaltung von R_1 , R_2 und R Verbraucher bzw. R) die sich aus der Beziehung $\tau = R \cdot C$ ergebende Schaltkapazität proportional τ ist, würde damit gleichermassen C_s zulässig enorm verkleinert werden müssen, um noch eine merkliche Verbesserung gegenüber der Kurvenform, bei der $\tau = \frac{1}{3} \Delta t$ gewählt wurde, zu erhalten.

Beispiel:

Die Flankenanstiegszeit betrage
Wählt man nun

$$\Delta t = 1,5 \text{ us}$$

$$\tau = \frac{1}{3} \Delta t,$$

womit die in Abb. 12 entsprechende Kurvenform garantiert ist,
so ist damit
Weiterhin betrage

$$\tau = 1,5 \text{ us}$$

$$R = 50 \text{ k } \Omega$$

Zeit wird

$$C_{s \max.} = \frac{T}{R} = 2 \cdot \frac{1}{10^6} \cdot \frac{1}{50 \cdot 10^3} \cdot 10^{12} = 100 \text{ pF}$$

Wuerde man dagegen eine geringere Verzerrung anstreben, wie dies aus Abb. 12 fuer $T' = \frac{2}{\omega} \Delta t$ hervorgeht, so duerfte jetzt bei sonst gleichen Verhaeltnissen die maximale Schaltkapazitaet nur $C' = 6,6 \text{ pF}$ betragen.

Da nun die kleinst moegliche Kapazitaet C_s beim Bau einer solchen Anordnung durch die Leitungsfuehrung und die entsprechenden Roehrenkapazitaeten vorgegeben ist, kann die Wahl der Zeitkonstante nur noch durch R stattfinden. Dieser, weiter oben bereits erwachte aus Parallelwiderstaenden zusammengesetzte Widerstand, wurde dort mit R'' bezeichnet und hatte fuer den unguenstigsten Fall einen groessten Wert von

$$R'' \rightarrow \frac{R_{aI} \cdot R'}{R_{aI} + R'} \text{ angenommen, wobei } R' = \frac{R_g}{s} \cdot \frac{R}{R_{ekII}} \text{ war.}$$

Mithin verliert also die, in diesem Zusammenhang angegebene Gleichung $R_g // R_{ekII} \rightarrow \infty$ ihre Gueltigkeit. Da R_{ekII} durch die Daten des Rohres II gegeben ist liegt mithin die maximale Groesse von R_g fest, wenn eine bestimmte Verzerrung der Anstiegsflanke zugelassen wird, da

$$R'_{\max.} = \frac{T}{C_s} = \frac{R_g}{R_g + R_{ekII}} \cdot R_{ekII}$$

Zusammenfassend kann man also sagen, dass Verzerrungen sowohl durch Auswirkung des Kopplungskondensators auf den Roehreninnenwiderstand, als auch durch Schalt- und Roehrenkapazitaeten um so geringer sind, je kleiner die verwendeten Widerstaende, besonders R_I und R_g , sind. Es ergibt sich daraus generell die Forderung nach Roehren mit besonders kleinem Innenwiderstand.

$R_I \rightarrow 0$

3 Impulserzeugung- und Verstaerkung.

Abb. 13 zeigt noch einmal die Schaltung der 2. Stufe des Gerats, Abb. 6 den Verlauf des Anodenstroms dieser Roehre als Funktion der Zeit. Demnach ergibt sich eine Anodenwechselspannung (Punkt 6 gegen Kathode)

nach Abb. 14a.

Durch elektrische Differentiation mittels des kleinen Kondensators C_2 ergibt sich daraus der in Abb. 15 dargestellte Spannungsverlauf u_7 am Widerstand R_5 , der den Gitterableitwiderstand der naechsten Roehre darstellt. Abb. 16 und 17 geben die elektrischen Ersatzschaltbilder fuer die Kondensatorentladungen nach Aufladung von C_2 durch den ansteigenden bzw. abfallenden Ast von u_6 wieder.

Wie aus Abb. 15 hervorgeht, ergibt die Entladung von C_2 nach Ladung durch die Anstiegsflanke von u_6 (Abb. 14b) einen anderen Verlauf wie nach Umladung von C_2 durch die abfallende Flanke von u_6 . Dies ruehrt von einer Verschiedenheit der fuer die Entladung jeweils in Frage kommenden Zeitkonstanten τ_1 bzw. τ_2 her, die, wie aus Abb. 16 und 17 hervorgeht, durch den Maximal- bzw. Minimalinnenwiderstand von Rohr I, je nachdem es waehrend der Entladezeitdauer von C_2 geoeffnet oder geschlossen ist, mitbestimmt werden. ($\tau_1 > \tau_2!$). Weiterhin ist in Abb. 15 gezeigt, wie sich der Gesamtverlauf von u_7 aendert bei verschiedenen grossen Kapazitaetswerten von C_2 , (was einer proportionalen Verschiebung von τ_1 und τ_2 gleichkommt.) (Grosster Wert von C --- rot).

Fuer die Steuerung von Rohr III wird nun lediglich ein kleiner Abschnitt aus dem positiven Teil von u_7 verwendet, was durch die Betriebsweise dieses Rohres erreicht wird. (Abb. 18) Um zu verschiedenen Impulsbreiten zu kommen ist es also nur noetig, C_2 zu variieren, was sich technisch sehr einfach realisieren laesst. Zu bemerken ist dabei allerdings, dass diese Art der Impulsbreitenvariation eine Steilheitsaenderung der Flanken in sich birgt und, dass die abfallende Flanke naturgemaess weniger steil verlaeuft wie die Anstiegsflanke.

Konstanz der Impuls-Dachspannung.

Rohr III stellt nun einen Schalter in dem Entladestromkreis C_3, R_6 dar, der durch diesen Impuls geschlossen wird. Die Zeitkonstante dieses Kreises

$$\tau_3 = C_3 \cdot (R_6 - R_{iIII_{\min}}) \quad (\text{Fuer die Zeitdauer der Entladung ist } R_i = \text{Konst., wie weiter unten noch gezeigt wird!})$$

ist sehr gross, sodass von einem Absinken der Spannung an C_3 waehrend der Entladung (Impulsdauer) praktisch r zu merken ist.

Es sei z.B.:

$$C_3 = 1 \mu\text{F}$$

$$R_6 = 8 \text{ k}\Omega \quad \rightarrow \quad \tau = 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ sec.}$$

$$R_{iIII_{\text{min}}} = 7 \text{ k}\Omega$$

gegenueber einer Entladedauer von grossenordnungsmaessig

$$t = 10^{-4} \text{ sec.} = 100 \mu\text{s.}$$

Daraus laesst sich der tatsaechliche, prozentuale Abfall der Spannung an C_3 waehrend dieser Zeit berechnen:

Nach Ablauf einer Zeitkonstante, d.h. im angegebenen Beispiel nach $1,5 \cdot 10^{-2} \text{ sec.}$, ist die Spannung an C_3 um 37% gesunken. Der Einfachheit halber sei nun die Funktion $\frac{t}{e \cdot \tau}$, nach der die Ent-

ladung erfolgt, durch eine Gerade ersetzt. Da die tatsaechliche Entladedauer $t = 10^{-4} \text{ sec.}$, also $\frac{1}{150} \tau$ betraegt, kann nun waehrend dieser

Zeit die Spannung am Kondensator ebenfalls nur um $\frac{37}{150}\% \sim 2,5\%$ gesunken sein.

Waenrend der Schliessungszeit des Schalters (Rohr III / Impulsbreite) stellt also C_3 die Spannungsquelle fuer den Entladestromkreis $C_3, R_6, R_{iIII_{\text{min}}}$ dar, deren Spannung im Verlauf der Entladung nach dem gegebenen Beispiel ($t = 100 \mu\text{s.}$, $C_3 = 1 \mu\text{F}$, $R = 15 \text{ k}\Omega$) um ca. $2,5\%$ abfaellt. Da waehrend dieser Zeit die Widerstaende R_6 und $R_{iIII_{\text{min}}}$ (abgesehen von der Zeit der Steuerung des Schalters beim Schliessen und Oeffnen) konstant sind, verursacht der dabei fliessende Strom an R_6 eine Spannung u_0 , die ebenfalls nur um $2,5\%$ waenrend der Impulsdauer abfaellt. Stellt man durch Verkleinern von R_2 eine geringere Impulsbreite her, so wird natuerlich proportional dazu der Spannungsabfall der Dachspannung geringer.

Allgemeine Betrachtungen des Roehreninnenwiderstandes.

Wie schon erwachnt, stellt der Innenwiderstand von Rohr III, das als gewissermassen als Schalter dient, zu mindest jeweils fuer einige Augenblicke des Ein- und Ausschaltvorganges, einen grossen Teil des, im Entladestromkreis vorhandenen Wirkwiderstandes dar. Dieser aendert sich beim Einschalten praktisch von ∞ bis zu einem kleinstwert $R_{iIII_{\text{min}}}$ der durch die jeweils an der Roehre herrschenden statischen Verhaeltnisse gegeben ist. Er stellt sich als Quotient

$$R_i = \frac{U_a}{I_a} \quad \text{dar und laesst sich sowohl aus der}$$

statischen ($R_a = 0$) als auch aus der Arbeitskennlinie ($R_a > 0$) ermittelt. Für den Fall, dass die $I_a - U_g$ -Kennlinie des Rohres eine Gerade ist, ergibt sich zwangsläufig für R_i ein hyperbelförmiger Verlauf und umgekehrt (Abb. 19 a, b).

Ermittelt man aus der statischen Kennlinie sowohl als auch aus der Arbeitskennlinie für den maximalen Aussenwiderstand, der in F kommt die beiden Innenwiderstandskennlinien, so liegen zwischen ihnen alle überhaupt möglichen Innenwiderstandswerte der Röhre, die bei ihrer Steuerung vorkommen. (Abb. 20) Wie die Abb. zeigt, nähert sich der Innenwiderstand nach positiven Gitterspannungen hin in jedem Falle asymptotisch einem konstanten Minimalwert für dessen Grösse unter sonst gleichen Bedingungen nur der verwendete Aussenwiderstand verantwortlich ist.

Wird also nun eine Röhre als Schalter benutzt, so ist jeweils von dem Augenblick an, wo sie durch die Gitterwechselspannung voll angesteuert wird, ihr Innenwiderstand konstant, auch bei weiterer Aussteuerung ins positive Gebiet hinein.

Der Verlauf der Schaltspannung (Flanken des Steuergitterimpuls von u_7) muss naturgemäss, mit kleiner Verzerrung-abgerundete Ecken infolge der Schaltkapazität, auch über R_G erscheinen und dient dort zur Steuerung des 2. Schalters. Stufe IV ist im Prinzip identisch mit Stufe III.

Bei den Stufen III. und IV wurden zur Zuführung der Anodengleichspannung Drosseln verwendet, die oberhalb der Tastengrundfrequenz von 500 Hz sperren sollen. Sie würden besser durch einen Tiefpass zu ersetzen sein, oder durch je eine weitere, damit in Reihe geschaltete Drossel niedrigerer Induktivität in kapazitätsarmer Ausführung, um dadurch ihre Windungskapazität auszuschalten. Diese addiert sich sonst zu den Schaltkapazitäten und verzerrt die Impulse.

Maximal zulaessige Kapazität des Verbrauchers.

Es sei schliesslich noch einmal auf die maximal zulaessige Kapazität am Ausgang des Geräts, die durch Zuleitungen, den Verbraucher selber, durch etwa angeschlossene Oszillographen und deren Zuleitungen usw. gebildet wird. Es sei an dieser Stelle auf die bereits gemachten Betrachtungen über den Einfluss der Schalt- und Röhrenkapazitäten verwiesen, die hier analog Gültigkeit haben.

In der Endstufe des Versuchsgeräts beträgt $R_{\text{Verbr.}} = R_a - 10 \text{ k}\Omega$
 $\Delta t \approx 1,5 \text{ us}$

Will man einen qualitativen Verlauf, wie ihn die in Abb.12 blau

statischen ($R_a = 0$) als auch aus der Arbeitskennlinie ($R_a > 0$) ermittelt. Für den Fall, dass die $I_a - U_g$ -Kennlinie des Rohres eine Gerade ist, ergibt sich zwangsläufig für R_i ein hyperbelförmiger Verlauf und umgekehrt (Abb. 19 a, b).

Ermittelt man aus der statischen Kennlinie sowohl als auch aus der Arbeitskennlinie für den maximalen Aussenwiderstand, der in F kommt die beiden Innenwiderstandskennlinien, so liegen zwischen ihnen alle überhaupt möglichen Innenwiderstandswerte der Röhre, die bei ihrer Steuerung vorkommen. (Abb. 20) Wie die Abb. zeigt, nähert sich der Innenwiderstand nach positiven Gitterspannungen hin in jedem Falle asymptotisch einem konstanten Minimalwert für dessen Grösse unter sonst gleichen Bedingungen nur der verwendete Aussenwiderstand verantwortlich ist.

Wird also nun eine Röhre als Schalter benutzt, so ist jeweils von dem Augenblick an, wo sie durch die Gitterwechselspannung voll angesteuert wird, ihr Innenwiderstand konstant, auch bei weiterer Aussteuerung ins positive Gebiet hinein.

Der Verlauf der Schaltspannung (Flanken des Steuergitterimpuls von u_7) muss naturgemäss, mit kleiner Verzerrung-abgerundete Ecken- infolge der Schaltkapazität, auch über R_g erscheinen und dient dort zur Steuerung des 2. Schalters. Stufe IV ist im Prinzip identisch mit Stufe III.

Bei den Stufen III. und IV wurden zur Zuführung der Anodengleichspannung Drosseln verwendet, die oberhalb der Tastengrundfrequenz von 500 Hz sperren sollen. Sie würden besser durch einen Tiefpass zu ersetzen sein, oder durch je eine weitere, damit in Reihe geschaltete Drossel niedrigerer Induktivität in kapazitätsarmer Ausführung, um dadurch ihre Windungskapazität auszuschalten. Diese addiert sich sonst zu den Schaltkapazitäten und verzerrt die Impulse.

Maximal zulässige Kapazität des Verbrauchers.

Es sei schliesslich noch einmal auf die maximal zulässige Kapazität am Ausgang des Geräts, die durch Zuleitungen, den Verbraucher selber, durch etwa angeschlossene Oszillographen und deren Zuleitungen usw. gebildet wird. Es sei an dieser Stelle auf die bereits gemachten Betrachtungen über den Einfluss der Schalt- und Röhrenkapazitäten verwiesen, die hier analog Gültigkeit haben.

In der Endstufe des Versuchsgäräts beträgt $R_{\text{Verbr.}} = R_a = 10 \text{ k}\Omega$
 $\Delta t \approx 1,5 \text{ us}$

Will man einen qualitativen Verlauf, wie ihn die in Abb.12 blau

angezeichnete Kurve aufweist, zulassen, so duerfte τ nur

$$\tau = \frac{1}{3} \Delta t = 0,5 \mu s \quad \text{sein.}$$

Aus der Beziehung $\tau = R \cdot C_s$ ergibt sich

$$C_{s_{\max.}} = \frac{\tau}{R} = \frac{0,5 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3} \cdot 10^{12} \text{ pF} = \underline{\underline{50 \text{ pF}}}$$

In diesem Wert ist natuerlich die Schaltkapazitaet der Endstufe selbst ($C_{akIV} + C_{Schalt}$) mit inbegriffen. Ausserdem ist hier der ungunstigste Fall ($R_{iIV} \rightarrow \infty$) herausgegriffen.

Um bei gleichbleibender Verzerrung groessere Kapazitaet des Verbrauchers zulassen zu koennen, sei auf die Moeglichkeit der Verwendung einer Spannungsteilerschaltung (Abb. 21) am Ausgang des Geraets hingewiesen, falls dies leistungsmaessig tragbar ist. Die dadurch moegliche Kapazitaetsvergroesserung ist dem gewaehlten Spannungsteilverhaeltnis umgekehrt proportional. Im vorliegenden Fall wuerde das bei einem Spannungsteilverhaeltnis von 1 : 2 eine Verdopplung der zulaessigen Verbraucherkapazitaet, also ca. 100 pF, bedeuten, ohne dass dabei die Kurvenform von der in Abb. 12 blau eingezeichneten prozentual abweicht.

B. Technische Ausfuehrung des Versuchsgeraets.

1.) Schaltung siehe Abb. 22!)

2.) Erlaeuterungen:

Das Geraet wurde in 2 Bauteile gegliedert

1.) in die Steuerstufen I - III und

2.) in die Leistungsstufe IV.

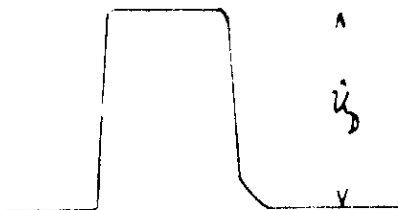
Diese Gliederung ergab sich zwangslaeufig aus der Tatsache, dass die Leistungsstufe hochspannungssicher aufgebaut sein muss, waehrend dies bei den Steuerstufen nicht noetig ist. Dementsprechend erfolgt auch die Stromversorgung aus zwei getrennt aufgebauten Netzgeraeten von denen eines die Steuerstufen und das 2. die Leistungsstufe versorgt. Letzteres liefert eine konstante Spannung von 300 V, die zur Erzeugung der statischen Gitterspannung herangezogen wird, waehrend die Anodenspannung von 0 - 2000 V regelbar ist. Zur weiteren Vereinfachung des Aufbaues wurden die beiden Diodenstrecken a und b in der Roehre EZ 11 vereinigt und die erforderliche Konstanz der statischen Gittervorspannungen durch 2 Stabilisatoren STV 150/20 erreicht.

C_2 wurde durch eine Serienschaltung von 5 Kondensatoren dargestellt, die ohne weiteres durch einen Drehkondensator realisiert werden koennten, sodass bei Konst. Amplitude des 500 Hz-Generators die Moeglichkeit einer kontinuierlichen regelbaren, sichtbaren Impulsbreitenaenderung gegeben waere. Die Aufladung der Kondensatoren C_3 bzw. C_4 erfolgt jeweils ueber eine Drossel von 30 H μ , die infolge ihrer grossen Selb \ddot{u} nduktivitaet bei der Entladung ueber Rohr III bzw. IV so wirken, als sei die Stromquelle abgeschaltet.

3.) Messergebnisse:

- D -

a.) Impulsform



b.) Messwerte

$1.5 - 2 \text{ ms}$ $5 - 7 \text{ ms}$

Stufe	D us	u_{D9}	u_{D10}
1	700	an Punkt 9	an Punkt 10
2	ca 250	ca.	0 - ca
3	ca 140	400 V	1800 V
4	ca 40		
5	ca 25		

C. Zusammenfassung der Vorschlaege fuer Verbesserung und Weiterentwicklung.

Aus den bisherigen Ausfuehrungen geht einwandfrei hervor, dass die dringendste Forderung fuer eine Weiterentwicklung in der Verwendung von Spezialroehren grosser Steilheit aber geringst moeglichen Innenwiderstandes liegt, Hand in Hand mit einer Verkleinerung verschiedener Arbeits- oder Gitterwiderstaende. Rein schaltungstechnisch erscheint zwischen Rohr III und IV noch eine Umkehrstufe angebracht, um definierte Erdungsverhaeltnisse zu bekommen. Weiterhin waeren, wie bereits erwaehnt, die Drosseln in den Anodenleitungen zu den Roehren III und IV durch Anordnungen zu ersetzen, die Frequenzen ueber 500 Hz bis einige MHz sicher sperren.

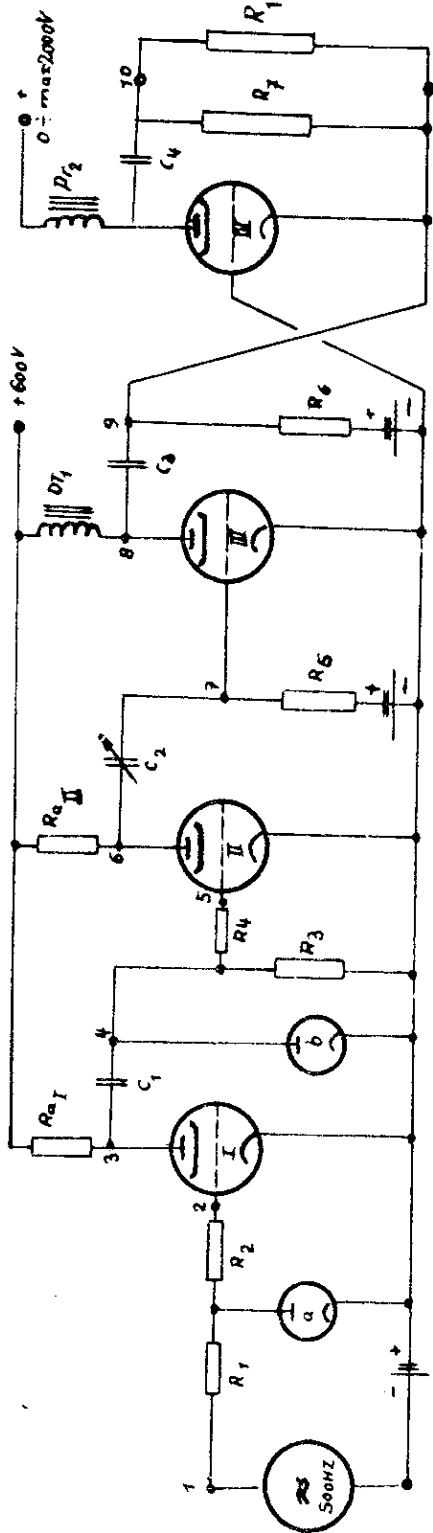


Abb. 1

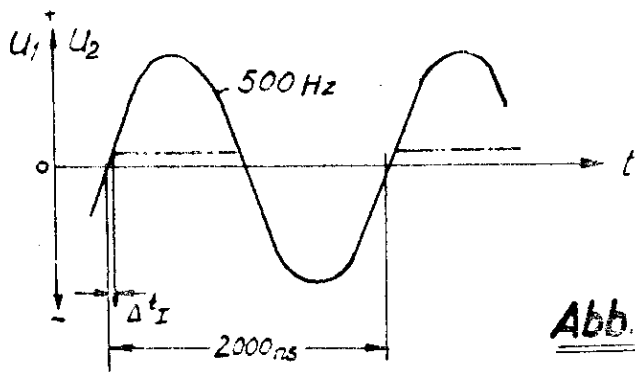


Abb. 2

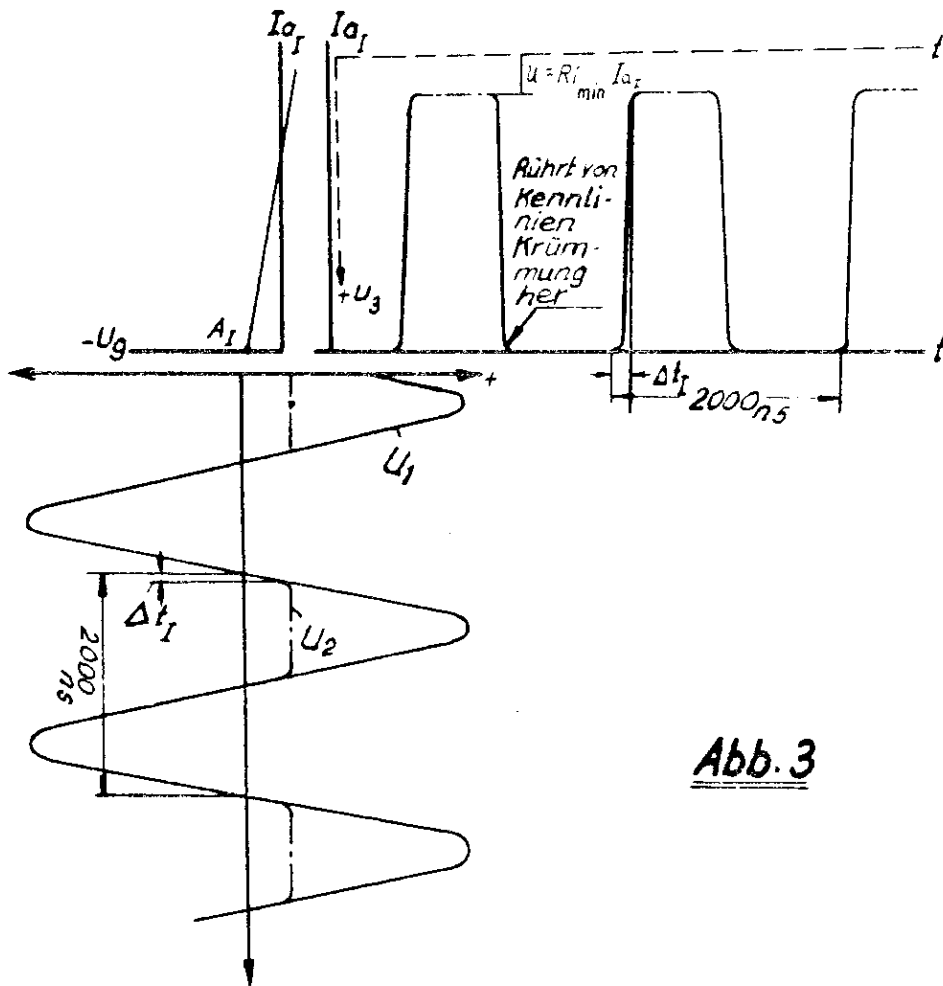


Abb. 3

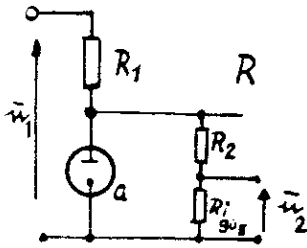


Abb. 4

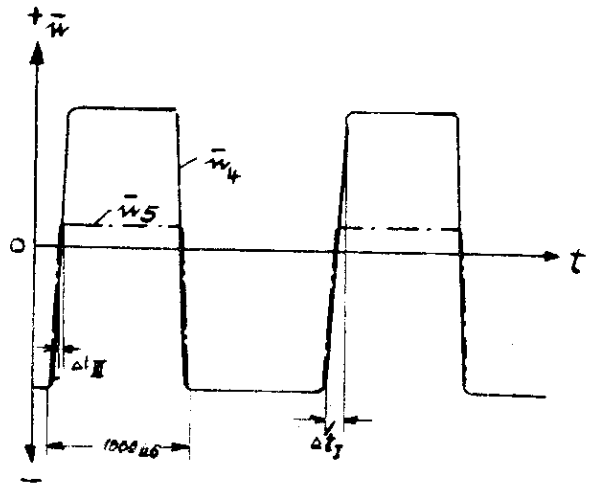


Abb. 5

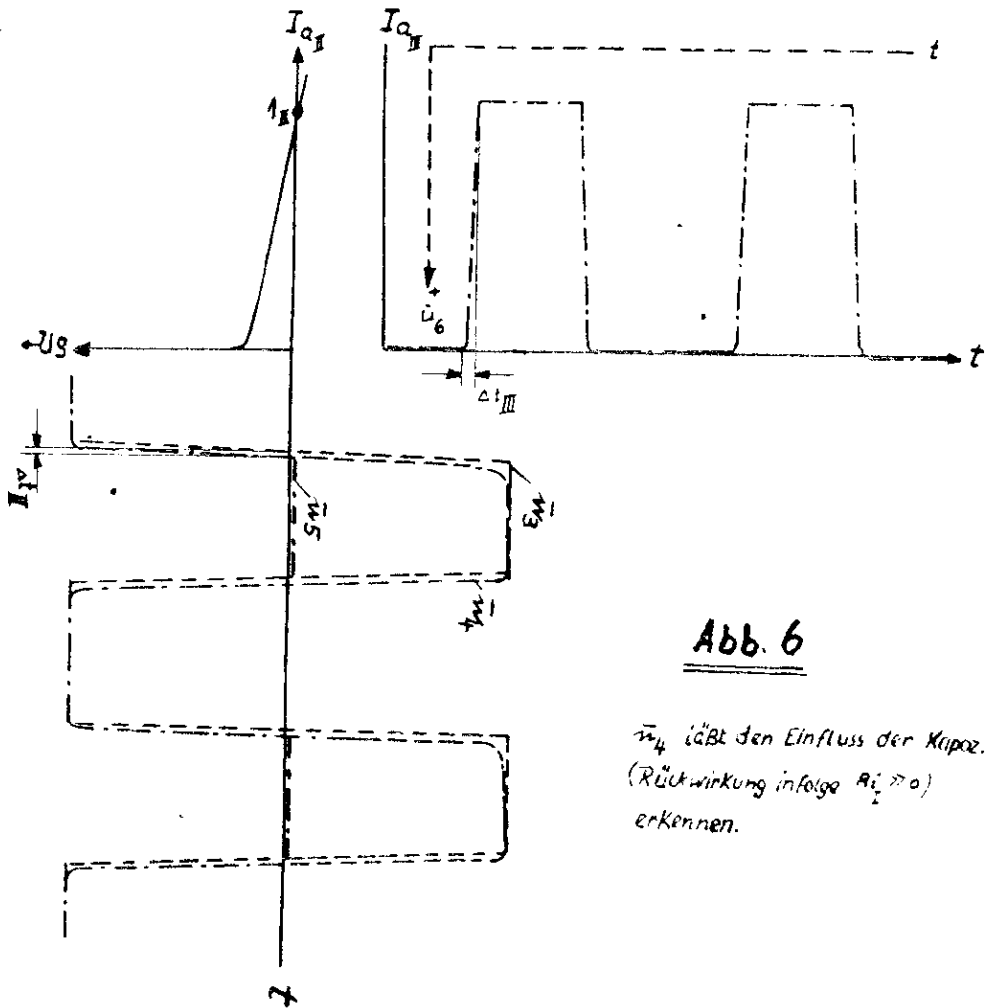


Abb. 6

\bar{u}_4 läßt den Einfluss der Kapaz. (Rückwirkung infolge $R_i \gg 0$) erkennen.

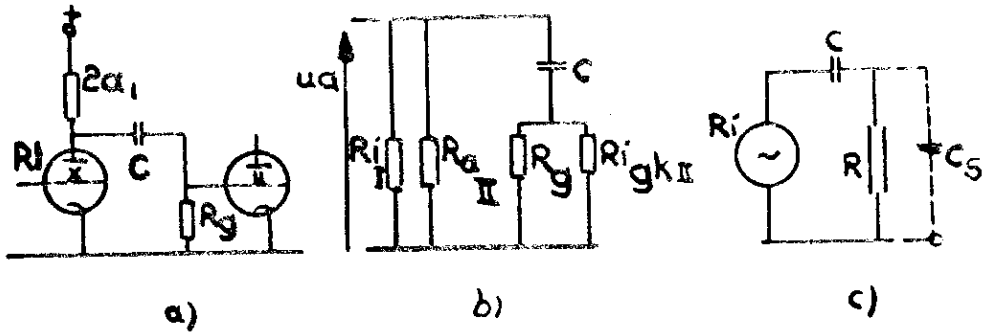


Abb. 7

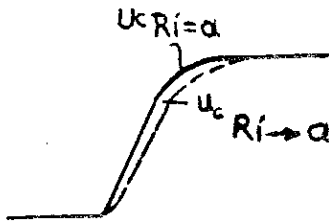


Abb. 8

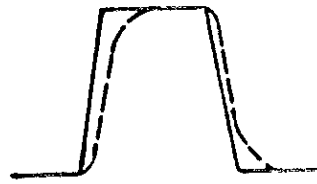


Abb. 9

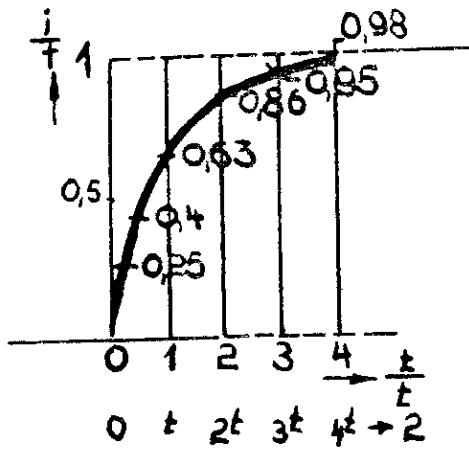
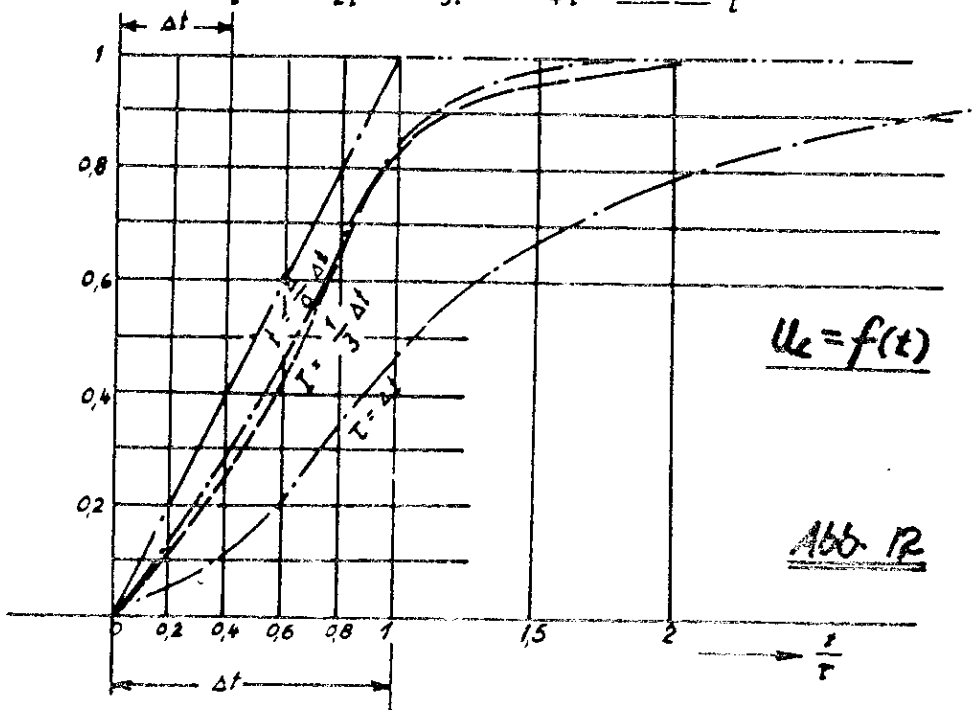
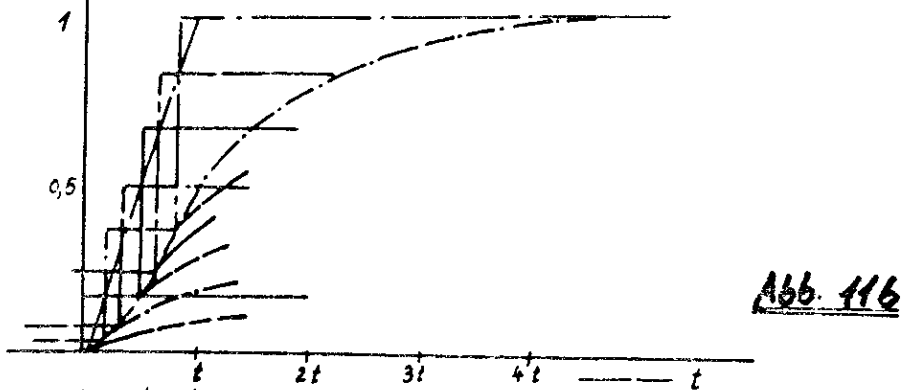
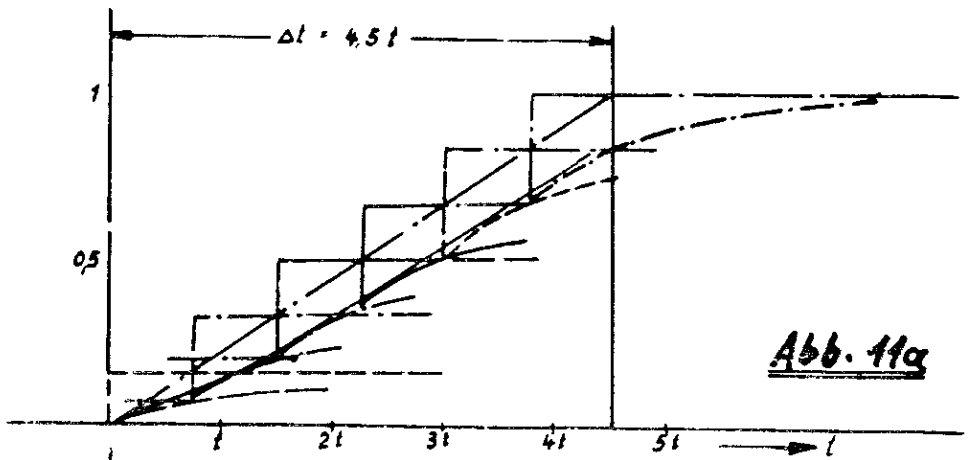


Abb. 10



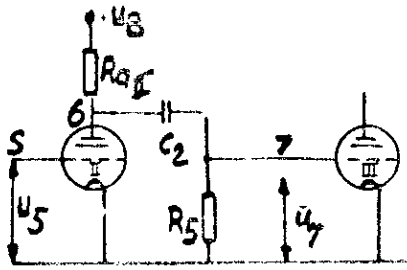


Abb. 13

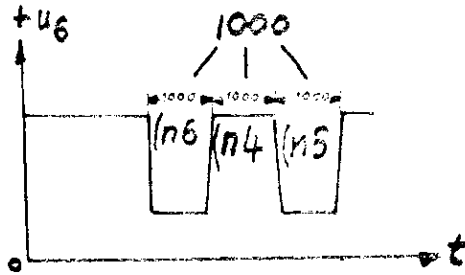


Abb. 14a

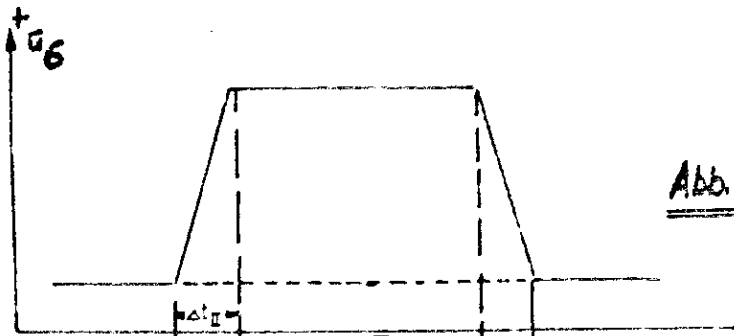


Abb. 14b

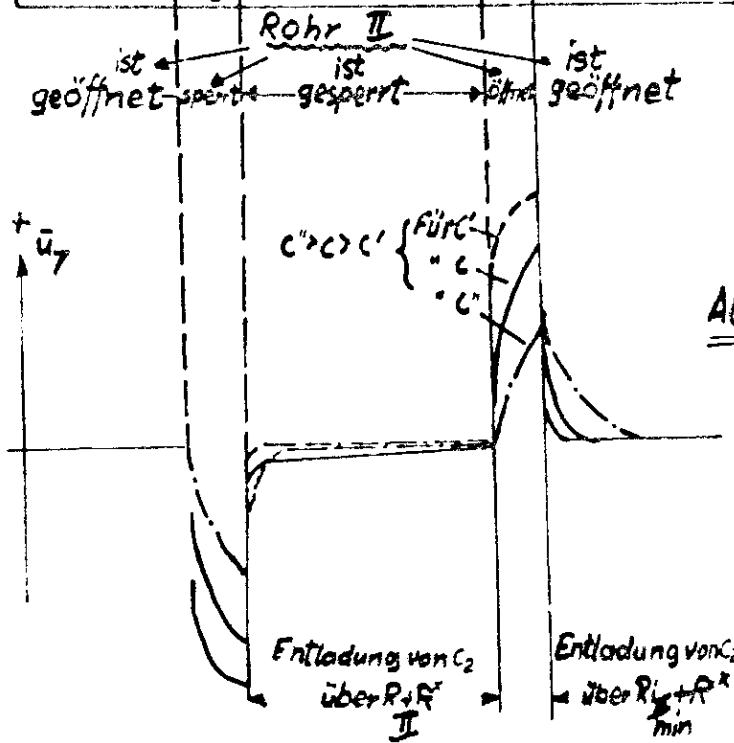


Abb. 15

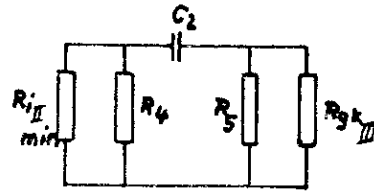
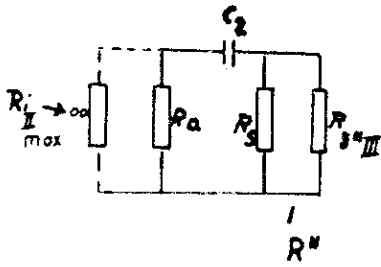
$$R^x = \frac{R_5 R_{KII}}{R_5 + R_{KII}}$$

Ersatzschaltbild

für die Entladung von C_2 nach

Aufladung durch den ansteigenden Ast von \ddot{u}_G

Umladung durch den abfallenden Ast von \ddot{u}_G



$$G = (R^x + R_a) \cdot C_2$$

Abb. 16

$$T = \left(R^x + \frac{R_{II} R_a}{R_{II} + R_a} \right) \cdot C_2 \quad \text{wobei } R_{II} \ll R_a$$

und somit

$$\tau_2 \approx (R^x + R_{I \min}) \cdot C_2$$

Abb. 17

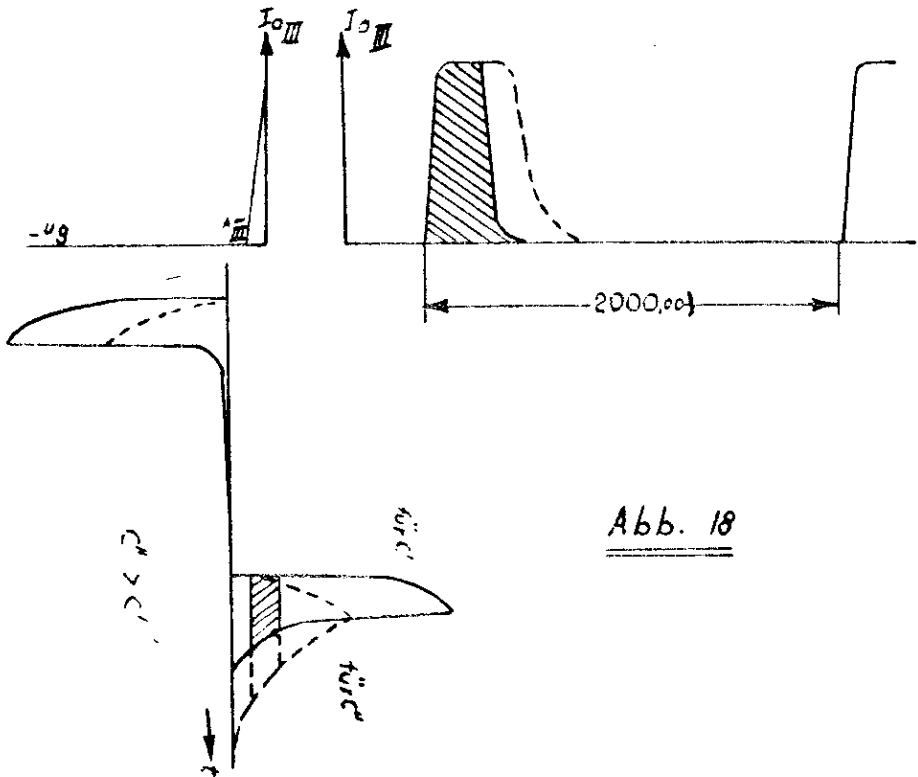
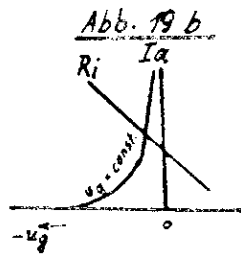
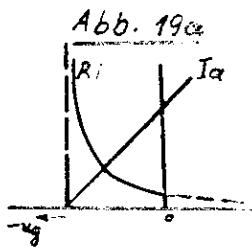


Abb. 18



$$R_i = \frac{u_a}{I_a} = \frac{K_1}{f(u_g)}$$

$f(u_g)$ linear: $I_a = K_2 \cdot u_g$

$$R_i = \frac{K_1}{K_2} \cdot \frac{1}{u_g} = K \cdot \frac{1}{u_g} \text{ (Hyperbel)}$$

$f(u_g)$ hyperbolisch: $I_a = K_2 \cdot \frac{1}{u_g}$

$$R_i = \frac{K_1}{K_2} \cdot u_g = K \cdot u_g \text{ (Gerade)}$$

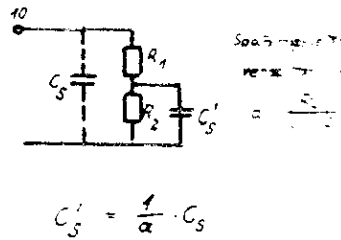
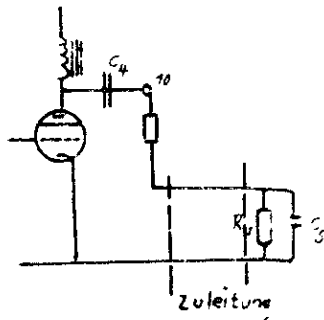
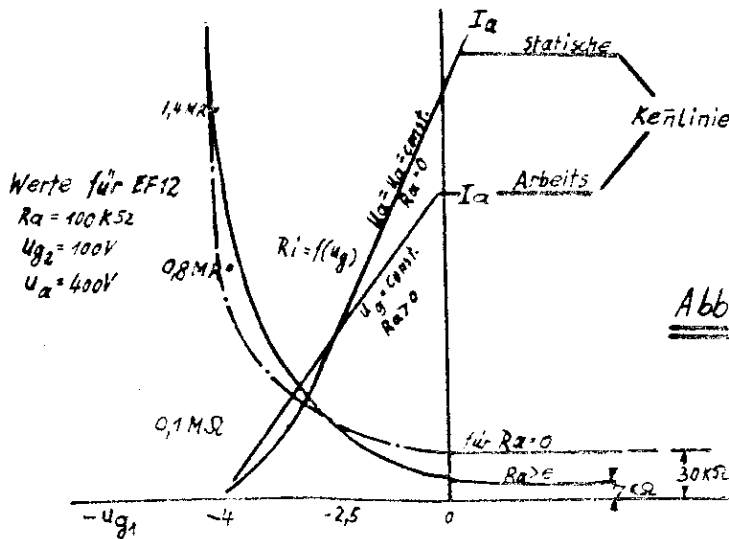


Abb. 21

Bericht aus dem Hochfrequenzlaboratorium (K.T.) ueber Direkt-

=====
verstaerker fuer Messzwecke.
=====

von R. S u e s s .

Der Bericht umfasst:

.....²¹..... Seiten und
.....³⁷..... Abbildungen.
gez. R. S u e s s.

- A. Der normale RC-Verstärker
 - 1) Für tiefe Frequenzen
 - 2) Für hohe Frequenzen

- B. RC-Verstärker mit erweiterten Frequenzbereichen
 - 1) Erweiterung des Frequenzbereiches nach unten
 - a) Massnahmen zur teilweisen Kompensierung des Phasenwinkels
 - b) Weitere Verbesserungsvorschläge für Breitbandverstärker (Methode von Wunderlich)

 - 2) Erweiterung des Frequenzbereiches nach oben
 - a) Parallelresonanzkreis-Methode
 - b) Höhenentzerrung mittels Kettenleiter

- C. Rauschspannung

- D. Über die Stabilität des Arbeitens
 - 1) Selbsterregung
 - 2) Kopplung über gemeinsame Stromquellen
 - 3) Zeitliche Änderung des Verstärkungsgrades
 - 4) Frequenzunabhängige Verstärkungsregelung

- E. Beispiel eines ausgeführten Verstärkers

Ueberblick ueber Direktverstaerker fuer Messzwecke.

(In teilweiser Anlehnung an verschiedene, in Fachzeitschriften
erschienene Abhandlungen.)

Zur Messung und Abbildung kleiner Wechselfspannungen bedient man sich besonderer Verstaerker, die sich von ueblichen Verstaerkeranordnungen hauptsaechlich dadurch unterscheiden, dass sie auf einem moeglichst breiten Frequenzband vernachlaessigbar kleine Amplituden- und Phasenverzerrungen haben sollen. Somit sind die wichtigsten Spezialforderungen, die an einen Messverstaerker zu stellen sind:

- 1) Amplitudentreue, d.h. Linearitaet zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstaerkers, also:

$$A_1 : A_2 : A_3 \dots \dots \dots : A_n = \text{const.}$$

- 2) Winkeltreue im verwendeten Bereich, d.h. bei gegebener konstanter Eingangsspannung, Amplitudenkonstanz fuer alle Frequenzen innerhalb des zu uebertragenden Frequenzbandes, also:

$$\frac{S_1}{w_1} = \frac{S_2}{w_2} = \frac{S_3}{w_3} \dots \dots \dots \frac{S_n}{w_n} = \text{const.}$$

neben anderen wuensenswerten Eigenschaften, wie z.B.:

- 3) hoher (relativer), frequenzunabhaengiger regelbarer Verstaerkungsgrad, bei niedrigem Eigenrauschen des Verstaerkers, d.h.:

$$4) \frac{U_{\text{Rauschen}}}{U_{\text{Signal}}} \longrightarrow 0$$

- 5) grosse Bandbreite zwecks weitgehend universeller Verwendbarkeit
- 6) sowie stabiles Arbeiten auch ueber lange Zeitraeume.

Dazu kommen dann noch spezielle Forderungen, die je nach Verwendungszweck des Verstaerkers verschieden sein koennen, wie z.B. symmetrische Ausgangsspannung fuer Oszillographenverstaerker. Hier sollen jedoch zunaechst nur allgemeinguelte Forderungen, die eine moeglichst universelle Verwendung der Verstaerker ermoeglichen, behandelt werden.

A. Der normale R - C - Verstaerker.

(Prinzip-Schaltbild Abb. 1)

Amplituden - und Phasenverhaeltnisse :

1) Fuer tiefe Frequenzen:

Fuer den Amplituden - und Phasenwinkelgang sind bei tiefen Frequenzen die Kopplungsglieder ($C_{K01} : R_{g1}$ bzw. $C_{K12} : R_{g2}$ usw.) die einen frequenzabhaengigen Spannungsteiler bilden, in erster Linie verantwortlich. (Abb.1 und 2) Dazu kommt dann noch eine, fuer alle Frequenzen konstante Phasenverschiebung um 180° pro Stufe, hervorgerufen durch die Roehren. Dieser Einfluss ist jedoch durch Verwendung einer geradzahligigen Stufenzahl wieder auszuschalten.

Die Wirkungsweise dieses R - C - Spannungsteilers veranschaulicht Abb.3 in Vektordarstellung, aus der man den zugehoerigen Phasenwinkel bei gegebenem Teilungsverhaeltnis

$$\frac{1}{p} = \frac{u_{g1}}{u_1} = \frac{R_{g1}}{\sqrt{R_{g1}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{K01}}\right)^2}} = \cos \varphi$$

und umgekehrt entnehmen kann.

[Fuer $\varphi = 45^\circ$ waere also z.B. $R_{g1} = \frac{1}{\omega_{45} \cdot C_{K01}}$ und mithin $\frac{1}{p} = \frac{1}{\sqrt{2}}$]

Dieser Zusammenhang ist nochmals graphisch in Abb.4 gezeigt und fuer sehr kleine Werte von φ und $\frac{1}{p}$ in der Tabelle 1 zusammengestellt.

φ	$\frac{1}{p}$	→ Spannungsabfall gegenüber der Gesamtspannung um
1°	0,9998	0,02 %
2°	0,9994	0,06 %
4°	0,9976	0,24 %
6°	0,9945	0,55 %

7°	0,9925	0,75 ‰
8°	0,99	1 ‰

Tabelle 1.

Wie man aus Tabelle 1 entnehmen kann, ergeben bereits geringste Amplitudenfehler durchaus messbare Phasenwinkel.

Bei mehrstufigen Verstaerkern ergibt sich der Phasenwinkel aus der Summe der einzelnen Phasenwinkel $\varphi_1, \varphi_2, \dots$ pro Stufe

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots + \varphi_n$$

und das Teilungsverhaeltnis aus dem Produkt aller Teilverhaeltnisse

$$\frac{1}{p} = \frac{1}{p_1} \cdot \frac{1}{p_2} \cdot \dots \cdot \frac{1}{p_n}$$

$$\frac{1}{p} = \frac{1}{p_1} \cdot \frac{1}{p_2} \cdot \frac{1}{p_3} \cdot \dots \cdot \frac{1}{p_n}$$

oder bei n - gleichartigen Stufen.

$$\varphi = n \cdot \varphi'$$

$$\frac{1}{p} = \left(\frac{1}{p'} \right)^n$$

Analytisch ergibt sich fuer vorstehende Verhaeltnisse zwischen 2 Stufen unter der Zugrundelegung von Pentoden ($R_i = R_a$):

$$u_{a1} = u_{g1} \cdot S \cdot R_a$$

$$\frac{u_{a1}}{u_{g2}} = \frac{u_{g1} \cdot S \cdot R_a}{u_{g2}} = \frac{1}{j\omega C_{K12} + R_{g2}} = \frac{1}{j\omega C_{K12} \cdot R_{g2} + 1}$$

$$u_{g2} = \frac{u_{g1} \cdot S \cdot R_a}{1 + \frac{1}{j\omega C_{K12} \cdot R_{g2}}} = u_{g1} \cdot S \cdot R_a \frac{j\omega C_{K12} \cdot R_{g2}}{j\omega C_{K12} \cdot R_{g2} + 1}$$

Das Ersatzschaltbild fuer die reine Widerstandsverstaerkerstufe ist vollkommen identisch mit dem eines gedaempften Schwingungs-kreises. (Abb. 5a, b)

2) Fuer hohe Frequenzen:

Fuer hohe Frequenzen strebt der Wechselstromwiderstand des Kopplungskondensators C_k dem Wert 0 zu, sodass der RC-Spannungsteiler keine Rolle mehr spielt. Dafuer treten nun die parallel zum ohmschen Aussenwiderstand R der Stufe liegenden Kapazitaeten in Erscheinung, die damit den fuer die Verstaerkung wirksamen Aussenwiderstand verringern. Es sind dies die Ausgangskapazitaet C_a der Vorstufe und die Eingangskapazitaet C_e der nachfolgenden Stufe, die man als schaedliche Kapazitaet $C_{\text{schaedl.}}$ zusammenfassen kann.

Auszug aus R. Wunderlich: "Breitbandverstaerker fuer sehr grosse Frequenzbereiche". Elektrische-Nachrichten-Technik Bd20/H11 - 12.

$$C_{\text{schaedl.}} = C_a - C_e \quad \text{wobei}$$

$$C_a = C_{\text{sch1}} - C_{a_{k1}} \quad \text{und} \quad C_e = C_{\text{sch2}} - C_{g_{k2}} \quad \text{ist.}$$

- Dabei bedeuten:
- C_{sch1} Die Schaltkapazität im Anodenkreis der Vorstufe.
 - $C_{a_{k1}}$ die Anoden-Kathoden-Kapazität der Röhre der Vorstufe.
 - C_{sch2} die Schaltkapazität des Eingangskreises der nachfolgenden Stufe.
 - $C_{g_{k2}}$ die Gitter-Kathoden-Kapazität der nachfolgenden Röhre.

Mithin ergibt sich fuer hohe Frequenzen das Ersatzschaltbild der Abb.6 worin R den wirksamen Aussenwiderstand bedeutet.

Somit wird bei Fenthoden ^{x)} ($R_i \gg |R|$) die Verstaerkung

$$V = S \cdot |R| \quad \text{wobei} \quad |R| = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{\text{schaedl.}}^2 R^2}} = \frac{R}{\sqrt{1 + \gamma^2}}$$

wenn darin $\gamma = \frac{\omega}{\omega_0}$ und $\omega_0 = \frac{1}{RC_{\text{schaedl.}}}$

gesetzt wird

$$|R| = \frac{R}{\sqrt{1 + \gamma^2}} = \frac{R}{p} \quad \text{wobei} \quad \gamma_0 = \sqrt{p^2 - 1}$$

$$\left[\text{Fuer den einstufigen Verstaerker ergibt sich fuer } \frac{1}{p} = 0,71 \text{ d.h.} \right]$$

$$p = \sqrt{2}, \quad \gamma_0 = 1 \quad \text{und} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC_{\text{schaedl.}}}$$

Aus vorstehenden Gleichungen ergibt sich fuer den Maximalwert der Impedanz

$$R_{\text{max.}} = \frac{1}{\epsilon \cdot C_{\text{schalt.}}} \sqrt{p^2 - 1} \quad \text{und fuer die zugehoerige Verstaerkung}$$

$$V = \frac{S}{\epsilon \cdot C_{\text{schalt.}}} \sqrt{p^2 - 1} \quad \text{wenn darin } \delta = \omega_0 - \omega \quad \text{fuer } \omega = 0 \text{ die}$$

Bandbreite darstellt. (siehe Abb.7)

x) Auszug aus Schienemann / Breitbandverstaerker/
 Funk 1941/H6/S 25/ Beilage: Fernsehen und Tonfilm.

B. R-C-Verstaerker mit erweiterten Frequenzbereichen.

1) Erweiterung des Frequenzbereiches nach unten.

- a) Massnahmen zur teilweisen Komensation des Phasenwinkels.
(Siehe Abb.8 !)

Eine Kompensation des Phasenwinkels, der durch den ueblichen R-C-Spannungsteiler beim reinen R-C-Verstaerker verursacht wird, kann durch eine Reihenschaltung des Aussenwiderstandes R_a mit einem Kondensator C_N unter der Bedingung erfolgen, dass $R_{a1} \cdot C_N = R_{g2} \cdot C_{k12}$ gemacht wird. Es ist dann

$$u_{a1} = S \cdot u_{g1} \cdot \left(R_a + \frac{1}{j\omega C_N} \right) = S \cdot u_{g1} \cdot R_a \frac{1 + j\omega C_N R_a}{j\omega C_N R_a}$$

$$u_{g2} = u_{g1} \cdot S \cdot R_a \frac{1 + j\omega C_N R_a}{j\omega C_N R_a} \cdot \frac{j\omega C_{k12} R_{g2}}{1 + j\omega C_{k12} R_{g2}}$$

Da aber zur Zufuehrung der Anodengleichspannung von Rohr 1 noch ein Widerstand R_N erforderlich ist und damit im Grenzfall fuer $\omega \rightarrow 0$ $\frac{1}{j\omega C_N}$ nicht $\rightarrow \infty$ anwachsen, sondern hoechstens

den Wert R_N erreichen kann, stellt dies eine umso bessere Kompromissloesung dar, je groesser R_N gewaehlt wird. Abb.9 zeigt die Ortskurve fuer eine technische Ausfuehrung dieser Art.^{x)}

Dabei ist bis 10 Hz bei $C_N = 8 \mu F$ der Frequenzgang praktisch noch als linear anzusehen. Die Verstaerkungsueberhoehung wird dabei durch das RC-Glied vor der ersten Roehre ausgeglichen. Die zugehoerige Eingangsschaltung zeigt Abb.10 und den Frequenzgang Abb.11.

Nach Rentsch ist es ferner besonders fuer die Untersuchung an Impulsen wichtig, dass vor allem die Grundfrequenz gegenueber dem additiven Frequenzspektrum keine wesentliche Phasenverschiebung besitzt. Phasenwinkel von einigen Grad koennen bereits sehr stoerend sein. Da nun als niedrigste Impulsfrequenz meist 50 Hz auftritt (Fernsehen), wird man bestrebt sein, bei 50 Hz moeglichst 0 Grad Verschiebung zu erhalten. Fuer die 2. Harmonische (100 Hz) sind einige Grad noch nicht so bedeutungsvoll. Es ist nun leicht moeglich, die durch RC-Spannungsteiler und RC-Kathodenglieder voreilende Ausgangsspannung durch geeignete Dimensionierung von C_N zu kompensieren d.h. zurueckzuschieben.

x) W. Rentsch: Breitbandmessverstaerker mit symmetrischem Ausgang

FIM 1941/H7/S 107.

Man bestimmt zuerst den Gesamtverstärker ohne C_N , die Phasenverschiebung bestimmt, so ergibt sich hieraus die Grösse von C_N nach der Formel:

$$C_N = \frac{n + \sqrt{n^2 - (n-1) 4KR^2}}{K n w R_a} \quad (F) \quad \text{wobei} \quad n = \frac{RN}{R_a} \quad K = \frac{f}{f_0}$$

Die Vorteile, die eine solche Schaltungsanordnung gegenüber der reinen Prinzipialschaltung mit sich bringt resultieren in erster Linie aus der Möglichkeit der Verwendung kleinerer Koppelkondensatoren zwischen den Stufen, die dadurch

- 1) kleinere Schaltkapazitäten
- 2) geringere Schwingneigung durch Kopplung über die gemeinsamen Stromquellen
- 3) kürzere Zeit der Gitterverriegelung bei plötzlicher Übersteuerung

bedingen.

*) Weitere Verbesserungsvorschläge für Breitbandverstärker.
(Methode von R. Wunderlich)^{x)}

Bei dieser Methode ist der Ausserwiderstand R_a gewissermassen in den Gitterkreis der nachfolgenden Verstärkerstufe gelegt worden. Im folgenden seien nun diese Art und die herkömmliche Methode miteinander verglichen. (Siehe Abb. 12 a,b).

Die Abb. 13 a,b zeigen die zugehörigen Ersatzschaltbilder mit den Zeitkonstanten T bzw. T' . Dabei ist

$$T = \left(\frac{R \cdot R_i}{R + R_i} + R_g \right) \cdot C_{k_{12}}$$

$$T' = \frac{R'_a \cdot R_i}{R'_a + R_i} + R_a \cdot C'_{k_{12}}$$

Falls $T = T'$ gemacht wird, haben beide Schaltungen gleichen Phasen- und Frequenzgang.

$$\left(\frac{R \cdot R_i}{R + R_i} + R_g \right) \cdot C_{k_{12}} = \left(\frac{R'_a \cdot R_i}{R'_a + R_i} + R_a \right) \cdot C'_{k_{12}}$$

x) R. Wunderlich: "Breitbandverstärker für sehr grosse Frequenzbereiche" El. Nachr. Technik Bd. 20/H11/12.

Fuer $R_i \gg R'a \gg R$ vereinfacht sich diese Formel zu:

$$\frac{R + R_g}{R + R_i} \cdot C'_{k_{12}} = \frac{R'a + R_a}{R'a + R_i} \cdot C'_{k_{12}}$$

und schliesslich zu: $R_g \cdot C'_{k_{12}} \approx R'a \cdot C'_{k_{12}}$

Es ergibt sich dabei als weiterer wesentlicher Vorteil gegenüber der RC-Prinzipschaltung eine geringere Beeinflussung gegenüber Störspannungen:

Fuer Abb. 12a gilt:

$$\left(\frac{U_{g_2}}{n} \right)_{\max} = \frac{R_g}{R + R_g} \approx 100 \%$$

Fuer Abb. 12b :

$$\left(\frac{U'_{g_2}}{n} \right)_{\max} = \frac{R_a}{R'a + R_a} \approx 2 \%$$

Dies hat naturgemäss auch eine weiterhin geringere Brummneigung bei netzbetriebenen Verstaerkern sowie noch geringere Schwingneigung wie dies bereits bei der Methode unter B,1a der Fall war, zur Folge.

c) Eine praktische Anwendung dieses Prinzips zeigt Abb. 14.

Dabei ist eine gleichzeitige Erweiterung des Frequenzbereichs nach unten angewendet worden, wie sie unter B, 1a bereits besprochen worden ist. Da hier der praktisch wirksame Aussenwiderstand in den Gitterkreis der folgenden Stufe verlegt worden ist, laesst sich eine wesentlich bessere Annäherung an die Forderung $R_N \rightarrow \infty$ erzielen. Hier konnte R'_N mit $1 \text{ M}\Omega$ angenommen werden gegenüber $5 \text{ k}\Omega$ dort.

Die Bedingung $R_a \cdot C'_N \approx R'a \cdot C'_{k_{12}}$ ist dabei ebenfalls erfüllt. Es ergibt sich ein Gewinnfaktor von

$$a = \frac{C'_{k_{12}} + C'_N}{C'_{k_{12}}} \approx 50 \text{ nach tiefen Frequenzen hin.}$$

Ein weiterer Vorteil ist die weitaus groessere Rauschfreiheit, die die Verwendung des kleinen Gitterwiderstandes ($R_a = 1 \text{ k}\Omega$) gewaehrleistet, gegenüber der normalen Schaltung. - Da der in Serie damit liegende hochohmige Widerstand R'_N mit einer groesseren Kapazitaet C'_N ueberbrueckt ist, wird der von ihm erzeugte Rauschspannungsanteil bereits von sehr tiefen Frequenzen an dadurch unwirksam gemacht, dass C'_N einen, mit wechselnder Frequenz kleiner werdenden Widerstand darstellt

der sich R_N parallel schaltet.-

Zusammenfassend ergeben sich also durch die Anwendung des zuletzt behandelten Prinzips gegenüber der normalen RC-Schaltung fuer Breitband-Verstaerker folgende Vorteile:

- 1) Weitgehende Kompensation des Phasenwinkels innerhalb eines grossen Frequenzbereiches.
- 2) erhebliche Erweiterung des Frequenzbandes nach unten.
- 3) Verringerung der Stoeranfaelligkeit
- 4) Verringerung des Rauschens
- 5) grossere Stabilitaet bei hohen Verstaerkungsgraden.

2) Erweiterung des Frequenzbereiches nach oben.

Die einfachste Hoehentzerrung ist ein "Parallelresonanzkreis" (Schienemann), der aus der schaedlichen Kapazitaet C_{schaedl} , dem ohmschen Aussenwiderstand R_a und der Selbstinduktion L besteht (Abb. 15). R_a wirkt dabei als Daempfungswiderstand. L soll so bemessen werden, dass R_a den Schwingungskreis gerade aperiodisch daempft. Die Impedanz des Kreises ist:

$$\mathcal{R}' = \frac{R + j \omega L}{1 - LC + j \omega C R}$$

Bedingung fuer aperiodische Daempfung : $\dots \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} = 0$

Daraus ergibt sich:

$$L = \frac{1}{4} CR^2$$

mit $\omega CR = \gamma$ wird $(\mathcal{R}') = R \frac{\sqrt{16 + \gamma^2}}{4 + \gamma^2}$ (Abb. 16)

Maximalimpedanz fuer $\gamma = 0$: $(\mathcal{R}')_{\text{max}} = R$

Die Bestimmung der Bandbreite ergibt fuer einen zugelassenen Amplitudenabfall auf $(\mathcal{R}')_{\text{max}} \cdot \frac{1}{p}$ eine Grenzfrequenz von

$$\gamma_0 = \sqrt{-4 + \frac{p^2}{2}} + \sqrt{\left(\frac{p^2}{4} + 12\right) \cdot p^2}$$

fuer den einstufigen Verstaerker $\left(\frac{1}{p} = 0,71\right)$ ergibt sich $\gamma_0 = \sqrt{2}$

Die Verstaerkung ist dabei

$$V = \frac{S}{b \cdot C_{\text{schaedl.}}} \cdot \gamma_0$$

Macht man $L > \frac{1}{4} CR^2$, so ist die Daempfung des Kreises mehr aperiodisch; es gilt allgemein.

$L = d CR^2$; die Grenze wird erreicht fuer
 $d = -1 + \sqrt{2}$ damit die Maximalimpedanz noch bei $f = 0$ ist.
 $(R)_{\text{max}} = R$

Bei weiterer Vergraesserung von d steigt die Maximalpedanz ue den Wert R und der Punkt an dem das Maximum erreicht wird, verschiebt sich nach hohen Frequenzen hin. (Abb. 17)

Solange $d \leq -1 + \sqrt{2}$ ist die Grenzfrequenz

$$\gamma_0 = \sqrt{\frac{1}{2d^2} \left[-1 + 2d + 2^2 p^2 + \sqrt{1 - 4d + d^2 p^2} \right] (d^2 p^2)}$$

Phasenverlauf:

Formgetreue Abbildung verlangt, dass alle Teilschwingungen
 1.) mit gleichem Verstaerkungsgrad den Verstaerker durchlaufen und
 2.) die Laufzeit fuer saemtliche Frequenzen konstant ist, d.h. T_L .
 Die geforderte Proportionalitaet zwischen f und ω ist nur aengensichtserfuellbar, wie dies Abb. 18 zeigt. Abb. 19 zeigt dann die daraus resultierende Verzerrung eines Rechtecksimpulses. (Einschwingvorgang)

b) Hoehenentzerrung mittels Kettenleiter. (nach Wunderlich).

d) Der Eingangswiderstand der Kette sei gleich ihrem Wellenwiderstand dann ist der Phasenwinkel bis zur oberen Grenzfrequenz ω_0 gleich (Abb. 20, 21)

$$Z_i = (Z_i) = \frac{R_0}{\sqrt{1 - \gamma^2}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L}}$$

e) Eingangswiderstand der Kette als Zweipol (Verbraucher) betrachtet. Der Anstieg von Z_i wird durch eine Kapazitaet C_x am Eingang der Kette verringert.

a) $C_x = n \cdot \frac{C}{2} \longrightarrow$ Gesamteingangskapazitaet $C = \frac{C}{2}$

Damit wird die neue Zweipolimpedanz

$$(Z) = Z = \frac{R_0}{\sqrt{1 - (1 - n^2) \gamma^2}} \quad \text{und der Phasenwinkel nur}$$

$$\text{tg } \varphi = -n \cdot \frac{\gamma}{\sqrt{1 - \gamma^2}}$$

b) Mithin wird fuer

$$n = 1 \quad Z = R_0 = \text{const.} \quad \text{und die Gesamteingangskapazität}$$

$$C_0 = 2 \cdot \frac{C}{2} = C \quad (\text{Abb. 22a,b.})$$

Die Anwendung von b) ergibt ein theoretisches Arbeitsvermoegen (von Penthoden) $A' = v_0 \cdot f_0 = \frac{S}{C_0} \cdot \frac{1}{\pi}$

wahrend dies beim reinen RC-Verstaerker

$$A = V_0 \cdot f_{\text{max}} = \frac{S}{C_0} \cdot K_{\text{H,max}} = \text{const.}$$

ist, wobei K_{H} den zugelassenen Fehler (fuer $p = 3\%$ Amplitudenabfall ist $K_{\text{H}} = 0,04$) bedeutet.

Damit ergibt sich gegenueber dem reinen RC-Verstaerker ein Gewinn um $\frac{1}{\pi} : 0,04 \approx 8$ fach.

e) In der Praxis genuegt meist schon ein Halbglied der Kette und ein Abschlussglied (damit 90% des idealen Arbeitsvermoegens A' erreicht werden) Als Beispiel sei die sogenannte Hoyt-Nachbildung angefuehrt (Abb. 23a).

¶ Nochmalige Vergroesserung des Arbeitsvermoegens durch Schaltung der Kette als Vierpolimpedanz.

Die Drosselkette kann dabei fuer den doppelten Wert des $\frac{2}{C}$ bemessen werden, da ein Vergleich zur bisherigen Zweipolschaltung in der Vierpolschaltung nur die halbe Kapazitaet an ihren Eingangsklemmen liegt. (Abb. 23,24.)

$$\text{Fuer } n = 1 \quad \omega_0 = \frac{2}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$A'' = v_0 \cdot f_0 = \frac{S}{C_0} \cdot \frac{2}{\pi} = 2A'$$

Schaltung fuer die Praxis:

Da praktisch $C_a = C_0$ ist, bedeutet dies eine Abweichung von der Forderung $n = 1$. Abhilfe erfolgt durch eine Zusatzkapazitaet.

Besser jedoch ist es, ohne eine solche auszukommen und die Korrektur des Phasen- und Amplitudenganges durch entsprechenden Ausgleich im Filter- oder im Abschlussglied zu erreichen. Fuer strenge Forderungen in Bezug auf den Phasenwinkel Bandbreite nur bis $0,7\omega_0$.

ausnuetzen. Abb. 25 zeigt eine zusammenfassende Darstellung der technischen Ausfuehrung.

C. Rauschspannung:

=====

Auszug aus: "Berechnung der Rauschspannung von Breitband-Verstaerkern" von Joh. Lang FTM 1941/H5/s65).

a) Effektivwert der Rauschspannung an einem ohmschen Widerstand (Waermerauschen) nach Nyquist:

$$U_R = \sqrt{4 KTR (f_2 - f_1)} = 0,13 \sqrt{\frac{R}{K \Omega}} \cdot \frac{f_2 - f_1}{(KH_2)} \quad [\mu V]$$

Boltzmannsche Konstante $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (Ws/Grad)

b) Schroteffekt - Roehrenrauschen

eff. Schrotstromanteil einer Elektronenroehre fuer den f- Bereich von f bis (f + df) fuer den gesaettigten Anodenstrom I_a

$$d j_s = \sqrt{2e j_a df} \quad \text{wobei } e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As (Elementarladung eines Elektrons)}$$

Bei Raumladung tritt Verminderung des Schroteffektes ein. Dies wird durch den Schwaechungsfaktor S ausgedrueckt ($S < 1$).
Eindeutiges Mass fuer den Stoerpegel (gesamten) einer Roehre ist durch $R_{aequivalent} (R_a)$ gegeben.

Fuer Trioden ist $R_{aT} \approx \frac{2,5}{S \cdot \sigma} \cdot k \Omega$, wenn S $[-\frac{mV}{V}]$ die Steilheit im Arbeitspunkt und σ die Steuerschaerfe (allein von den konstruktiven Daten der Roehre abhaengig; $\sigma \approx 0,75$) bedeuten.

Fuer Penthoden wird R_a um den Anteil des Stromverteilungseffektes groesser:

$$R_{aPenth.} \approx \frac{2,5}{S \cdot \sigma} + 17,5 \cdot \frac{j_a}{S^2} \cdot F'$$

S.....mA/V, I_amA, R_ak Ω , F' Stromverteilungsrauschfaktor (Abb. 26).

Beispiele:

	A C 2	E F 14	A F 7
R_a	1,3 k Ω	900	4 k Ω

Stoerspannung (am Verstaerkereingang wirksam):

$$U_e = \sqrt{U_R^2 + U_S^2} \quad \text{wobei}$$

U_R den Anteil des Widerstandsweerrauschens und

U_S den Anteil des Roehrenrauschens bedeuten.

Fuer Verstaerker mit geringer Bandbreite (einige KHz, z.B. Tonfrequenz-verstaerker oder selektive HF-Verstaerker (Empfaenger) ist der ohmsche Anteil R der Eingangsschaltung frequenzunabhaengig. Bei NF-Verstaer-kern also der Gitterwiderstand R_g oder dessen Parallelschaltung mit dem Anschlussobjekt, bei selektiven Verstaerkern kann R gleich dem Resonanzwiderstand des Eingangskreises gesetzt werden. In diesen Fael-len berechnet sich die Stoerspannung des Verstaerkers zu:

$$U_g = \sqrt{4KT (R_a + R) (f_2 - f_1)} = 0,13 \sqrt{(R_a + R) (f_2 - f_1)} [\mu V]$$

wenn darin R_a und R in $k \Omega$ und $(f_2 - f_1)$ in KHz gemessen werden, wobei $(f_2 - f_1)$ den Bereich gleichmaessiger Verstaerkung darstellt. Abb. 27 zeigt z.B. die zu erwartende Stoerspannung fuer einen NF-Ver-staerker mit dem Uebertragungsbereich 50 10000 Hz und einer Eingangsroehre A C 2 in Abhaengigkeit des ohmschen Widerstandes der Eingangsschaltung aufgetragen.

Bei Breitbandverstaerkern mit einer Bandbreite von einigen 10^4 Hz bis einigen 10^6 Hz kann man die ohmsche Komponente der Eingangsschal-tung nicht mehr als konstant ansehen, kann also $R(\omega)$ nicht mehr ohne weiteres zum aequivalenten Gitterwiderstand der Roehre hinzunehmen, sondern muss die Berechnung der Rauschspannungsanteile getrennt von-einander durchfuehren.

Der von der Roehre herruehrende Anteil, ausgedrueckt durch den aequi-valenten Rauschwiderstand R_a , bleibt im gesamten Frequenzbereich kon-stant.

Anders ist es jedoch mit dem thermischen Rauschen der Eingangsschal-tung. Dies ergibt sich dadurch, dass man nach der Nyquist'schen For-mel:

$$d U_R = \sqrt{4 K T R(\omega) df}$$

saemtliche, innerhalb des ueber-tragenen Frequenzbereiches vorhandenen Anteile dU fuer das schmale Frequenzband f bis $(f + df)$ unter Beruecksichtigung der frequenzab-haengigen Komponenten $R(\omega)$ der Eingangsschaltung berechnet und quadra-tisch summiert.

Die Eingangsschaltung eines Breitbandverstaerkers ist im allgemeinen aperiodisch und laesst sich ersetzen durch einen ohmschen Widerstand R ,

dem eine Kapazität C parallelgeschaltet ist. Bei Kapazitätsarmem Aufbau hat C den Wert von ca. 20 pF; er setzt sich zusammen aus der Röhreneingangskapazität C_e von 10 15 pF und der unvermeidlichen Schaltkapazität. R ist der Gitterableitwiderstand bzw. die Parallelschaltung aus ihm und dem Widerstand des Anschlussobjektes. (Abb. 28)

Für die Ersatzschaltung nach Abb. 28 ist der Widerstand

$$R = \frac{R}{1 + j \omega C R} \quad \text{und die ohmsche Komponente davon}$$

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

Innerhalb der Übertragungsgrenzen f_1 bis f_2 wird somit die thermische Rauschspannung erhalten aus:

$$U_T = 4 KT \int_{f_1}^{f_2} \frac{R}{1 + (2\pi f RC)^2} \cdot df$$

$$= 4 KT \frac{1}{2\pi C} \left[\arctan(\omega_2 RC) - \arctan(\omega_1 RC) \right]$$

Bei einer Raumtemperatur von 20° C wird daher die Rauschspannung

$$U_T = \frac{52}{\sqrt{C}} \sqrt{\arctan(\omega_2 RC) - \arctan(\omega_1 RC)} \quad [\mu V]$$

wenn C in pF gemessen wird.

Für den Grenzfall $f = 0$, $f = \infty$ nimmt die Rauschspannung den maximalmöglichen Wert von

$$U'_{T_{\max}} = \frac{65}{\sqrt{C}} \quad (\mu V) \quad \text{an} \quad (C \text{ in pF})$$

Für den oben angenommenen Wert von $C = 20$ pF ergibt sich dann 15 μV , was eine obere Grenze für den Rauschwert der Eingangsschaltung bei normalen Breitbandverstärkern sein dürfte.

Die Frequenzabhängigkeit der Rauschspannung, die dadurch entsteht, dass nur das Frequenzband $(f_2 - f_1)$ übertragen wird, kann man durch den Faktor

$$F = \sqrt{\frac{1}{\pi} (\arctan(\omega_2 RC) - \arctan(\omega_1 RC))}$$

ausdrücken, der angibt, um wieviel mal kleiner der Rauschanteil gegenüber dem maximal möglichen, $U'_{T_{\max}}$ ist.

$U'_{T_{\max}}$

$$U_T = \frac{65}{\sqrt{C}} \cdot F \quad (\mu V)$$

Wenn C in pF.

Abb. 29 zeigt den Verlauf von F als Funktion von $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ bzw. fuer C = 20 pF, wobei als Parameter die Frequenzbereiche 10...100 10....2000 KHz und 10.... 20 000 KHz gewaehlt wurden.

Die am Eingang des Breitbandverstaerkers wirksame Stoerspannung kann nun ohne weiteres berechnet werden, indem man beide Rauschanteile geometrisch addiert. Fuer die schon als Beispiele angefuehrten Uebertragungsbereiche und die Verstaerkerroehre E F 14 sind die resultierenden Rauschspannungen in der Abb. 30 abhaengig vom Widerstand R aufgetragen. Ganz im Gegensatz zu Verstaerkern mit kleiner Bandbreite zeigt sich, dass hier die Rauschspannung sehr bald einem oberen Grenzwert zustrebt, der bei breiten Frequenzbaendern fast allein durch den Rauschpegel der Roehre bestimmt wird.

Ueber die Stabilitaet des Arbeitens.

=====

Ein absolut stabiles Arbeiten ist bei Breitbandverstaerkern mit hohem Verstaerkungsgrad oft gar nicht so leicht zu erzielen wie dies zunaechst den Anschein hat. Vor allem wirkt sich eine etwaige ungenuegende Entkopplung der einzelnen Stufen gegeneinander dahingehend aus, dass Selbsterregung bereits bei Anschluss einer unabgeschirmten Leitung von nur wenigen Zentimetern Laenge am Verstaerkereingang eintritt oder, dass der Verstaerker bereits beim kleinsten Anstoss durch einen Spannungsimpuls zu "blubbern" beginnt. Es handelt sich dabei in jedem Falle um Rueckkopplungserscheinungen, die im ersten Falle meist von ungenuegender Abschirmung, im zweiten Falle meist von Kopplungen ueber die gemeinsame Stromquelle hervorgerufen werden. Es ist dabei durchaus moeglich, dass beide Erscheinungen, z.B. eine Selbsterregung bei 100 KHz und gleichzeitig eine Kippschwingung von Bruchteilen eines Hertz, gleichzeitig auftreten, sodass die hohe Frequenz mit der Kippschwingung moduliert erscheint.

Eine weitere, unangenehme Erscheinung, die sich beim Betrieb ueber laengere Zeitraeume unliebsam bemerkbar macht, ist die Aenderung des Gesamtverstaerkungsgrades., hervorgerufen durch Netzspannungsschwankungen - wodurch Arbeitspunkte verschoben und dadurch Steilheitsaenderungen hervorgerufen werden koennen - oder durch Alterung der Roehren.

Und schliesslich soll noch auf die Notwendigkeit einer frequenz-unabhaengigen Verstaerkungsregelung hingewiesen werden, die durch besondere Schaltmassnahmen immer zu erreichen ist.

Die hier aufgefuehrten Punkte sollen nun im einzelnen etwas naeher betrachtet werden.

1) Selbsterregung.

Die Selbsterregung ist immer dann gegeben, wenn fuer eine bestimmte Frequenz oder Frequenzbereich, die Selbsterregungsbedingungen (Amplituden- und Phasenbedingung) erfuellt sind. Ist z.B. der Verstaerker mit geradzahlicher Stufenzahl in Abb. 31 nicht geerdet und weist sowohl der Eingang als auch der Ausgang des Verstaerkers eine Kapazitaet gegenueber Erde auf, (etwa durch unabgeschirmte Leitungen noch ver-groessert), so kann dadurch soviel Energie auf den Eingang zurueck-gefuehrt werden, dass die Amplitudenbedingung $K \cdot V = 1$ erfuellt ist.

Darin bedeutet $K = \frac{1}{V} = \frac{D (R_i + R_a)}{(R_a)}$ den Rueckkopplungsfaktor und V den Betrag der relativen Gesamtverstaerkung. Bei gerader Stufenzahl ist die Phasenbedingung ($\neq V = 2X 180^\circ$) von vornherein erfuellt. Es wuerde also eine zurueckgefuehrte Spannung, von der Groesse $\frac{1}{V}$, am Eingang des Verstaerkers, durch Kopplung ueber die Kapazitaeten verur-sacht, bereits zur Selbsterregung genuegen.

Wie in Abb. 31a bereits angedeutet ist, erfolgt Abhilfe durch Erdung der Kathoden der Stufen an einen gemeinsamen Punkt, wodurch der untere Teil des Spannungsverteilers, der von den Erdkapazitaeten mit dem Gitterwiderstand des ersten Rohres gebildet wird, kurz geschlos-sen wird. (Abb. 31b).

Durch weitere Abschirmung der einzelnen Stufen gegeneinander, durch Einpunkterdung der gemeinsamen Kathodenleitung im Gehaeuse, durch Erdung des Gehaeuses selbst und weitestgehende Abschirmung der Zuleitungen, die ebenfalls nur durch das Gehaeuse des Verstaerkers geerdet werden und sich gegenseitig nicht beruehren duerfen, ist es moeglich, Verstaerker mit enorm hohen Verstaerkungsgraden zu bauen.

2) Kopplung ueber gemeinsame Stromquellen.

Das sogenannte "Elubbern" wird zwar ebenfalls durch die oben beschriebenen Rueckkopplungsbedingungen verursacht, jedoch ist der Weg, den die zurueckgefuehrte Energie nimmt, naturgemaess ein anderer. Da es sich hierbei vorwiegend um sehr tiefe Frequenzen handelt, sind grosse Kapazitaeten als Kopplungsglieder notwendig. Abb. 32a, b veranschaulicht diese Verhaeltnisse. Dabei ist mit R_N der Wechselstrom-innenwiderstand der gemeinsamen Stromquelle bezeichnet. der mithin

auch einen Teil des Aussenwiderstandes von Rohr 3 darstellt. Die an R_N befindliche Wechselspannung U_{\sim} gelangt nun ueber den Spannungsleiter $R_{a_1}, C_{K_2}, R_{g_2}$ ans Gitter der zweiten Roehre, wo ausserdem die Phasenbedingung erfuehlt ist.

Als Abhilfe kann demnach die Herabsetzung des Wechselstromwiderstandes der Stromquelle durch Parallelschalten eines grossen Kondensators C_N , sodass $\frac{1}{w C_N} \ll R_{a_3}$ wird, oder die Erweiterung des Spannungsleiters durch ein neues Glied R_K, C_K (in Abb. 32b blau angedeutet), womit die nunmehr noch an R_{g_2} gelangende Restspannung erheblich kleiner wird, oder beides gleichzeitig, in Frage.

Nebenbei sei noch darauf hingewiesen, dass die Abb. 32b die Ueberlegenheit der Methode nach Wunderlich (Abschnitt B,b) gegenueber dem reinen RC-Verstaerkerprinzips besonders in dieser Beziehung klar erkennen laesst.

$$\text{Es gilt: } R_N = \frac{1}{w C_N} \leq \frac{R_{a_3}}{V} \cdot \frac{p}{1+p}$$

wobei p die max. Rueckkopplungsverzerrung darstellt und z.B. den Wert 0,1 annehmen kann, sodass

$$\frac{p}{1+p} = 0,09 \text{ wird. } K \leq \frac{1}{V} \cdot \frac{p}{1+p} = \frac{1}{V} \cdot 0,09$$

Bei Vorhandensein des R_K, C_K + Gliedes gilt weiterhin:

$$R \gg \frac{1}{w C_K} \ll R_K$$

(Abb. 32b) und

$$\frac{1}{w C_N} \cdot \frac{1}{w C_K R_K} \leq \frac{R_{a_3}}{V} \cdot \frac{p}{1+p}$$

3) Zeitliche Aenderung des Verstaerkergrades.

Zeitliche Aenderungen des Verstaerkergrades, die durch Arbeitspunktverschiebungen infolge von Schwankungen der Betriebsspannung hervorgerufen werden, koennen teilweise bereits durch Anwendung des Prinzips der automatischen Gittervorspannungserzeugung verringert werden. Fuer hoehere Anforderungen ist das Prinzip von Wunderlich und die Stabilisation der Betriebsspannung erforderlich. Ausserdem waere eine Stromgegenkopplung auch in dieser Beziehung nuetzlich.

Um Alterungserscheinungen weitgehend zu vermeiden, sei auf das Prinzip der bereits erwachten Stromgegenkopplung aufmerksam gemacht, wodurch allerdings die Steilheit der verwendeten Roehren nach der

Formel

$$S' = \frac{S}{1 - S R_K}$$

Penth.

herabgesetzt wird.

Darin bedeutet S die statische Steilheit des verwendeten Rohres, R_K den Gegenkopplungswiderstand und S' die damit erhaltene Steilheit. Das bedeutet natuerlich einen neuerlichen Kompromiss - aber es ist dabei zu bedenken, dass obendrein, gewissermassen als Geschenk, noch eine Linearisierung der Roehrenkennlinie erfolgt, die ihrerseits zu kleineren Verzerrungen Anlass gibt. Es verhaelt sich $-\frac{S}{S'} = \frac{A}{A} \frac{U_g}{U_g}$ wenn in beiden Faellen die Batterie-Spannung jeweils um den gleichen Betrag geaendert wird, d.h. setze ich die Steilheit durch Anwendung der Stromgegenkopplung um den Faktor p herab, so kann ich meine Batteriespannungsaenderung p mal so gross machen, um gleiche Bedingungen zu erreichen, wie zuerst.

4) Frequenzunabhaengige Verstaerkungsregelung.

Die Abb. 33 zeigt eine Reihe verschiedenartiger Regelungsmoeglichkeiten auf, die je nach der Hoehe der Anforderungen auszuwaehlen sind. Fuer geringere Ansprueche (Frequenzen bis zu etwa 2 MHz) eignet sich noch die Anordnung a) die allenfalls noch bei nicht allzu hoch verstaerkenden Oszillographenverstaerkern ($V \approx 2000$) anzuwenden ginge. b) und die folgenden Skizzen stellen vollkommen frequenzunabhaengige Regelungsmoeglichkeiten dar durch Aenderung der Steilheit und damit des Verstaerkungsfaktors. Bei b) erfolgt die Aenderung durch Variation der Schirmgitterspannung, bei c) durch Variation des Kathodenwiderstandes. Dies stellt eine veraenderliche Stromgegenkopplung dar, die aber nicht zu empfehlen ist, weil dabei saemtliche Betriebsdaten weitgehend mitwandern, wenn nicht durch Stabilisierung von U_{g2} und U_a dem Rechnung getragen wird.

Die beste Methode unter den aufgefuehrten stellt die nach d) bzw. e) dar, die eine frequenzunabhaengig regelbare Stromgegenkopplung zeigt. Der Widerstand R_K dient gleichstrommaessig zur automatischen Erzeugung der Gittervorspannung und kann kontinuierlich durch die Kondensatoranordnung C_1, C_2 von denen der eine ein sehr grosser Elektrolytkondensator (z.B. 1000 μF), der andere ein kleiner, induktionsfreier Wickelkondensator (z.B. 0,1 μF) ist, fuer Wechselstrom verkleinert werden.

Beispiel: E F 14 $S = 7 \text{ mA/V}$; der fuer einen bestimmten Arbeitspunkt benoetigte Kathodenwiderstand R_K sei 500 Ω .

Als Regelbereich ist dann das Verhaeltnis $-\frac{S}{S'}$ massgebend, d.h. fuer

max. Verstaerkung ist $S = 7 \text{ mA/V}$ wenn R_K durch $C_{1,2}$ vollkommen ueberbrueckt ist, fuer die minimale Stufenverstaerkung ist S' verantwortlich, also wenn R_K gar nicht ueberbrueckt ist. S' ist in diesem Falle

$$S' = \frac{S}{1 - S \cdot R_K} = \frac{7}{1 - 7 \cdot 0,5} = 1,55 \text{ mA/V}$$

mit wird der Regelbereich $\frac{S}{S'} = \frac{7}{1,55} = \frac{4,5}{1}$ in dieser Stufe.

dieser Bereich meist nicht ausreicht, so kann man mehrere Stufen gemeinsam auf die gleiche Art regeln.

Es kann nun aber durch die Methode b) ein groesserer Regelbereich einer Stufe ueberstrichen werden, wenn der Kathodenwiderstand groesser gemacht wird, als dies fuer die Erreichung des gleichstrommaessigen Arbeitspunktes erforderlich waere. Zu diesem Zweck wird der Kathodenwiderstand in 2 Teile aufgeteilt, von denen an R_K die Gleichspannung fuer das Steuergitter der Roehre erzeugt wird und jeder fuer sich durch eine Kondensatoranordnung ueberbrueckt werden kann.

E. Beispiel eines ausgefuehrten Verstaerkers.

Im folgenden soll nun ein universell verwendbarer Breitbandverstaerker beschrieben werden, der einen Frequenzbereich 30 Hz bis 100 KHz umfasst, bei einer relativen Gesamtverstaerkung von ca. 300 bzw. 17 000 und einer maximalen Eingangsspannung von ca. 15 bzw. ca. 80 mV. Die maximale Ausgangsspannung betraegt ungefaehr 40 V Spitze.

Der Gesamtstoerpegel liegt bei offenem Verstaerkereingang, maximaler Verstaerkung von 17 000, Entnahme der Anodengleichspannung aus dem vorgesehenen Netzgeraet und der Roehrenheizung mit Gleichstrom im Mittel um etwa 80 mV am Ausgang, das sind im guenstigsten Falle - also bei voller Aussteuerung - etwa 2 ‰ Stoerpegel. Dies entspricht einer Stoeramplitude von ca. 5 μV am Verst. Eingang.

Laesst man 10% Stoeramplitude zu, so entspricht dies einer Mindestausgangsnutzamplitude von 0,8 V, oder einer kleinstmoeglichen Messspannung von ca. 0,5 mV.

Der Verstaerker ist somit geeignet zur Verwendung als Vorverstaerker fuer einen Kathodenstrahlzillographen mit eingebautem Verstaerker zur Untersuchung der Kurvenform von Wechselstromgroessen, einschliesslich nahezu rechtecksfoermiger Impulse sowie als Vorverstaerker fuer Regelschreiber u.a. (kleinster Eingangswiderstand des Anschlussobjektes)

bei Vergrößerung der Kopplungskapazität am Ausgang des Verstärkers von 0,25 uF auf 4+6 uF ca. 30 kΩ).

Technische Ausführung.

Das Schaltbild Abb. 34 lässt erkennen, dass es sich hierbei um einen 4-stufigen Verstärker handelt, der mit handelsüblichen Röhren (3 E F 12 in den Anfangsstufen, eine E F 14 in der Endstufe) bestückt ist und nach der, unter B, b bereits näher erläuterten Methode von Wunderlich arbeitet. Wir finden hier mit der Bezeichnung der Abb. 14 folgende Werte für die einzelnen Stufenschaltelemente vor:

$$\begin{array}{ll} R_a & = 50 \text{ k}\Omega & C & = 10 \text{ 000 pF} \\ R_a & = 5 \text{ k}\Omega & C_N^I & = 0,1 \mu\text{F} \\ R_N^I & = 1 \text{ M}\Omega & & \end{array}$$

Die Kathodenwiderstände der einzelnen Stufen, die zur Erzeugung der Gittervorspannung dienen, sind jeweils mit einer Parallelschaltung von 1000 pF und 0,1 pF überbrückt, um für alle Frequenzen einen Eingang dieser Glieder sowie Gegenkopplungswirkung auszuschalten. Bei der 2. und 3. Stufe ist diese Kondensatoranordnung gemeinsam zu- und abschaltbar gemacht und bewirkt somit eine grobe Verstärkungsregelung in 2 Stufen (Verhältnis 1 : 5,7) durch Steilheitsänderung.

Die Entkopplung der Stufen untereinander ist durch Anwendung der besprochenen Methoden (Abschnitt D,2) so weit als unbedingt notwendig durchgeführt, wobei der Stabilisator neben seiner stabilisierenden Wirkung auch noch teilweise diese Funktion ausübt.

Die Schaltung des zugehörigen Netzgerätes zeigt Abb. 35. Es ist der indirekt geheizten Gleichrichteröhre E Z 12 bestückt, um zu vermeiden, dass bereits Spannung an den Röhren liegt, ehe sie noch Emission haben. Ein Umschalter sorgt bei Anschluss eines 0 V-Akkumulators dafür, dass die Röhren wahlweise mit Wechselstrom aus dem Netzgerät oder bei höheren Ansprüchen an die Rauschfreiheit, mit Gleichstrom aus dem Akku geheizt werden können. Durch ein 4-poliges Kabel mit Stecker wird die Verbindung der beiden Geräte hergestellt. Die räumliche Trennung empfiehlt sich in allen Fällen, wo kleinste Spannungen verstärkt werden sollen, da magnetische Streufelder des Netzgerätes den Störpegel durch induktive Beeinflussung sehr stark vergrößern können.

Bei der Versuchsführung machen sich sogar magnetische Raumfelder noch gut bemerkbar, obwohl der Verstärker selbst von einem, an

dings duernen Eisenpanzer umgeben ist.

Ausserdem sei noch darauf hingewiesen, dass die unter D,1 gegebenen Vorschlaege ueber Fragen der Abschirmung unbedingt einzuhalten sind. Beim Versuchsgeraet ist jede Stufe einzeln, lediglich jeweils durch ein Blech, abgeschirmt worden, was sich fast noch als unzureichend erwiesen hat.

Schliesslich sei noch auf die beiden Kurven, die Aussteuerungskurve - Ausgangsspannung in Abhaengigkeit von der Eingangsspannung. Abb. 36 - und den Frequenzgang Abb. 37 hingewiesen.

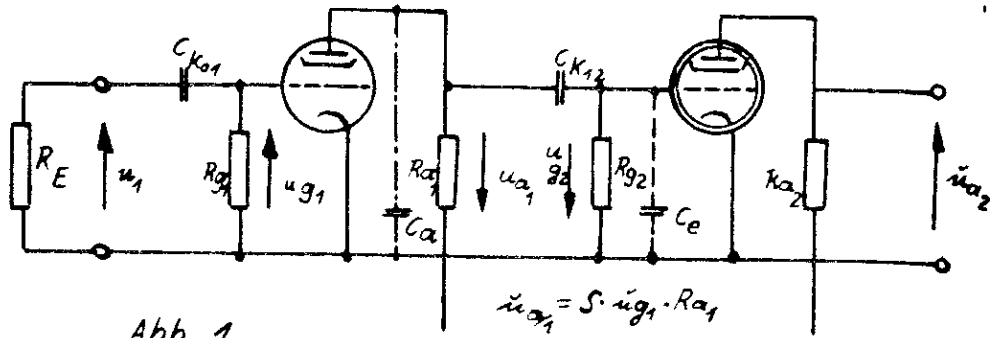


Abb. 1

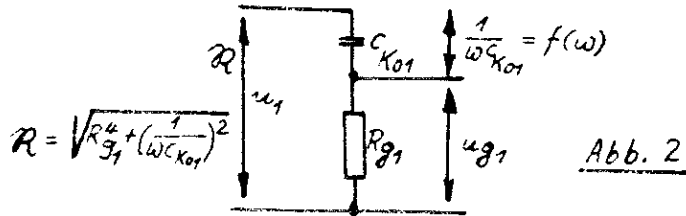


Abb. 2

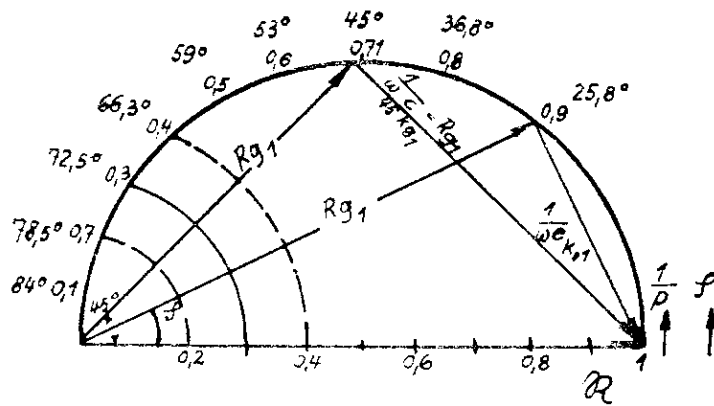


Abb. 3

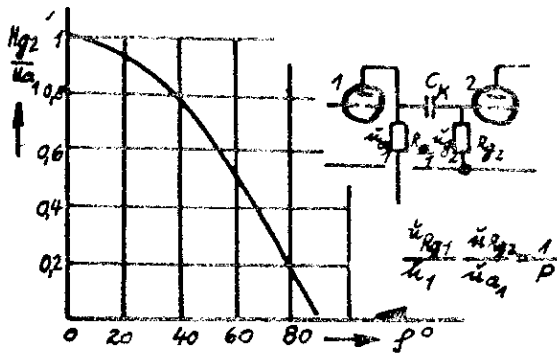


Abb. 4

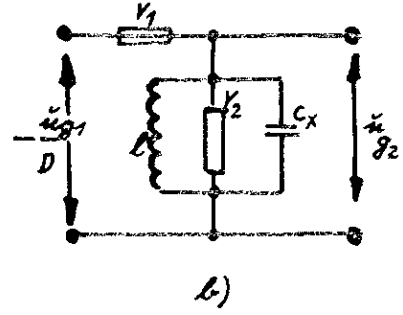
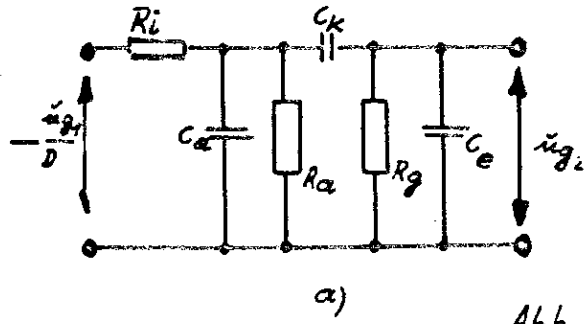


Abb. 5

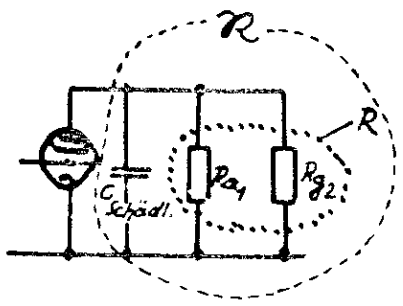


Abb. 6

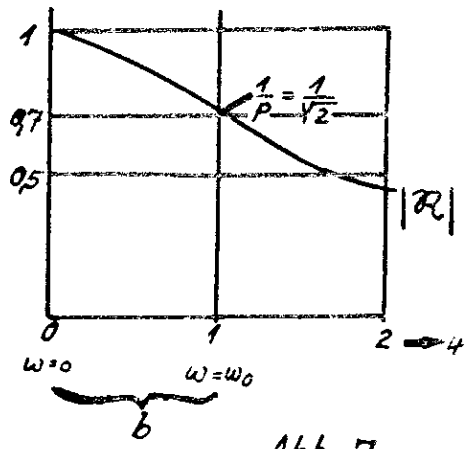


Abb. 7

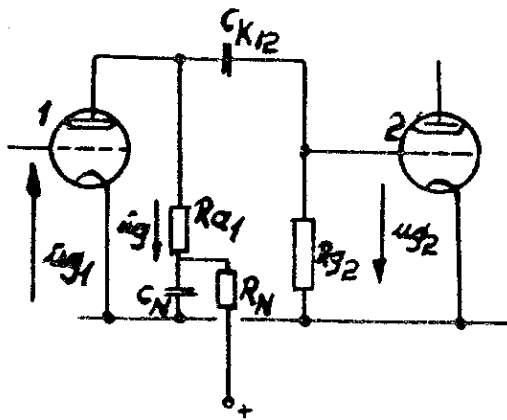


Abb. 8

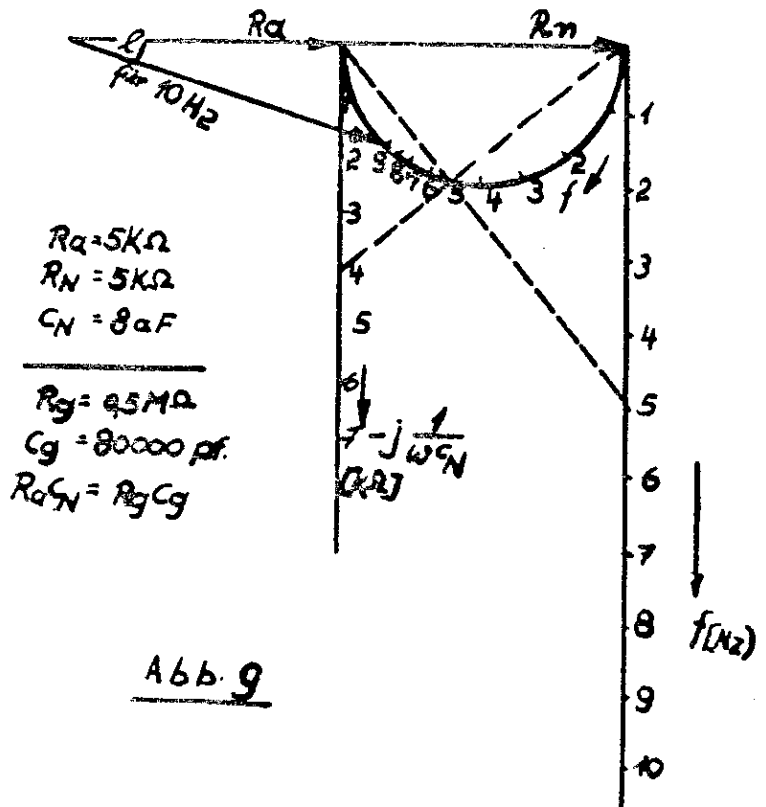


Abb. 9

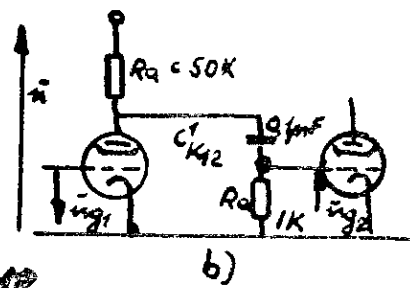
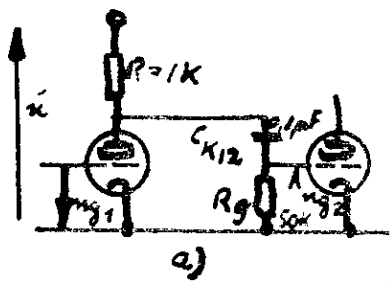
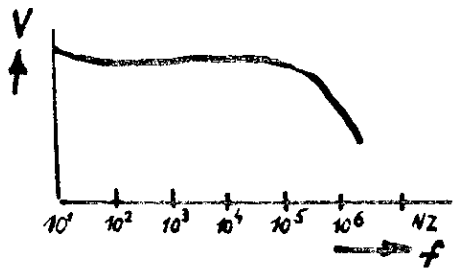
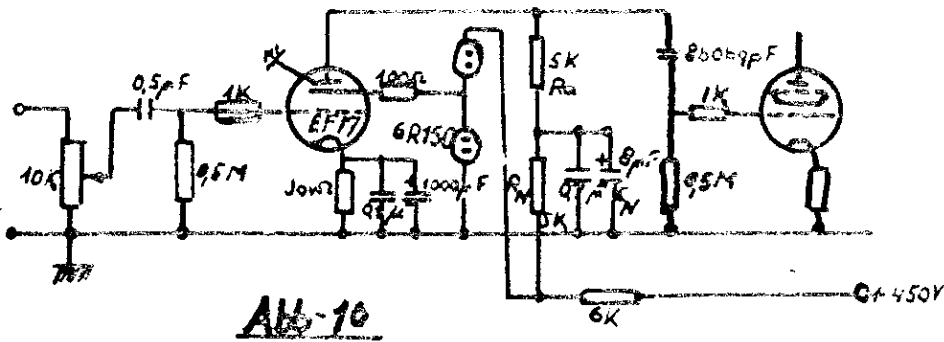


Abb. 12

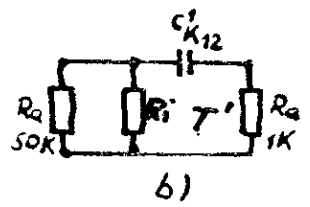
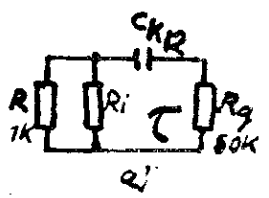


Abb. 13

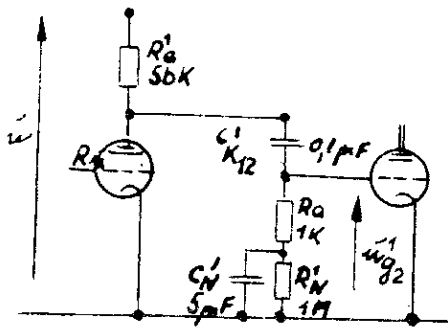


Abb. 14

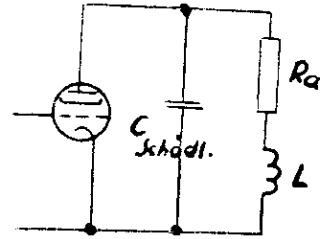


Abb. 15

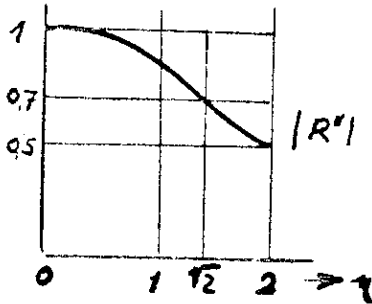


Abb. 16

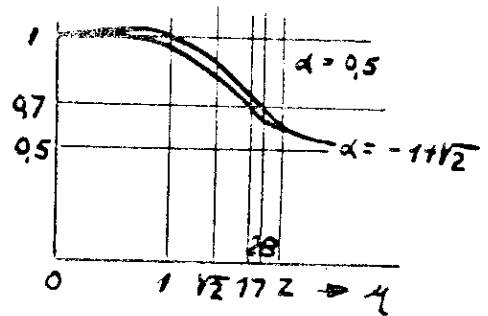


Abb. 17

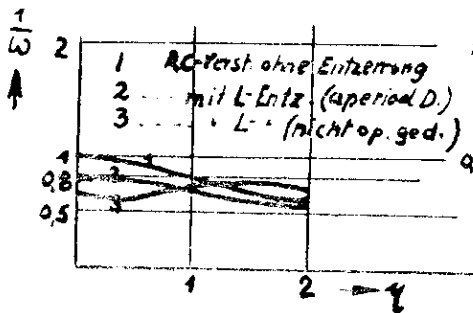


Abb. 18

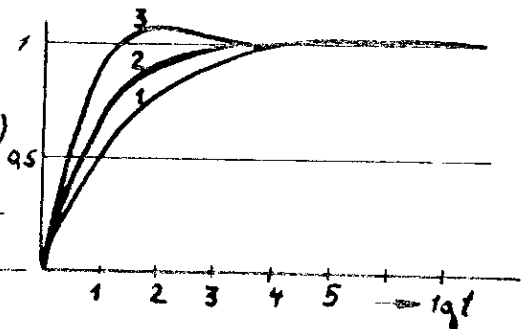


Abb. 19

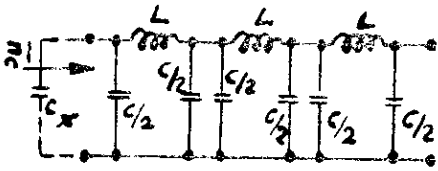


Abb. 20

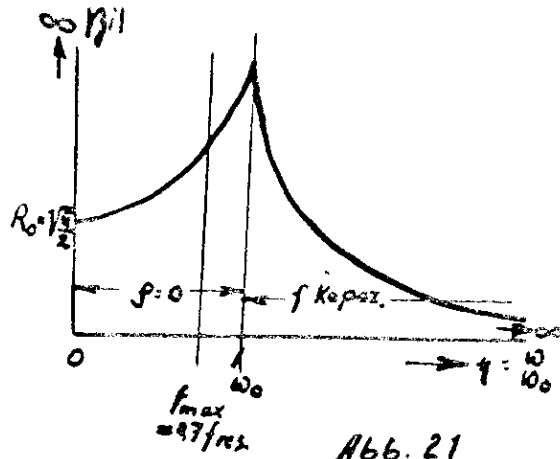


Abb. 21

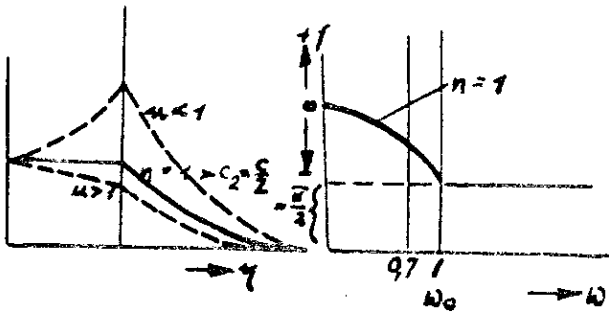


Abb. 22a

Abb. 22b

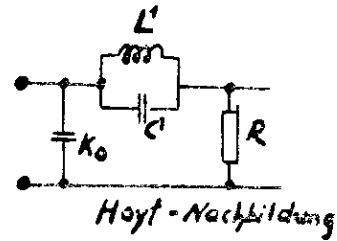


Abb. 23a

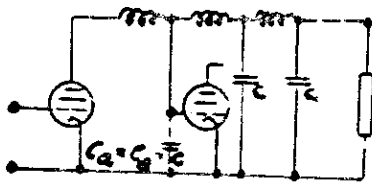


Abb. 23

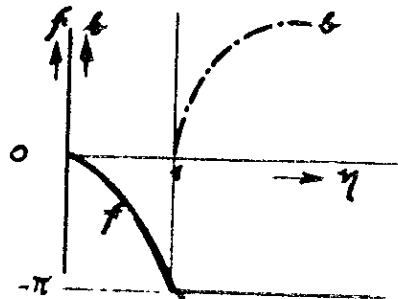


Abb. 24

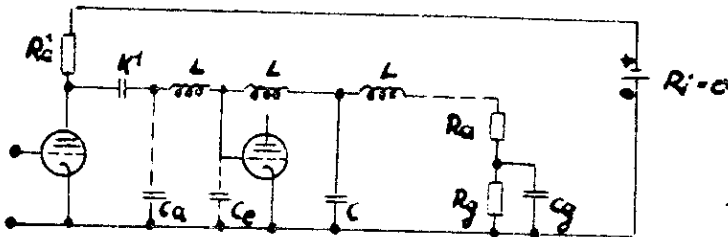


Abb. 25

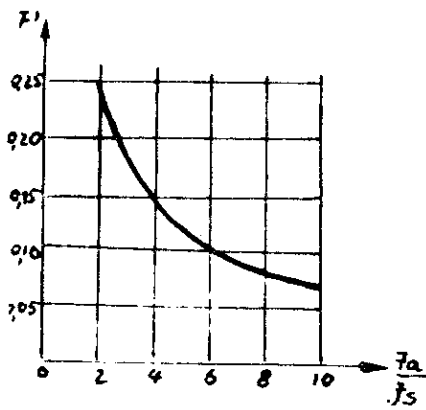


Abb. 26

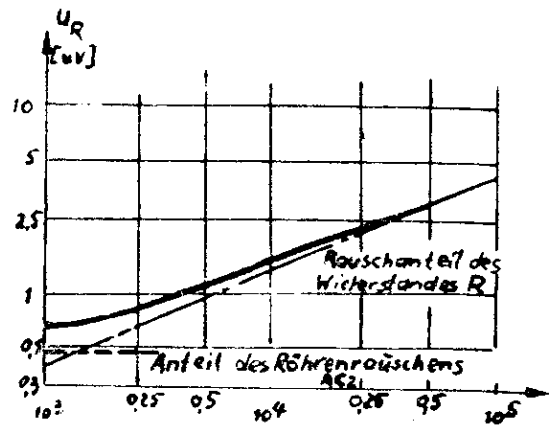


Abb. 27

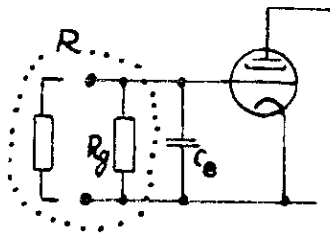
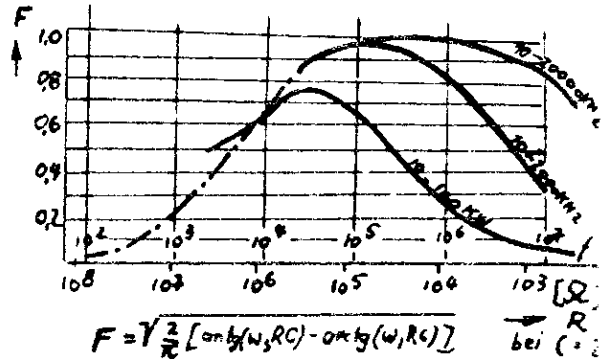


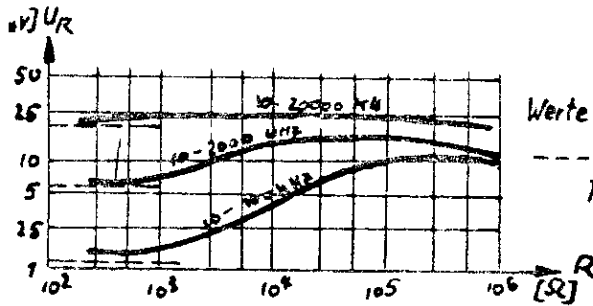
Abb. 28



$$F = \sqrt{\frac{2}{\pi} [\text{antg}(\omega R C) - \text{antg}(\omega R C_0)]}$$

bei $C = C_0$

Abb. 29



Werte für EF17

--- = Anteil des Röhrenrauschens

Abb. 30

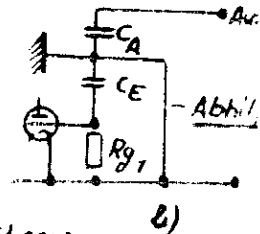
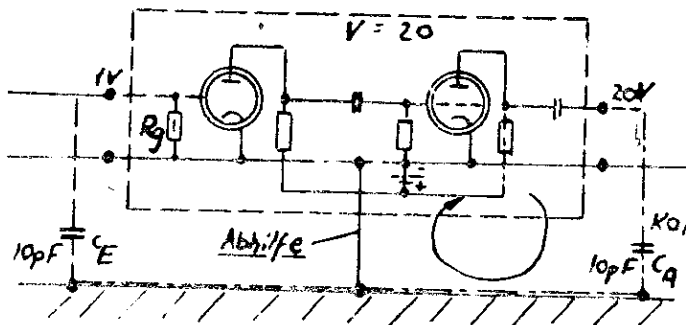


Abb. 31

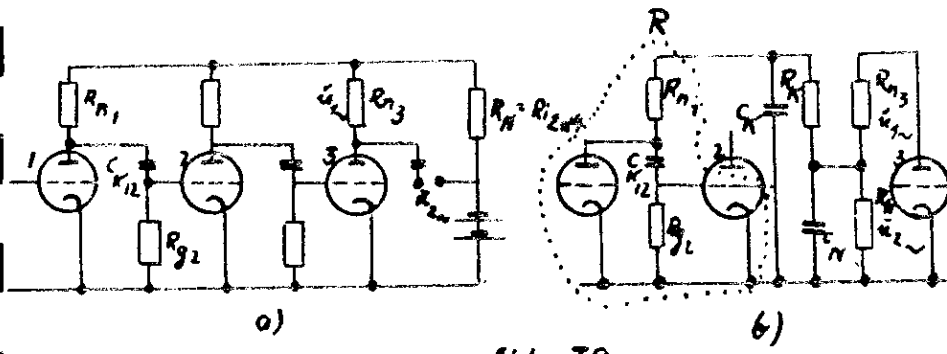


Abb. 32

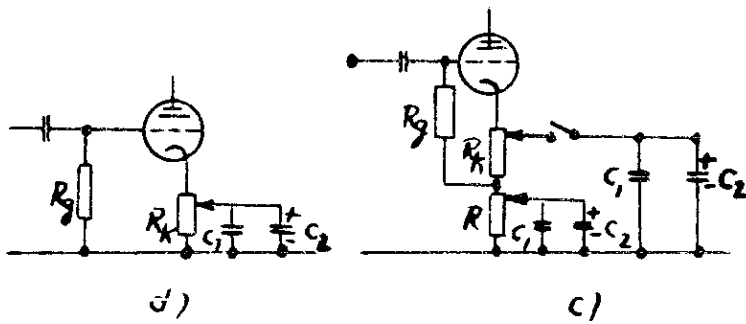
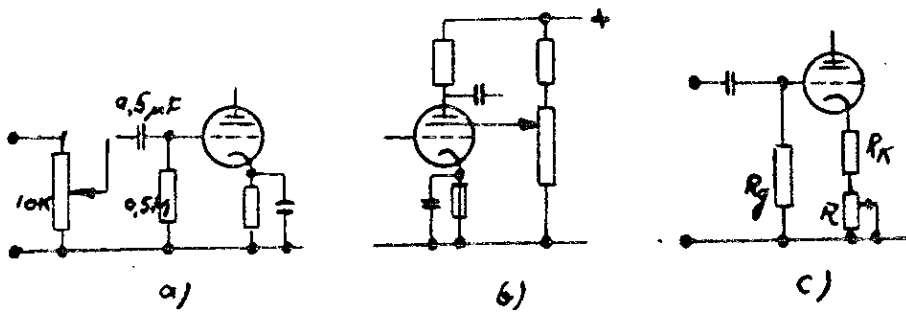


Abb. 33

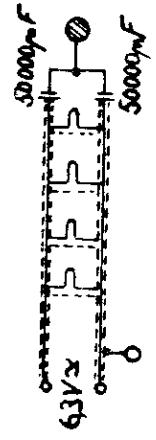
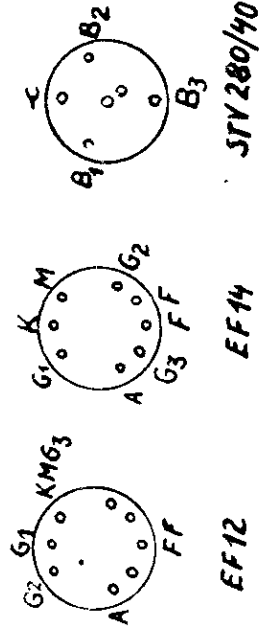
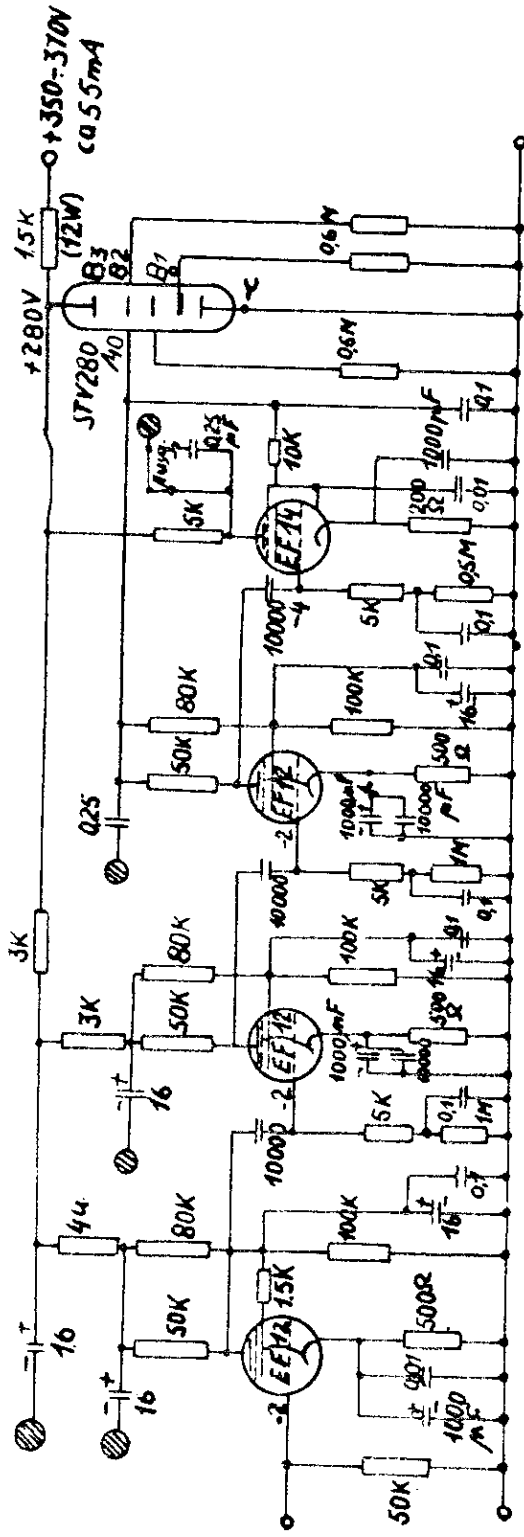


Abb. 34

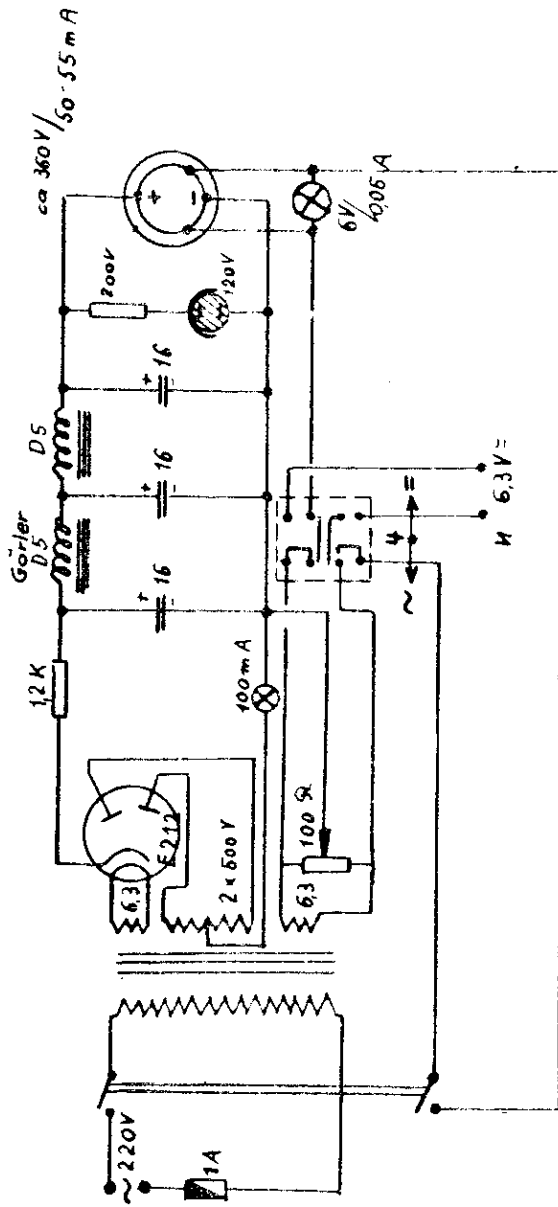


Abb. 35

Abb. 36

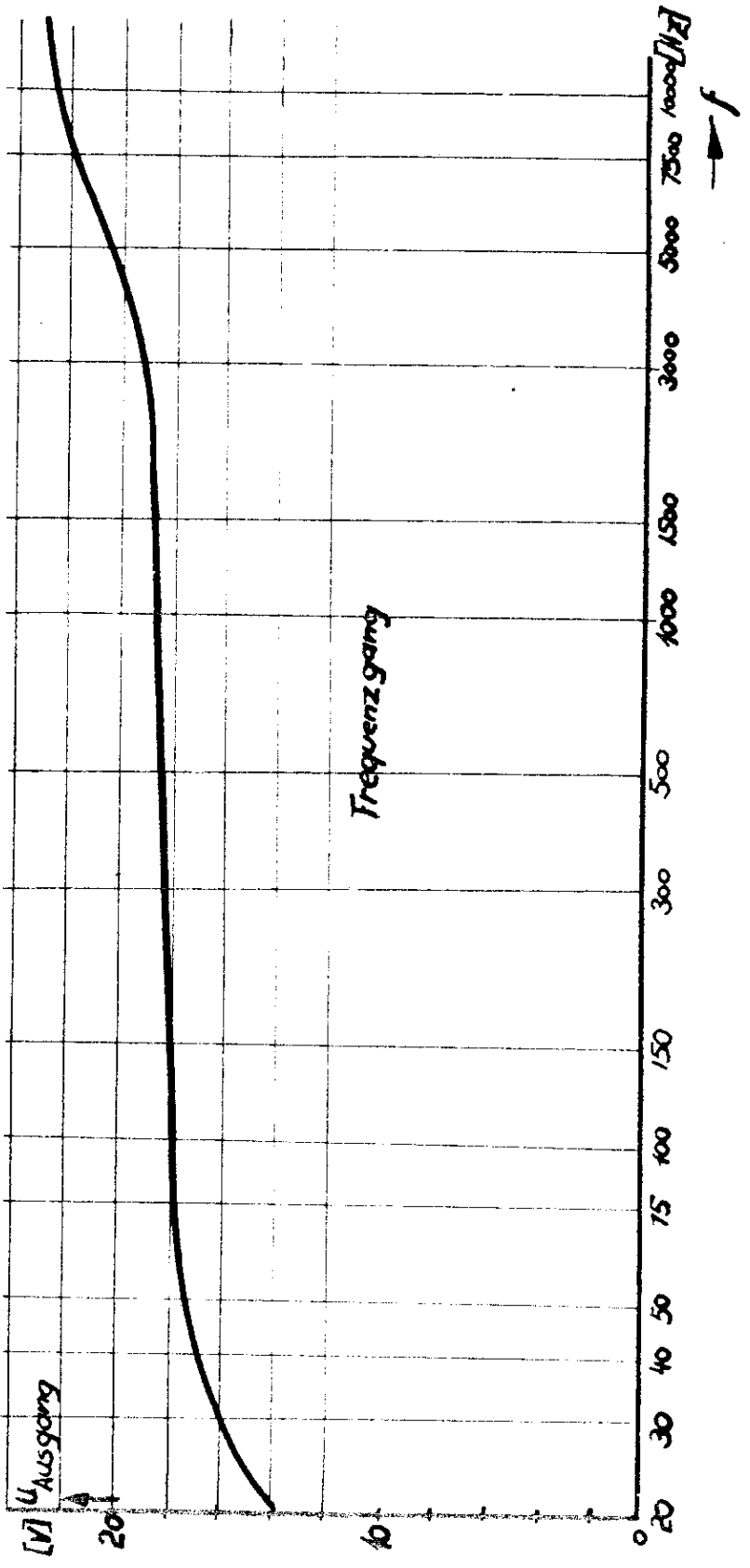
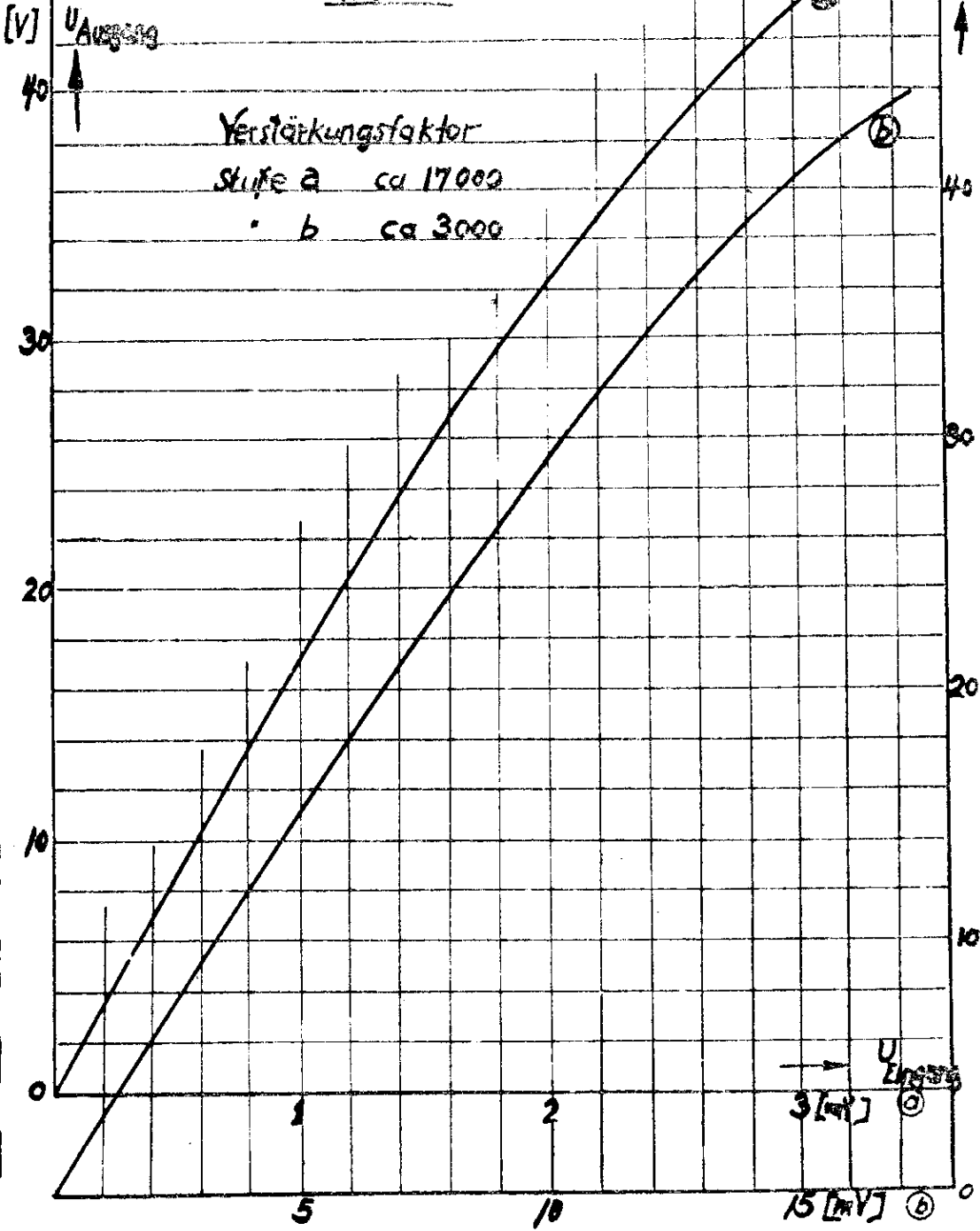


Abb. 37



Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium
entwickelten Interferometer nach Michelson.

Von W. Schaffeld.

Der Bericht umfasst:

.....⁴ Seiten

.....³ Abbildungen.

Dr. W. Schaffeld.

Interferometer.

nach der Methode von Michelson fuer den
Bereich von cm- und mm-Wellen.

1. Aufbau der Interferometer.
2. Wirkungsweise und Betriebseigenschaften
 - 1.) des Interferometers 1.
 - 2.) des Interferometers 2.
3. Messergebnisse.

A.

Zur absoluten Messung von Wellenlaengen im cm- und mm-Wellen-
Met, sind im Hochfrequenzlaboratorium der Physikalisch-Technischen
Lehranstalt zwei Interferometer nach der in der Optik bekannten Metho-
de von Michelson gebaut.

Das Interferometer 1, dessen Aufbau und Anmasse aus Abb. 1 zu
entnehmen sind, ist gegen Fremdeinstrahlung durch Raumreflexionen nicht
geschuetzt. Der Aufstellungsraum muss deswegen frei von beweglichen
Gegenstaenden sein, und eine Mindestgrosse von etwa 4m x 4m haben,
so dass die restliche Fremdeinstrahlung keine messbaren Gangeinfluesse
im Abstand der Minima hervorrufen kann.

In Abb. 1 ist der Generator mit dem Hornstrahler angedeutet.
Sp. 1 ist ein halbdurchlaessiger Spiegel der 45° gegen die Einfall-
richtung des Strahles verdreht ist. Sp. 2 ist ein Metallspiegel, der
zum Abgleich der Amplitudenbedingung senkrecht zur Verbindungslinie:
Generator-Sp. 1 verschoben werden kann. Sp. 3 ist ein Metallspiegel,
der mit einer Praezisionsspindel messbar zu bewegen ist. Die verschieb-
bare Weglaenge betraegt 400mm bei einer Einstell- und Ablesegenauigkeit
von $2 \cdot 10^{-2}$ mm.

Zur Einjustierung des Interferometers und zur Messung der Wellen-
laenge sind fuer die Spiegel an der Bedienungstafel (siehe Abb.1) fol-
gende Bewegungen mit Hilfe der Einstellantriebe moeglich (1 - 6):

1. Drehung des Spiegels 2 um die horizontale Achse.
2. Drehung des Spiegels 2 um die vertikale Achse.
3. Drehung des Spiegels 3 um die horizontale Achse.
4. Amplitudenabgleich durch Bewegung des Spiegels 2 in Richtung
des einfallenden Strahles.
5. Drehung des Spiegels 1 um die vertikale Achse.
6. Bewegung des Spiegels 3 in Richtung der einfallenden Welle.
(Messung der Wellenlaenge mit Praezisionsspindel).

Der Hornstrahler des Senders und das Empfangshorn sind in jeder
Raumdimension beweglich.

Die Spiegelkanten des Interferometers sind, um Interferenzstörungen auf ein Minimum zu reduzieren im schiefen Winkel zur Polarisation des Senders, die entweder horizontal oder vertikal war, angeordnet.

Das Interferometer 2, das Abb. 2 darstellt und dessen Abmessungen daraus zu entnehmen sind, ist mit einer metallischen Schutzlinse umgeben. Der Spiegel 2 ist im Gegensatz zum Interferometer 1 als Blende mit verschiebbarer Öffnung ausgebildet. Der Messspiegel 3 steht ausserhalb der Schutzlinse, sodass auf jeden Fall bei seiner Bewegung der Gangunterschied in Luft gemessen wird. Spiegel 1 und 2 sind fest und einmalig justiert aufgebaut. Die Beeinflussung des Interferometers durch Fremdfelder ist gering und die räumlichen Abmessungen sind klein, sodass jeder Aufstellungsort gewählt werden kann.

Als Hochfrequenzgeneratoren fuer cm- und mm-Wellen sind die in der P.T.R. entwickelten 2 Schlitz und Vielschlitzroehren verwendet. Sie wurden mit Wechselstrom von 50Hz betrieben. Zur Leistungsabstrahlung dient ein Horn, das nach bekannten Vorschriften fuer den betreffenden Wellenbereich und fuer eine gewuenschte Buendelschaerfe optimal ausgebildet ist.

Die Empfaenger sind Detektorempfaenger und als Empfangsantennen wurden Hoerner benutzt, die dieselben Abmessungen haben, wie die Hornstrahler der Sender.

Der Indikator fuer die gleichgerichtete impulsmaessig gesteuerte Hochfrequenzenergie ist ein Elektronenoszillograph mit vorgeschaltetem Niederfrequenzverstaerker.

B.

1. Fuer die Wellenlaengemessung am Interferometer 1 ist aus Gruenden der Abmessung des Interferometers und aus Leistungsgruenden der verwendeten Magnetfeldroehren der Wellenlaengenbereich von λ ca. 6,8 cm bis $\lambda = 0,6$ cm vertretbar.

Die Magnetfeldroehrensender werden zur Erzielung brauchbarer Schwingstabilitaet im Allgemeinen mit Wechselstrom von 50Hz betrieben. Der Generator gibt bei diesem Betrieb Hochfrequenzimpulse von etwa $5 \cdot 10^{-3}$ sec. Dauer ab. Die zeitliche Aenderung der Wellenlaenge aus Gruenden sinusfoermiger Speisespannung stoeren den Messvorgang nicht, wenn durch eine Zeitablenkung im Oszillographen verschiedene Wellenlaengen zu verschiedenen Zeiten auftreten. Die Orte der Energieminima der verschiedenen Wellenlaengen koennen im Oszillographen getrennt beobachtet werden. Zum Vergleich und um ganz eindeutige Verhaeltnisse in Bezug auf die Wellenlaenge zu haben, ist ein Tastgeraet fuer rechteckfoermige Impulse gebaut, und fuer die Messung eingesetzt. Der Vorteil ist die leichtere Beobachtung der Nullwerte. In diesem Fall ist die Zeitlinie eine Gerade, die nicht durch Nebenwellen zu beiden Seiten des Nullwertes gestoert ist.

Die Energie der Hochfrequenzimpulse wird in einem Hohlleiter gekoppelt und durch einen Hornstrahler gebündelt. Die Bündelungswerte betragen je nach der Wellenlänge $\alpha = 6^\circ$ bis $\alpha = 10^\circ$, wobei α die Viertelwertbreite der Energie bedeutet.

Der Strahl der gebündelten Energie trifft den halbdurchlässigen Spiegel 1 und wird durch ihn bekanntermassen teils zum und an den Spiegel 2 reflektiert und läuft in sich zurück durch den Spiegel 1 zum Empfänger und teils durch den Spiegel 1 durchgelassen am Spiegel 3 und in sich zurücklaufend am Spiegel 1 zum Empfänger reflektiert. (siehe Darstellung in Abb. 1).

Beim Verschieben des Spiegels 3 treten in dem Empfänger bei ungeraden Vielfachen von $\frac{\lambda}{4}$ der Wegdifferenzen beider Strahlen Minima der Energie und bei geraden Vielfachen von $\frac{\lambda}{4}$ der Wegdifferenzen beider Strahlen Maxima auf.

Da der Wellenstrahl divergent ist, treten die Minima und Maxima in Form von konzentrischen Kreisen auf. Bei der Messung wird praktisch nur der Kreis nullter Ordnung berücksichtigt. Die übrige Verteilung hat auf die Messergebnisse keinen Einfluss. Wegen der Divergenz der Strahlen ist es nötig, die Wegstrecken beider Strahlen etwa gleich lang zu machen um Amplitudengleichheit und damit gute Minima zu erreichen. Deswegen ist der Spiegel 2 zum Amplitudenabgleich ebenfalls wie der Messspiegel verschiebbar angeordnet.

Nach eingehenden Vorversuchen ist es vorteilhaft, das Interferometer optisch einzustufen. Zu diesem Zweck werden die durch die verschiedenen Spiegel entstehenden Bilder eines Glühfadens, der in der Mitte des Hornstrahlers angebracht ist, bei Beobachtung in der Achsenrichtung des Empfangshorns durch Verdrehung der Spiegel 1 - 3 zur Deckung gebracht.

Nach der Einstufung ist vor der Messung von Wellenlängen der Messspiegel auf den halben Spindelweg und dann, durch Verschieben des Spiegels 2, der Amplitudenabgleich einzustellen.

Je nach den Bündelungswerten der Hornstrahler und der Wellenlängen lässt sich dann ein verschieden grosses Stück der Weglänge der Messspindel ausnutzen. Bei $\lambda = 6,8$ cm ist die ausnutzbare Messlänge ohne, dass eine wesentliche Trübung des Minimums eintritt, etwa 20mm bei $\lambda = 2$ cm dagegen ca. 35mm. Die Leistungsspanne (Maximum:Minimum) ist dabei grösser als 1000 : 1.

Die Hochfrequenzleistung der Generatoren bis etwa $\lambda = 2$ cm ist so gross, dass auf besonders ausgebildete Empfänger verzichtet werden kann. Unterhalb von $\lambda = 2$ cm, und besonders bei der kürzesten Wellenlänge von $\lambda = 3,7$ mm ist es wegen der beschränkten Leistungsfähigkeit der Generatoren nötig, Spezialempfänger zu benutzen. Diese sind in dem "Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium entwickelten Empfänger im cm und mm Wellengebiet" beschrieben.

2. Das Interferometer 2 (Abb. 2) ist zur Wellenlängenmessung im mm-Wellengebiet vorgesehen. Die metallische Abschirmung verhindert die Divergenz der Strahlen. Seine Empfindlichkeit ist daher und wegen

der verkleinerten Messtrecke in Luft erheblich grösser. Für dieses Interferometer ist der in Abb. 3 dargestellte Empfänger vorgesehen, der in dem erwähnten Bericht über cm- und mm- Wellenempfänger als Empfänger 4 bezeichnet ist, und dessen Konstruktionsunterlagen mit einem Luftdetektor ebenfalls aus diesem Bericht zu entnehmen sind. Im Gegensatz zum Interferometer 1 ist der Spiegel 2 zum Amplitudenabgleich als Blende mit einstellbarer Öffnung gebaut.

C.

Mit dem Interferometer 1 sind verschiedene Wellenlängen von 2 Schlitzrohren im Wellengebiet von $\lambda = 5,8$ cm bis $\lambda = 0,6$ cm gemessen. Die Wellenlängen von Vielschlitzrohren erstreckten sich über den Bereich von $\lambda = 3,5$ cm bis $\lambda = 2$ cm. Für die Wellenlänge $\lambda = 2,7$ cm wurde ein mit der Quarzuhr geeichter Stabwellenmesser mit den Messwerten des Interferometers verglichen. Innerhalb der Messgenauigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$ der Wellenlänge stimmten die Werte im Anschluss an die Quarzuhr mit der vom Interferometer gemessenen Wellenlänge überein. Bei der Wellenlänge $\lambda = 2$ cm wurden für ein 18 Schlitzmagnetfeldrohr Konstanzmessungen über die Dauer von 1 Stunde durchgeführt. Als Ergebnis wurde die Standfestigkeit des Senders zu mindestens $5 \cdot 10^{-6}$ der Wellenlänge gefunden. Die Konstanz von 2 Schlitzmagnetfeldrohren ist um eine Größenordnung schlechter als die der Vielschlitzrohren. Aus diesem Grunde eigneten sich die vorhandenen Rohren nicht dazu, um eine Aussage über die Leistungsfähigkeit des Interferometers zu machen. Aus einigen Vorversuchen mit Vielschlitzrohren, die aber nicht zum Abschluss gebracht werden konnten, lässt sich erhoffen, dass die Grenzgenauigkeit auf etwa $1 \cdot 10^{-4}$ der Wellenlänge gesteigert werden kann.

Mit dem Interferometer 2 sind besonders Wellenlängen im unteren Grenzgebiet gemessen. (λ ca. 8 mm bis $\lambda = 3,7$ mm). Wegen der schlechten Konstanz der Sender konnte die Genauigkeit nur zu $1 \cdot 10^{-2}$ der Wellenlänge abgeschätzt werden. Bei Weiterentwicklung von Vielschlitzrohren in diesem Wellenbereich sind bedeutend höhere Genauigkeiten zu erwarten. Für Wellenlängen über 1,5 cm beginnt der Einfluss der Raender der Metallverkleidung auf die Messplatte in Bezug auf die genaue Wellenlängenmessung merkbar zu werden. Es lässt sich ein systematischer Gang der Wellenlänge mit dem Abstand der Messplatte von der Abschirmung feststellen. Es sollten Massnahmen getroffen werden diesen Gang zu beseitigen. Die Vorversuche dazu zeigten nur qualitative Ergebnisse, jedoch im positiven Sinn.

Abb. 1

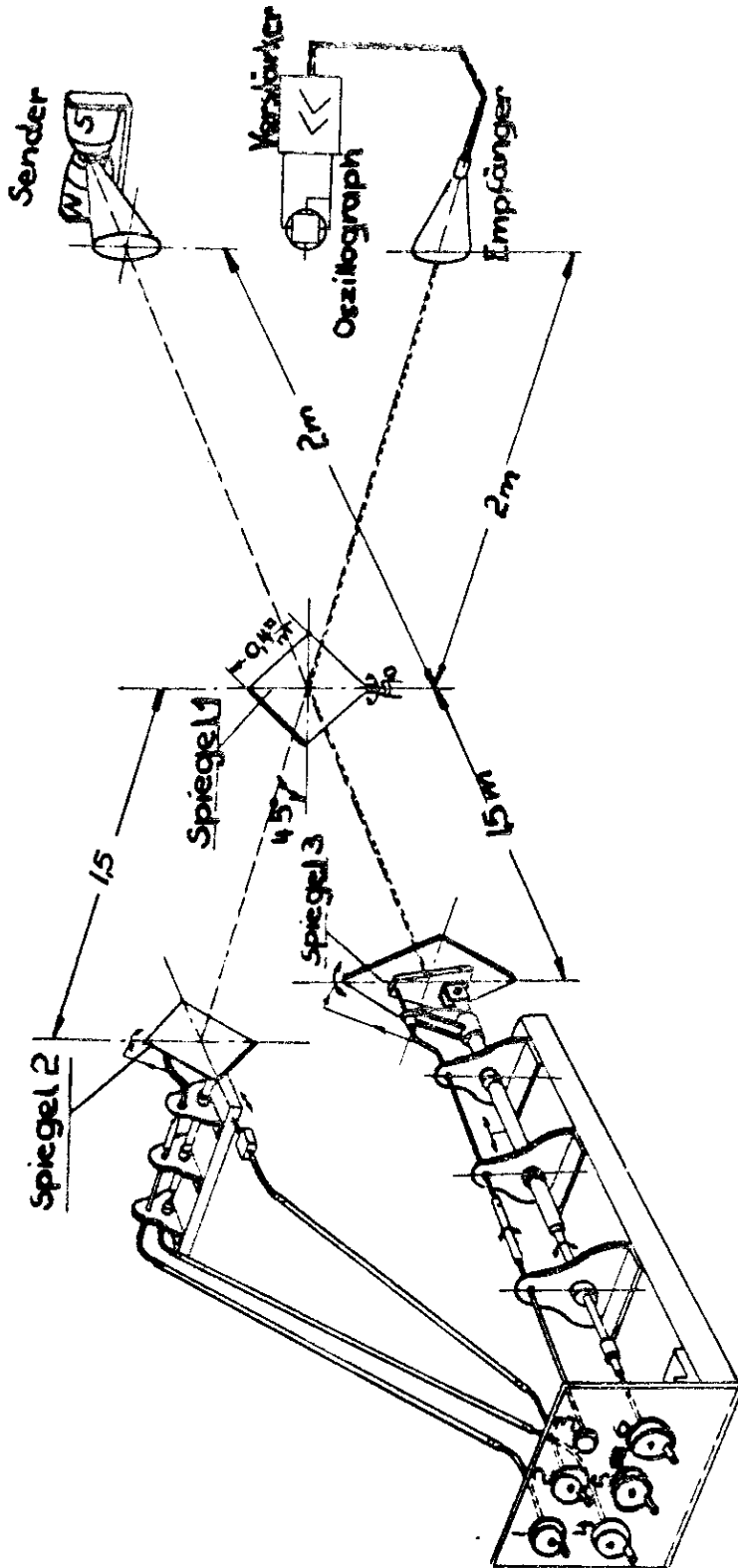


Abb 2

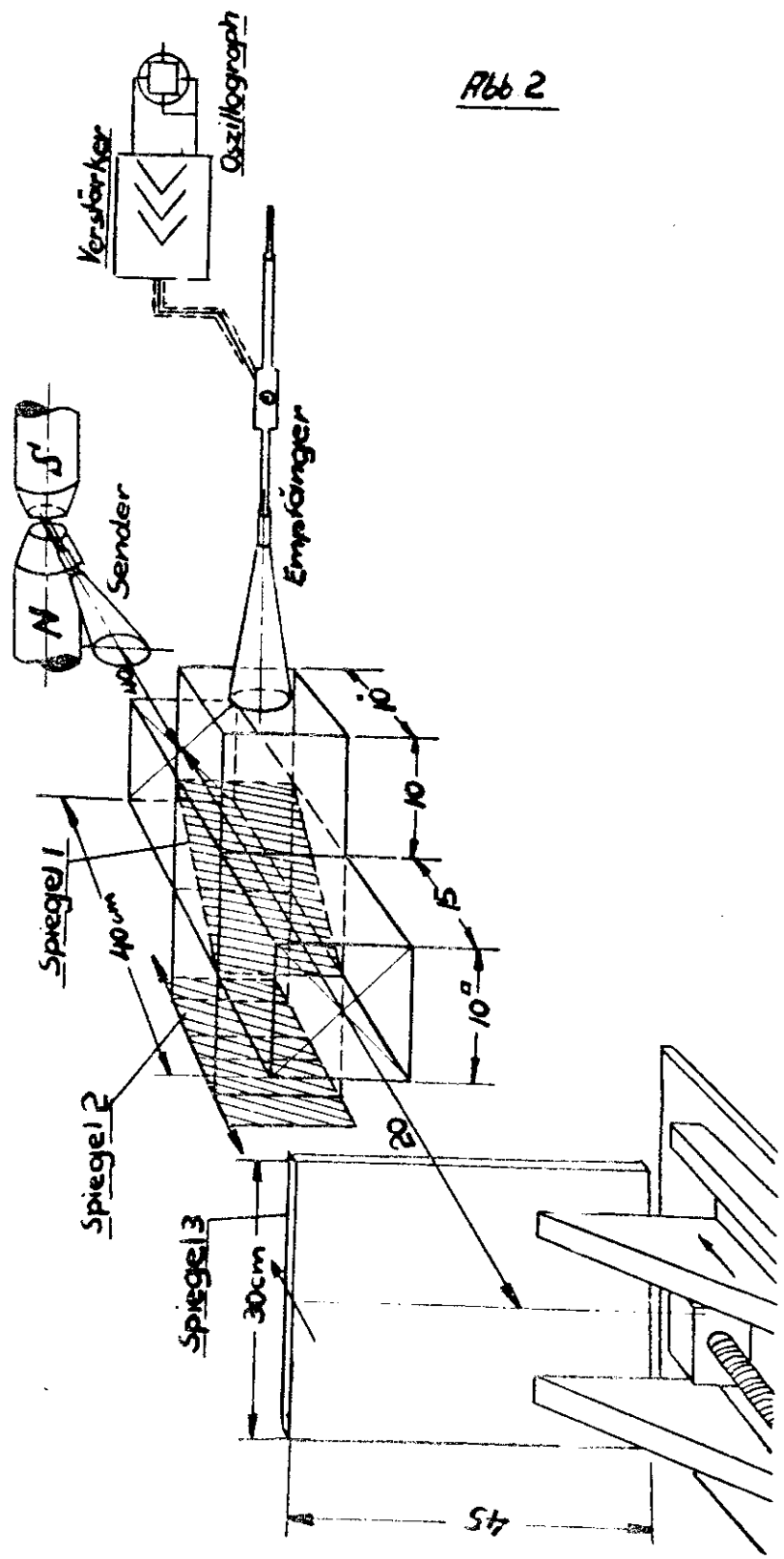
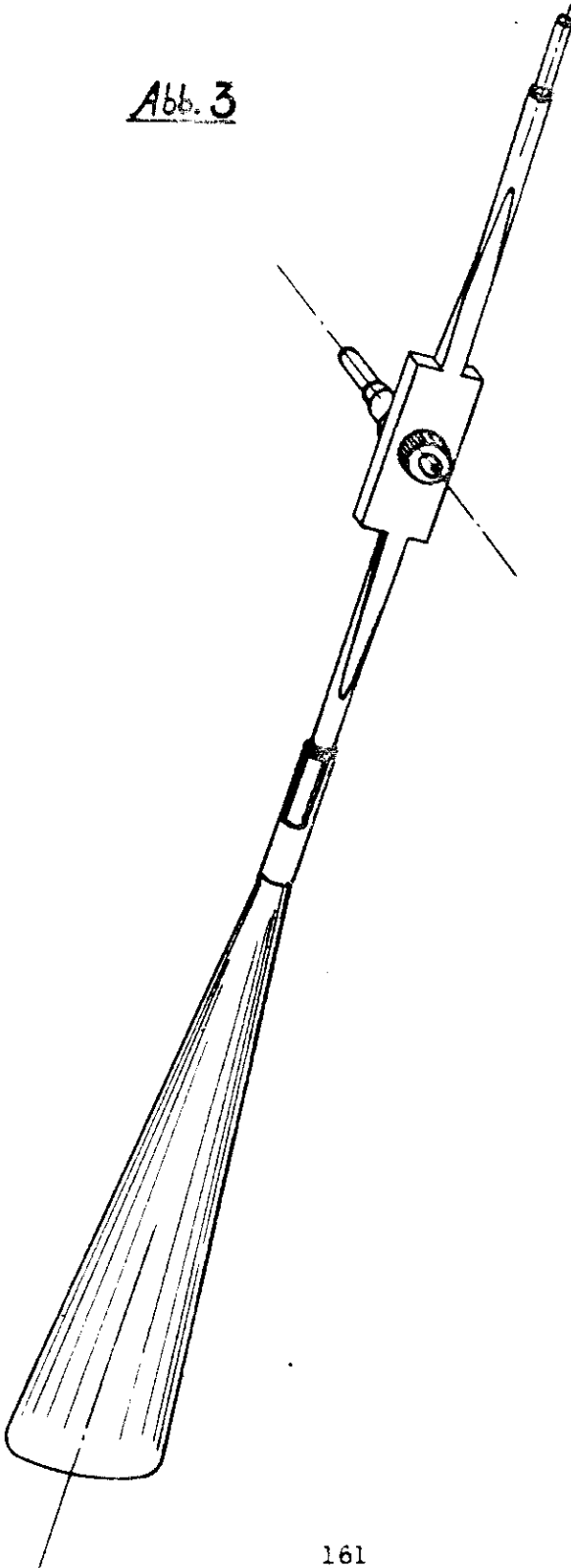


Abb. 3



Methode zur Abschätzung des Wirkungsgrades von Magnetfeld -

roehrengeneratoren im cm- und mm-Wellengebiet.

von W. S C H A F F E L D .

Der Bericht umfasst:
.....3..... Seiten
.....Dr..W..Schaffeld.

Die Schwierigkeit der Messung von Hochfrequenzleistungen nimmt mit der Wellenlänge sehr kurzer elektrischer Wellen erheblich zu. Für viele Untersuchungen in diesem Wellengebiet ist jedoch neben dem einfachen relativen Vergleich zweier Leistungen gleicher Frequenz auch die Kenntnis der ungefähren absoluten Hochfrequenzleistung eines Generators wünschenswert.

Zur Erzeugung kürzester ungedämpfter elektrischer Wellen werden neben den bekannten Zweischlitzmagnetfeldroehren auch Vielschlitzroehren benutzt, deren Schwingungsordnung unter 1 liegen und dementsprechend einen geringen Bedarf an magnetischer Feldstärke haben. Gerade bei dieser Roehrentyp ist es bekannt, dass der Nutzeffekt mit kleineren Ordnungszahlen abnimmt und, dass gleichzeitig die gleichstrommaessigen Betriebsdaten immer kritischer werden. Aus diesem gleichsinnigen Gang lässt sich unter einigen Voraussetzungen eine Methode zur Abschätzung des Wirkungsgrades aus den Gleichstrombetriebsdaten ableiten.

Ein Magnetfeldgenerator moege bei der Anodengleichspannung E_1 anschwüngen und bei der Spannung E_2 seinen maximalen Nutzeffekt haben. Der zu dem maximalen Wirkungsgrad gehörende Anodengleichstrom sei I_2 . Die Frequenz des Senders soll sich bei der Aenderung der Gleichstromwerte nicht wesentlich verschieben. Für die Spannungswerte E_1 und E_2 ist die kinetische Energie der Elektronen

$$E_1 = \frac{m}{2} v_1^2 \quad \text{und} \quad E_2 = \frac{m}{2} v_2^2$$

Nach der Voraussetzung können die Elektronen durch das im Anodenkreis des Generators wirksame Hochfrequenzfeld höchstens von der Geschwindigkeit v_2 auf v_1 abgebremst werden. Damit geben sie den Anteil

$$\frac{v_2^2 - v_1^2}{v_2^2} = \frac{E_2 - E_1}{E_2}$$

$$\frac{E_1}{E_2}$$

an ihrer kinetischen Energie in Form von Hochfrequenzenergie an den Anodenkreis ab. Dieser Teil stellt somit den oberen Grenzwert der möglichen Energieabgabe dar. Es muss jedoch dabei vorausgesetzt werden, dass die im Anodenkreis des Generators wirksame Hochfrequenzspannung klein gegen die Gleichspannung E_2 ist. Das dürfte bei allen Generatoren mit kleinem Nutzeffekt der Fall sein.

Der Anteil der Elektronen, der an der Energieabgabe an das Hochfrequenzfeld mitbringend beteiligt ist, lässt sich ebenfalls abschätzen. Zu diesem Zwecke wird der für den maximalen Nutzeffekt wirksame Anodengleichstrom I_2 unter Konstanthaltung der Anodenspannung E_2 bis zu dem Wert I_1 erniedrigt,

bei dem der Sender gerade nicht sehr schwingt. Der Anteil

$$1 - \frac{I_1}{I_2}$$

stellt dann den fuer den Energieumsatz wirksamen Bruchteil der geladenen Elektronen dar.

Infolge des Anfachungsmechanismus der Magnetfeldgeneratoren unter nichtlinearen Bedingung zwischen Anodenstromdichte und Paketbildung stellt dieser Anteil den unteren Grenzwert dar, der bei verschwindendem Nutzeneffekt erreicht wird.

Der Nutzeneffekt ist danach ungefaehr durch die Beziehung:

$$\eta \sim \left(1 - \frac{E_1}{E_2}\right) \left(1 - \frac{I_1}{I_2}\right) \quad \text{gegeben.}$$

Damit sind die Bestimmungsgrößen fuer den Nutzeneffekt auf Stromwerte zurueckgefuehrt, die der Messung ohne weiteres zuganglich sind. Voraussetzung fuer diese Methode ist, dass die Hochfrequenz des Senders bei Variation der Gleichstromwerte keine Unstetigkeit zeigt. Ebenso fuehrt ein etwaiger un stetiger Verlauf der Wellenlaenge heisst, ein Umspringen der Ordnungszahl zu falschen Werten. Hohe der Hochfrequenzspannung koennen ebenfalls groessere Abweichungen lassen.

Bei mehreren, in der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt in Wien, Vielschlitz-Magnetfeldroehren kleiner Ordnungszahl und ebenso einigen Zweischlitzmagnetfeldroehren wurden durch Vergleich von Messungen und spaeterer Abschaetzung des Nutzeneffektes nach obiger Methode befriedigende Uebereinstimmung festgestellt. Die Groesse des Nutzeneffektes bei diesen Generatoren betrug etwa 1 % bis 1 %.

Fuer die Zweischlitzroehren kuerzester Wellenlaenge bis $\lambda = 1$ cm ist die Spannungs- und Stromvariation bei Gleichstrombetrieb wegen ueberaus kritischen Bedingungen nicht mehr anwendbar. Zur Messung der Gleichstromgrenzwerte soll deshalb spaeter sinngemaess dasselbe Verfahren angewendet werden, das im Bericht ueber die im Hochfrequenzlaboratorium ausgefuehrten Arbeiten ueber Amplitudenmodulation von Magnetfeldsendern beschrieben ist.

DARSTELLUNG

von

Einzelheiten der Schaltung

der

QUARZUHREN

der

Physikalisch - Technischen Reichsanstalt

Dr. U. Adelsberger

Liste der Schaltelemente des
Oszillators

C 1 =	\approx (30 pF)	R 1 = 20 Meg. Ω 6 Watt
C 2 =	-----	R 2 = 1000 Ω bifilar Konstantendraht 0,15 mm ϕ
C 3 =	\approx 45 pF	R 3 wie R 2
C 4 =	Durchfuehrungs-Rohrkapazitaet etwa 150 pF	R 4 = siehe L 4, etwa 2 - 3 Ω
C 5 =	\approx 6000 pF	
C 6 =	Papierblock 1 μ F	L 1 = \approx Cu-Litze 3 x 30 x 0,07 mm ϕ 1 mH etwa 100 Wdg. ϕ d. Spule 120 mm
C 7 =	Kurzwellenkondensator etwa 10 000 pF	L 2 = Langwellen-Doppel- drossel in Achterform
C 8 =	Durchfuehrungsflaechenka- pazitaet etwa 20 pF	L 3 = Luftspule zur Haelfte rechts zur Haelfte links herum gewickelt aus Konsta- ndraht von etwa 0,4 mm ϕ 5,5 Ω
C 9 =	siehe C 8, etwa 30 pF	L 4 = etwa 150 Wdg. Cudraht 0.15 mm ϕ
C 10 =	siehe C 6, etwa 2 μ F	Roehre EF 12 (Triode) Quecksilber Kontaktthermomet. 3 cm/ $^{\circ}$ ϕ 36 $^{\circ}$ ϕ
C 11 =	siehe C 7, etwa 20 000 pF	
C 12 =	siehe C 6, etwa 2 μ F	
C 13 =	siehe C 7, etwa 20 000 pF	das aeussere fuer 31 $^{\circ}$ viermal unempfindlicher
C 14 =	Flaechen-Ultra-Kurzwellen- kapazitaet mit Mittelplatte in Maeanderform, ca 50 pF	
C 15 =	siehe C 6, etwa 2 μ F	
C 16 =	siehe C 8, etwa 20 pF	
C 17 =	siehe C 7, etwa 20 000 pF	
C 18 =	siehe C 14, etwa 120 pF	
C 19 =	siehe C 8, etwa 20 pF	

Frequenzteilung - Einzelteil- verzeichnis.

Widerstaendes:

1	0,01 M Ω /2 W
2	0,02 M Ω /2 W
W3	20 K Ω /10 W
W4	20 K Ω /10 W
5	0,009 M Ω /1 W
W6	1 K Ω /2 W
W7	15 K Ω /10 W
8	50 K Ω /2 W
W9	20 K Ω /4 W
W10	8 K Ω /6 W
11	4 Ω /5 W

Kondensatoren:

C 1	20 pF
C 2	30 000 pF
C 3	1 μ F
C 4	650 pF
C 5	1 120 pF
C 6	320 pF
C 7	165 pF
C 8	55 pF
C 9	550 pF
C 10	4 μ F
C 11	10 μ F
C 12	655 pF
C 13	12 400 pF
C 14	1 100 pF
C 15	2 200 pF
C 16	2 200 pF
C 17	50 pF
C 18	50 pF
C 19	650 pF
C 20	69 000 pF
C 21	11 000 pF
C 22	2 μ F
C 23	50 000 pF
C 24	10 μ F
C 25	10 μ F

Roehren:

R 1	Re. 134
R 2	Re 134
R 3	Re 134
R 4	Re 134
R 5	Re 134
R 6	Re 134

Spulen:

L 1	500 Wdg.
L 2	300 Wdg.
L 3	200 Wdg.
L 4	1360- 850, 0,3 mm Cu, 2 x Bw (Bezeichnung der Anschlusse: von der Roehre gesehen.)
L 5	0- 730, 1,3 mm Cu, 2 x Bw
L 6	500 Wdg.
L 7	1250, 0, 2 mm Cu 2 x Sd.
L 8	0 - 2600 Wdg.
L 9	0 - 2400, 0,7 mm Cu. 2 x Sd.
L 10	500 Wdg.
L 11	0- 3000, 0,2 mm Cu 2 x Sd.
L 12	2 x 2100 - 0, 0,15 mm Cu. 2 x Sd.
L 13	0 - 4800, 0,5 mm Cu 2 x Sd.

U 1 Gegentaktuebertrager (2 x 5 000 Wdg. : 75 Ω)

Einzelteile der Schalttafel.
zu Quarzuhr VIII.

01 Erdschiene (durch alle e Teile)

1.0 Oszillatorteil (links)

G	11	Gleichrichter	12 V	1,4 A	
R	11	Schiebewiderstand	42 Ω ,	2 A	
R	12	"	"	1000 Ω ,	0,5 A
R	13	"	"	3600 Ω ,	0,25 A
R	14	"	"	230 Ω ,	1 A
R	15	"	"	80 Ω ,	1,7 A
(R	16	Festwiderstand	300 Ω)		
C	11	Papierblockkondensator		10	F
C	12	"	"	6	F
C	13	"	"	6	F
V	11	Voltmeter	30 V	3 000 Ω	
V	12	"	6 V	600 Ω	
A	11	Amperemeter	0,3 mA	(ABQ)	
A	12	"	±0,2 A		
	11	a)	Steckdosen		
	11	b)			
	12	a)	Umschalter		
	12	b)			
	13	a)	Klemmleiste	2 Klemmen	
	13	b)	"	4 Klemmen	
	13	c)	"	4 Klemmen	
	14		Klembrettchen	2 Klemmen	
D	11	Durchfuehrung zur	10 V- Batterie	12 Ah,	4 A.

2.) Mittelteil:

G	21	Gleichrichter	220 V~, 200 V)	-
- G	22	"	0,1 A)	-
			6 V)	-
			2,8 A)	-
R	21	Festwiderstand	1000 Ω 0,3 A	
R	22	Schiebewiderstand	10 000 Ω 0,15 A	
- R	23	" "	3,5 Ω 4,8 A	
R	24	Festwiderstand	1 900 Ω 0,15 A	
R	25	" "	" "	
R	26	" "	" "	
R	27	" "	16 Ω 2,5 A	
- R	28	" "	2,0 Ω 2,0 A	
C	21	Papierblockkondensator	4 μ F	
C	22	" "	10 μ F	
V	21	Voltmeter	200 V	
V	22	Voltmeter	6 V	
A	21	Amperemeter	\pm 10 mA	
A	22	"	\pm 40 mA	
A	23	"	\pm 1,5 A (2A)	
	21	Steckdose		
	22	a) Ausschalter		
	22	b)		
	23	a) Klemmleiste	6 Klemmen	
	23	b) "	4 Klemmen	
	23	c) "	2 Klemmen	
	24	a) Klemmbrettchen	2 Klemmen	
	24	b) Klemmbrettchen	3 Klemmen	
D	21	Durchfuehrung zur 100 - V Batterie	2,5 Ah, 0,7 A	
D	22	Durchfuehrung zur Doppelpufferung	6 V 4 V in Serie, 36 Ah, 12 A.	

3.) Heizungsteil (rechts)

5.

G	31	Gleichrichter	220	V ~ 12	V
- G	32	"	"	2,8	A -
				6	V -
				2,8	A -
R	31	Schiebewiderstand	5 Ω ,	5	A
R	32	"	80 Ω ,	2,2	A
R	33	"	8,5 Ω ,	6,5	A
R	34	Festwiderstand Dralowid			
- R	35	"	"	20	K Ω
- R	36	"	"	2	M Ω
- R	37	"	"	2	M Ω
- R	38	"	"	20	K Ω
C	31	Papierblockkondensator		10	μ F
C	32	"	"	6	μ F
C	33	"	"	6	μ F
V	31	Voltmeter		6	V
A	31	Amperemeter		3	A
A	32	"		10	mA
A	33	"		10	mA
A	34	"		2	A
A	35	"		\pm 2	A
A	36	"		\pm 0,4	A
A	37	"		\pm 2	A
31 a			34 k	} Klemmbrettchen	
31 b	Steckdosen		34 l		
31 c					
32	Drehschalter		35 a	} Ausschalter	
			35 b		
33 a	Zaehlwerke		36 a	} Relais Siemens Trls.43 a	
33 b			36 b		1900 Ω
34 a - 34 i	Klemmleisten		37 a	} Roehren Re 134	
			37 b		36
- D	31	Durchfuehrung zur	10 V	-Batterie	(48) Ah, 16 A
D	32	"	4 V	"	24 Ah, 8 A
D	33	"	"	"	48 Ah, 16 A
: D	34	"	25 V	Gittervorspannungs - Spezialtrockenbatterie.	

EF 12 Triode

O_A	O_H	\mathcal{R}	J_A	V_A
Volt	Volt	s	μA	mA
20	5,8	8	152	2,9
20	5,3	8	150	2,9
17	5,3	9	114	3,0
13	5,3	9	66	3,7
10	5,3	11	35	5,7
9	5,3	16	27	6,1
7	5,3	40	15	6,9

Einstellungsdaten fuer Betrieb:

10,5	5,4	10,5	39	5,4
------	-----	------	----	-----

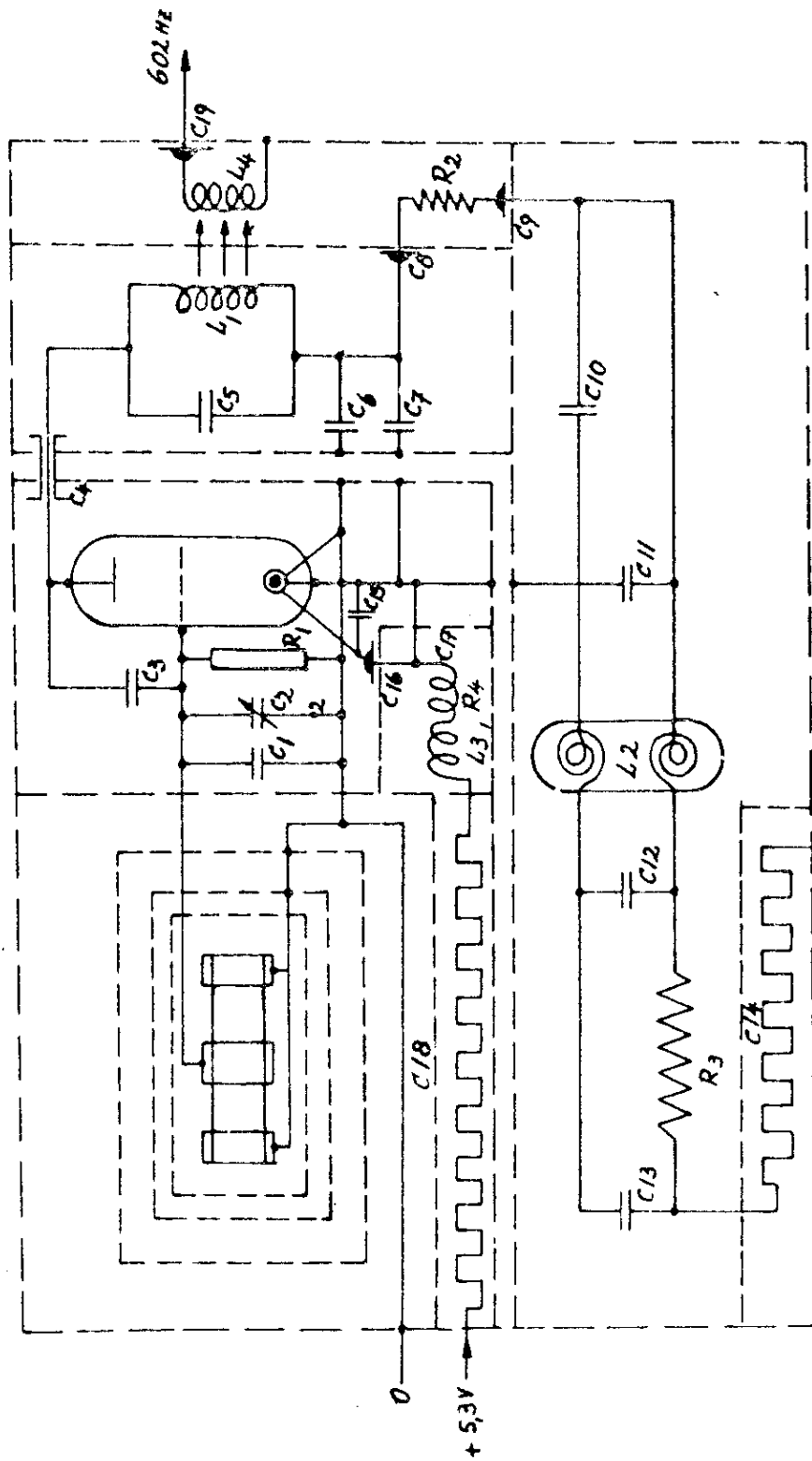
Erklaerung der Bezeichnungen:

O_A Oszillatoranoden -, O_H Oszillatorheizfadenspannung
 \mathcal{R} Anschlagzeit vom Spannungsanlegen zur Anode -
bei geheizter Roehre - bis zum vollen Auftreten der
Schwingungsamplitude..

J_A Oszillator - Anodenstrom.

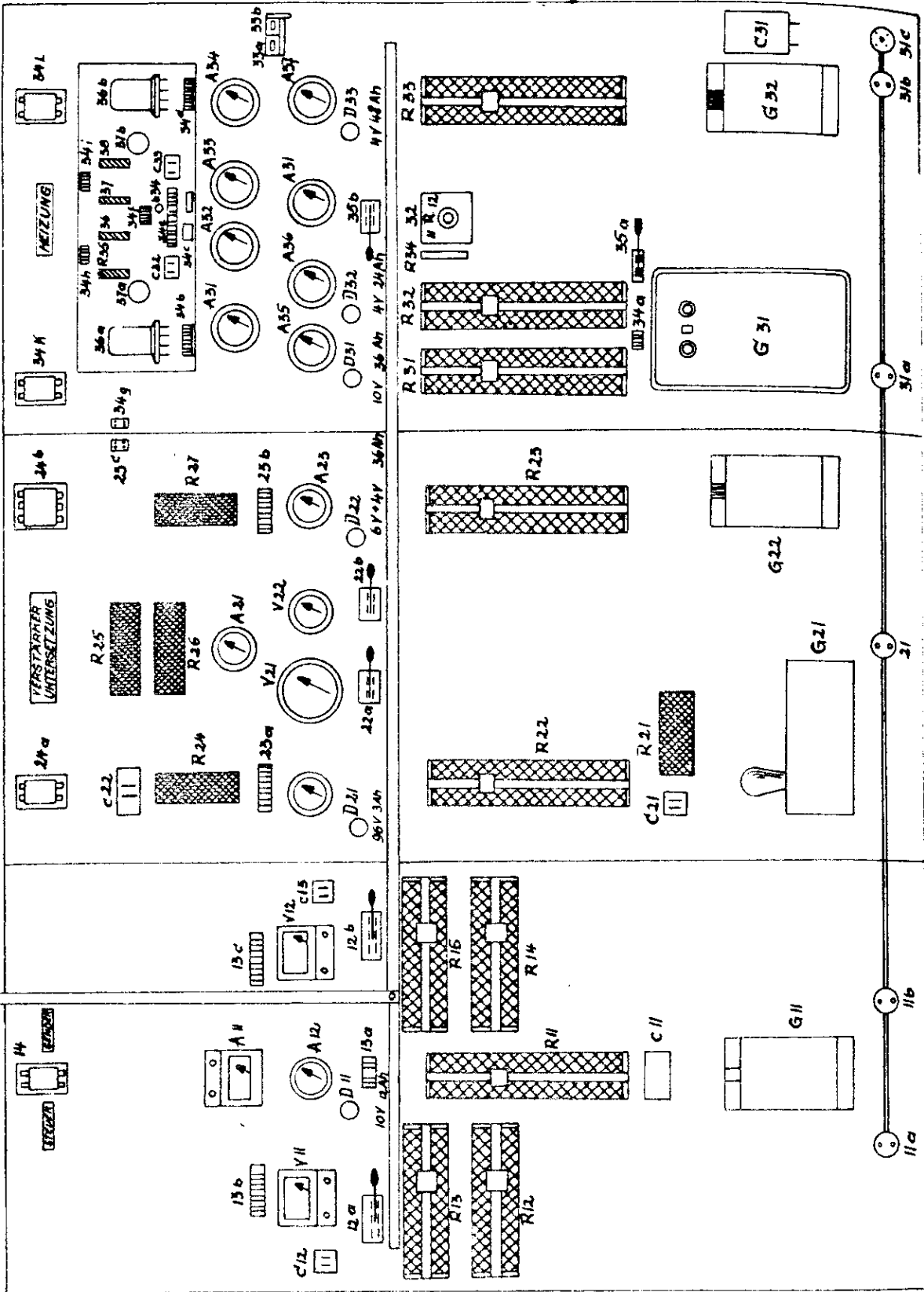
V_A Zur Anzeige.

RE 134	$U_f = 4,0 \text{ V}$. $I_f = 0,15 \text{ A}$. $U_{a \text{ max}} = 250 \text{ V}$. $S_{\text{max}} = 2,3 \text{ mA/V}$ Bei $U_a = 250 \text{ V}$ u. $I_a = 12 \text{ mA}$ betragen: $U_{\text{ca.}} = 16 \text{ V}$, $S = 2,0 \text{ mA/V}$, $D = 11\%$, $R_i = 4600 \Omega$. $N_v = 3 \text{ Watt}$																		
RE 034	$U_f = 4,0 \text{ V}$. $I_f = 0,06 \text{ A}$, $U_{a \text{ max}} = 200 \text{ V}$. $S_{\text{max}} = 1,2 \text{ mA/V}$ Bei $U_a = 200 \text{ V}$, $I_a = 0,1 \text{ mA}$ u. $R_a = 1 \text{ M}\Omega$ betragen: $U_g \text{ ca.} = 2,5 \text{ V}$, $D = 4\%$, $R_i = 25000 \Omega$. $C_{ag} = 3 \text{ pF}$.																		
EF 12 Tricoden- schaltung	Schirmgitter an Anode. $U_f = 6,3 \text{ V}$. $I_f = 0,2 \text{ A}$ $C_e = 3,8 \text{ pF}$ $C_a = 9,8 \text{ pF}$ $C_{gla} = 4,8 \text{ pF}$ <table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right;">U_a</td> <td style="text-align: center;">200</td> <td style="text-align: right;">100 V</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">U_{g1}</td> <td style="text-align: center;">- 5</td> <td style="text-align: right;">- 2 V</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">$I_a + I_{g2}$</td> <td style="text-align: center;">6</td> <td style="text-align: right;">3,5 mA</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">S</td> <td style="text-align: center;">3</td> <td style="text-align: right;">2,5 mA/V</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">D</td> <td style="text-align: center;">4</td> <td style="text-align: right;">4%</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right;">R_i</td> <td style="text-align: center;">8,5</td> <td style="text-align: right;">10 K Ω</td> </tr> </table>	U_a	200	100 V	U_{g1}	- 5	- 2 V	$I_a + I_{g2}$	6	3,5 mA	S	3	2,5 mA/V	D	4	4%	R_i	8,5	10 K Ω
U_a	200	100 V																	
U_{g1}	- 5	- 2 V																	
$I_a + I_{g2}$	6	3,5 mA																	
S	3	2,5 mA/V																	
D	4	4%																	
R_i	8,5	10 K Ω																	
RGN 1064	$U_f = 4,0 \text{ V}$. $I_f = 1,1 \text{ A}$. Max. zulaessige Transformator-Spannung $U_{tr.} = 2 \times 500 \text{ V}$. $I_a = 60 \text{ mA}$																		
Fuer Re 134 zu verwenden: RCA UX 112/A.	$U_f = 5 \text{ V}$. $I_f = 0,25 \text{ A}$. Bei $U_a = 180 \text{ V}$ und $I_a = 7,7 \text{ mA}$ betragen $U_g = - 13,5 \text{ V}$, $S = 1,8 \text{ mA/V}$, $R_i = 4700 \Omega$.																		

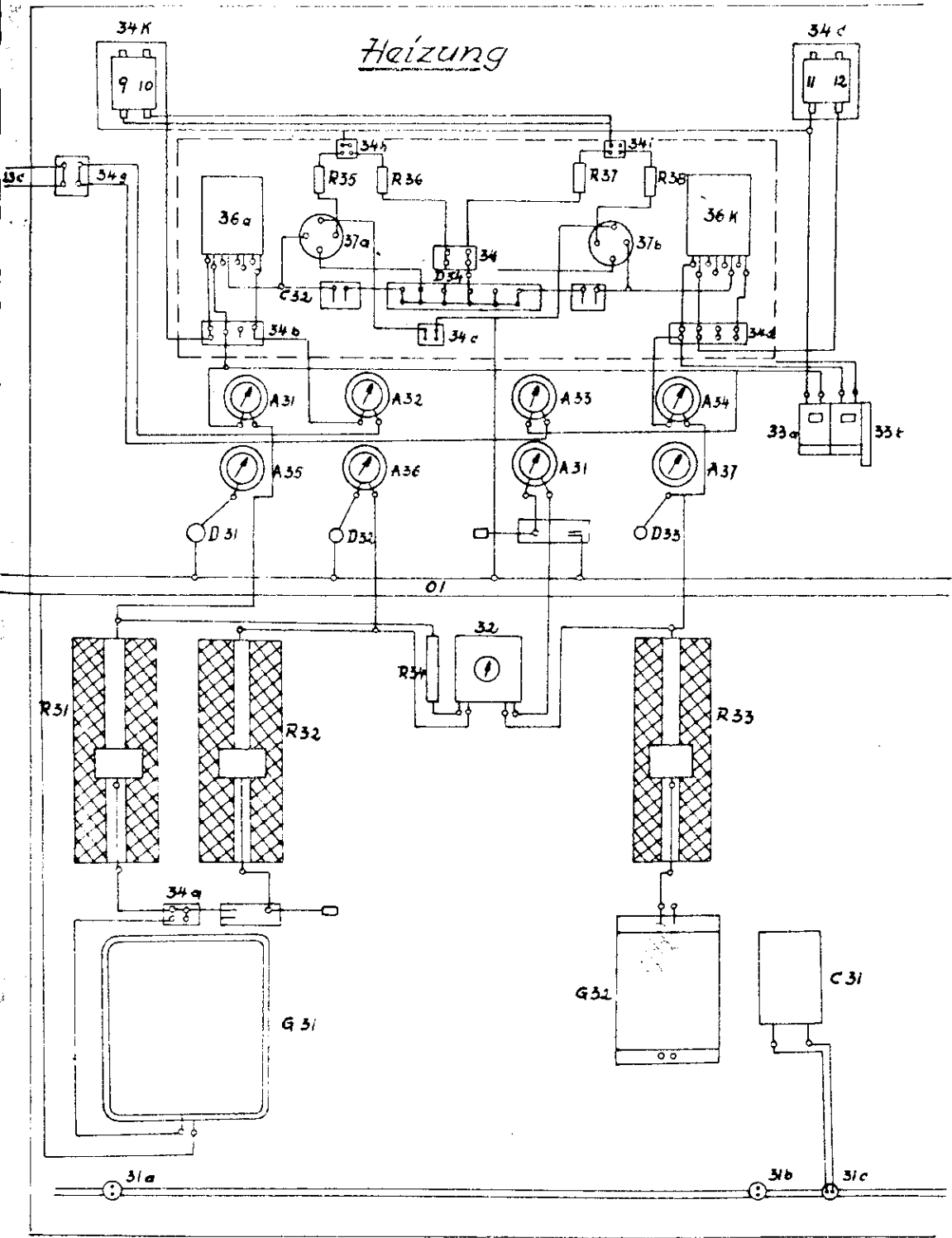


Schalt-sche-ma
des
Oszil-lators

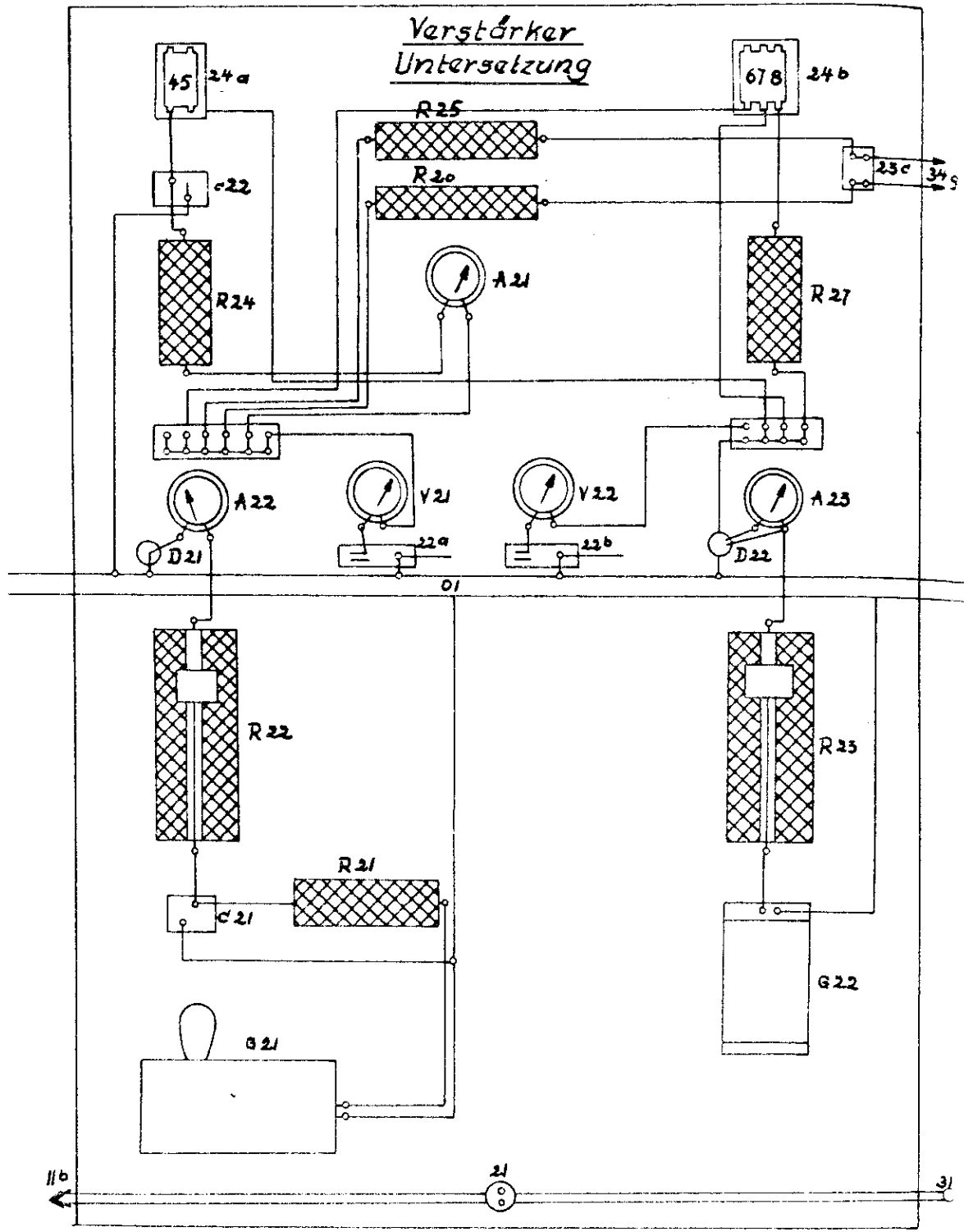
Schalttafel

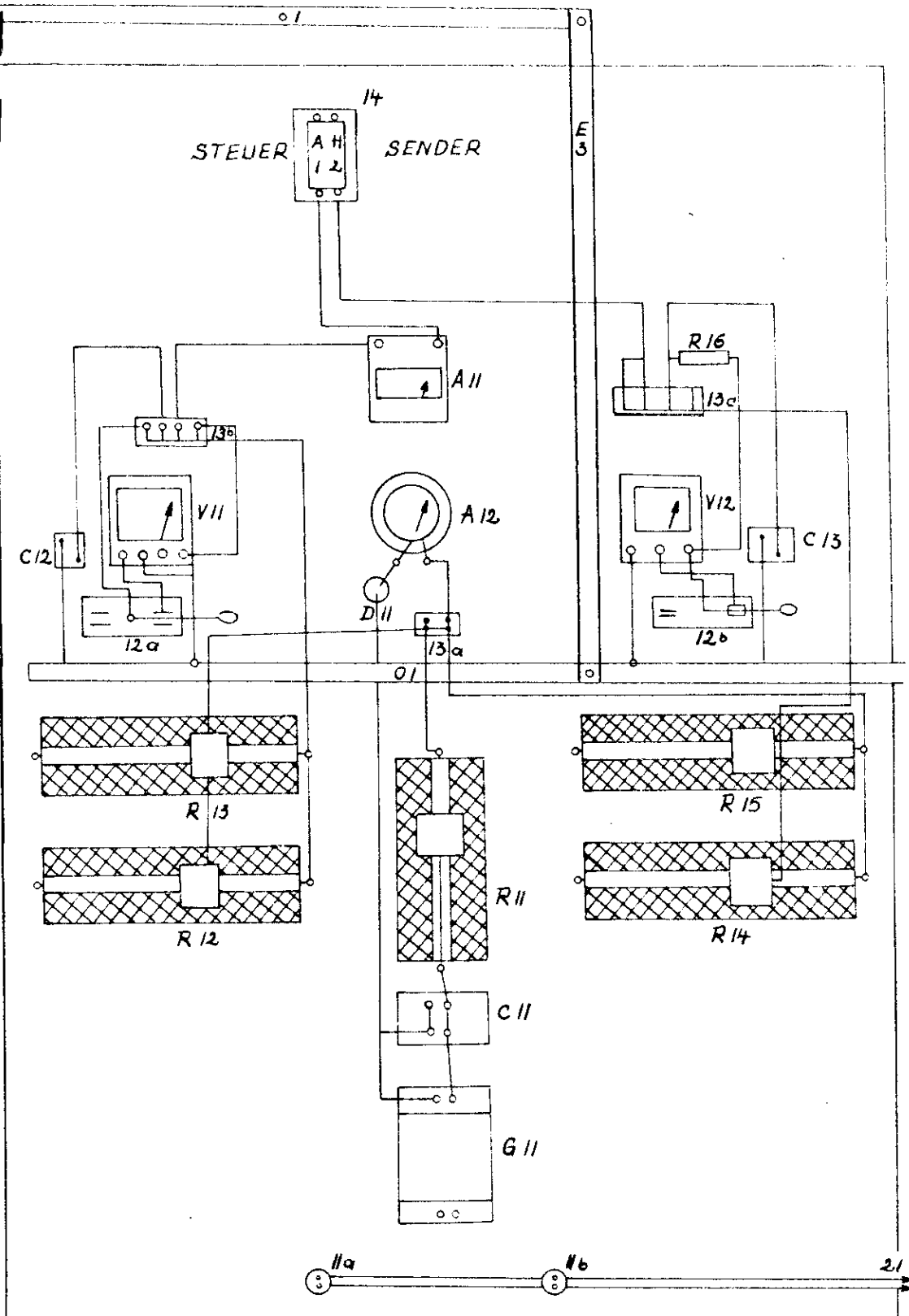


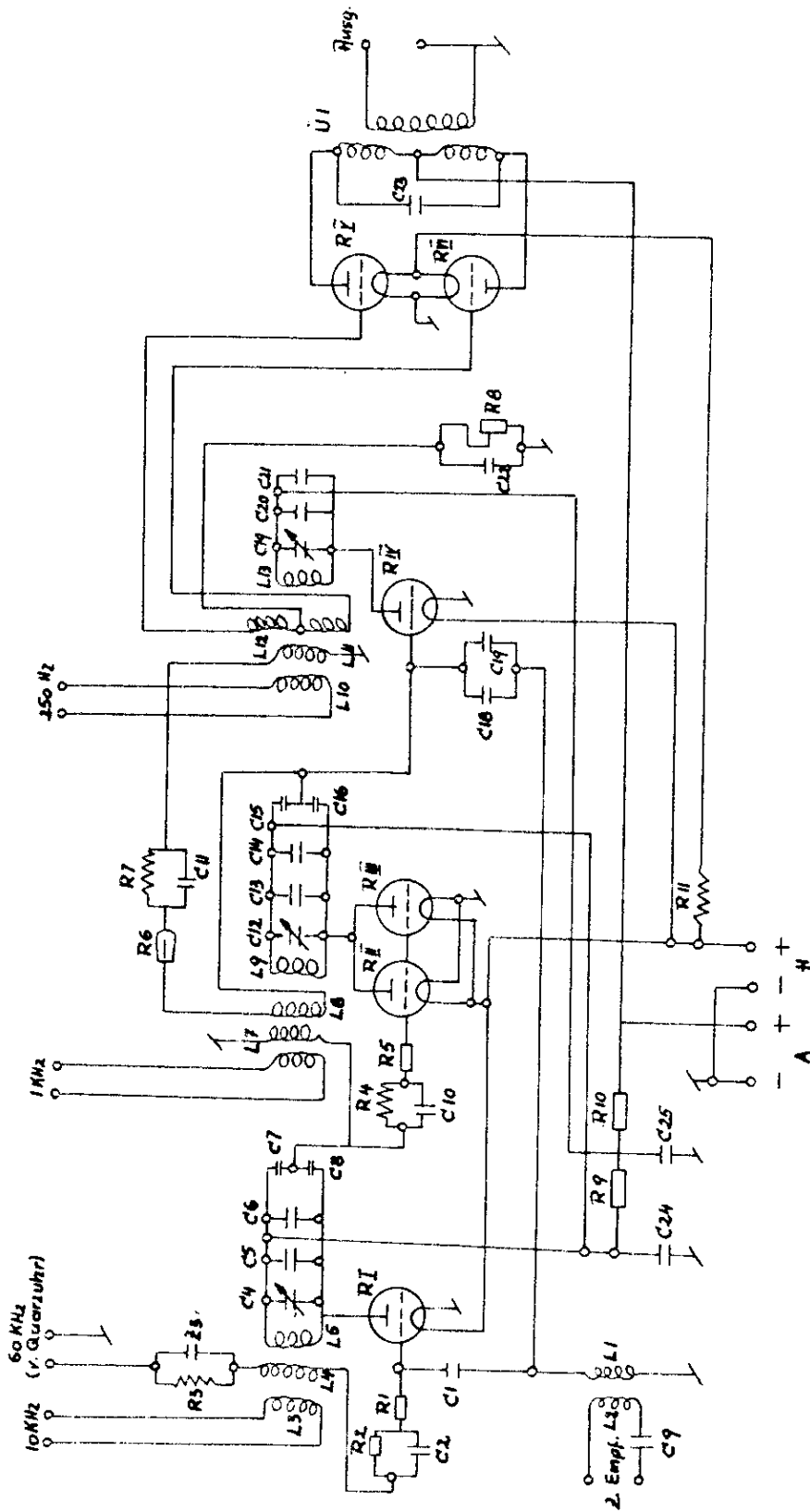
Heizung



Mittelteil







10 kHz - Stufe 1 MHz - Stufe 250 Hz - Stufe Endverstärker
Frequenz-Teilung 60 kHz - 250 Hz

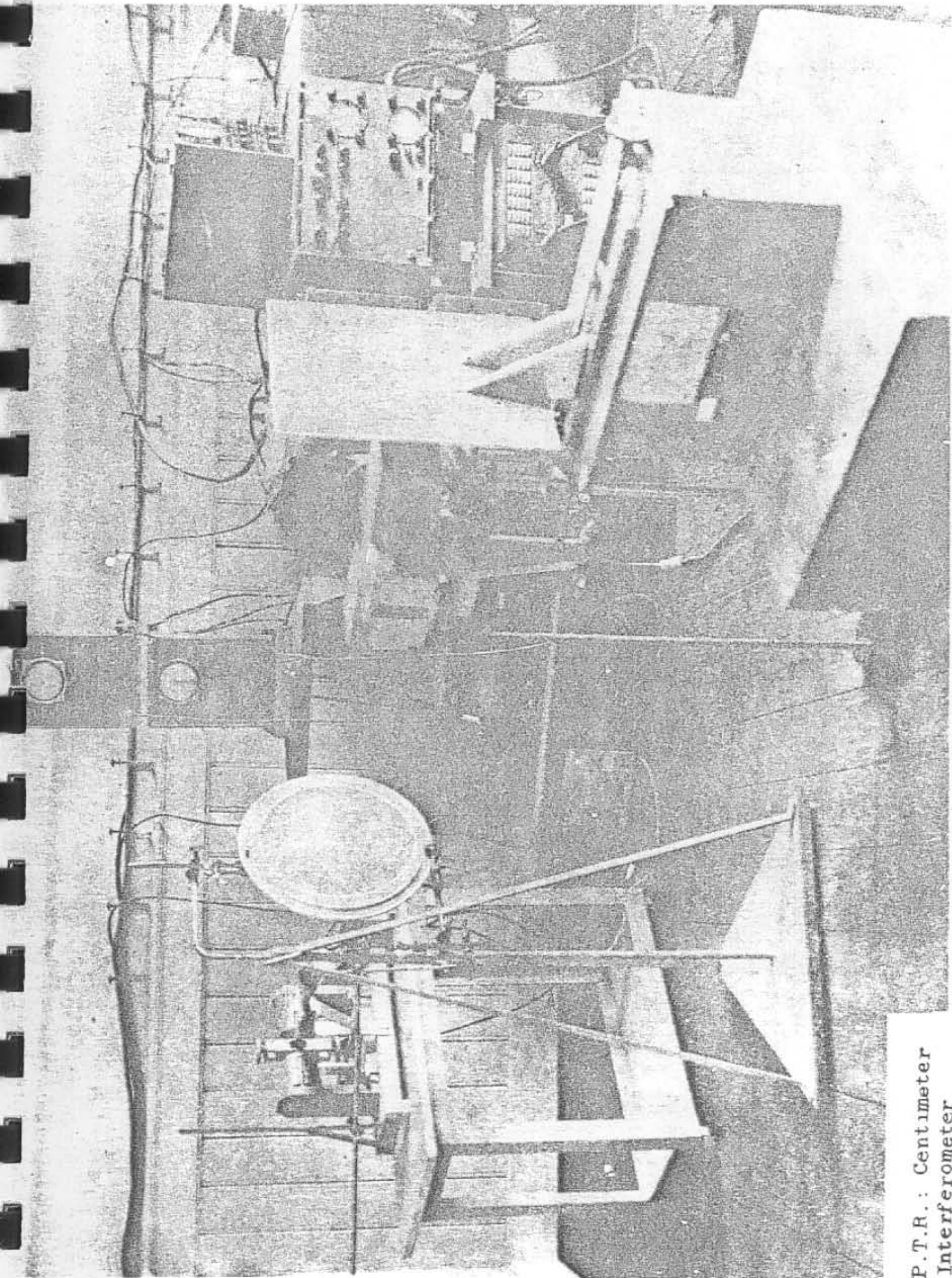
A P P E N D I X I

LIST OF GERMAN PERSONNEL INTERVIEWED

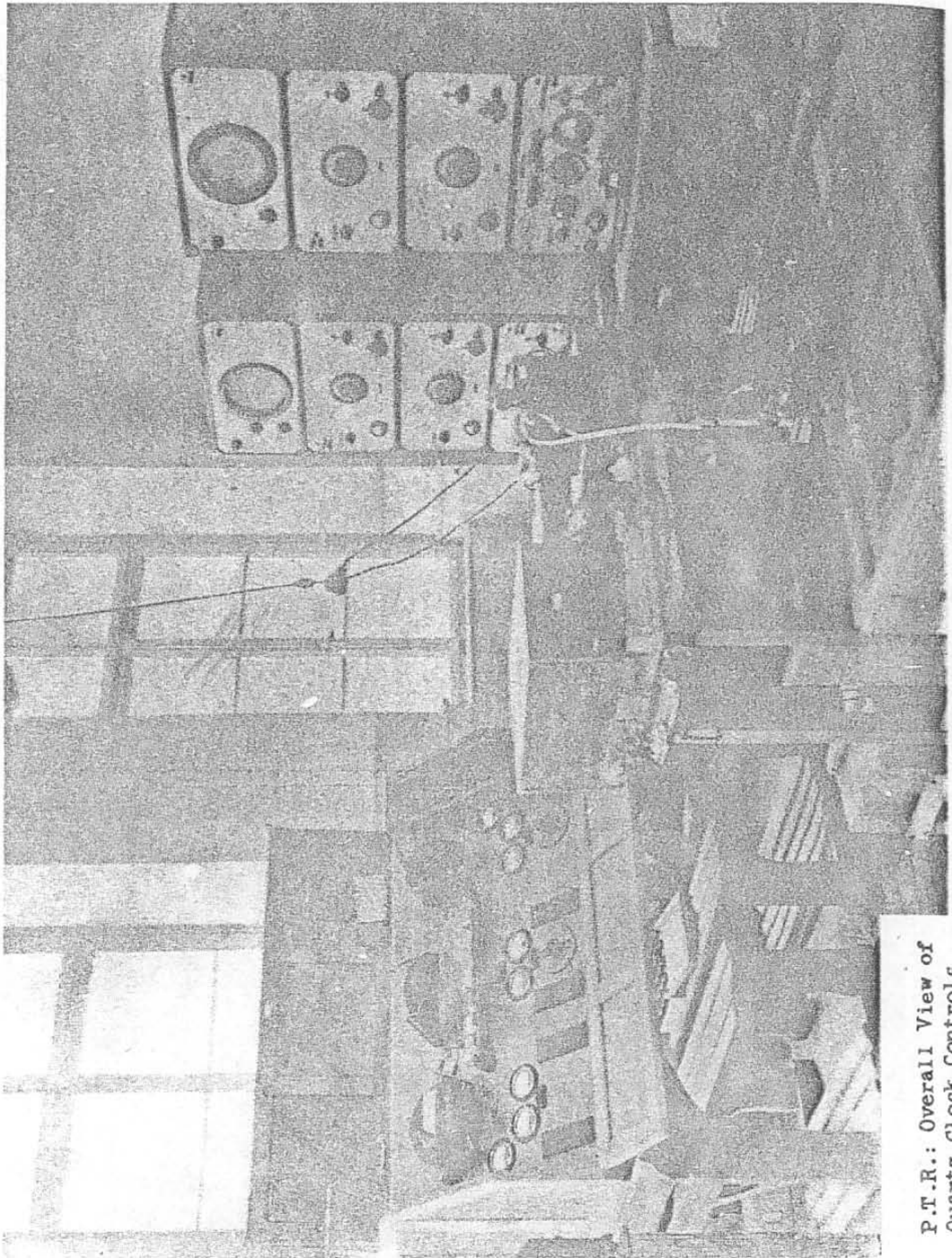
<u>Name</u>	<u>Position</u>	<u>Location</u>
Dr. Adolf Scheibe	Director	P.T.R. Landschule, Handschusheim, Heidelberg
Dr. Von Helmut Hoyer	Research Engineer on Detectors and Electric Power Measurement	" "
Dr. W. Schaffeld	Research Engineer on Interferometers and Magnetrons	" "
Herr W. Kabbel	Research Engineer on Horn Antennae	" "
Herr Sties	Research Engineer on Impulse Generators, Direct Current Amplifiers	" "
Dr. Von U. Adelsberger	Research Engineer on Quartz Clocks and Applications	" "



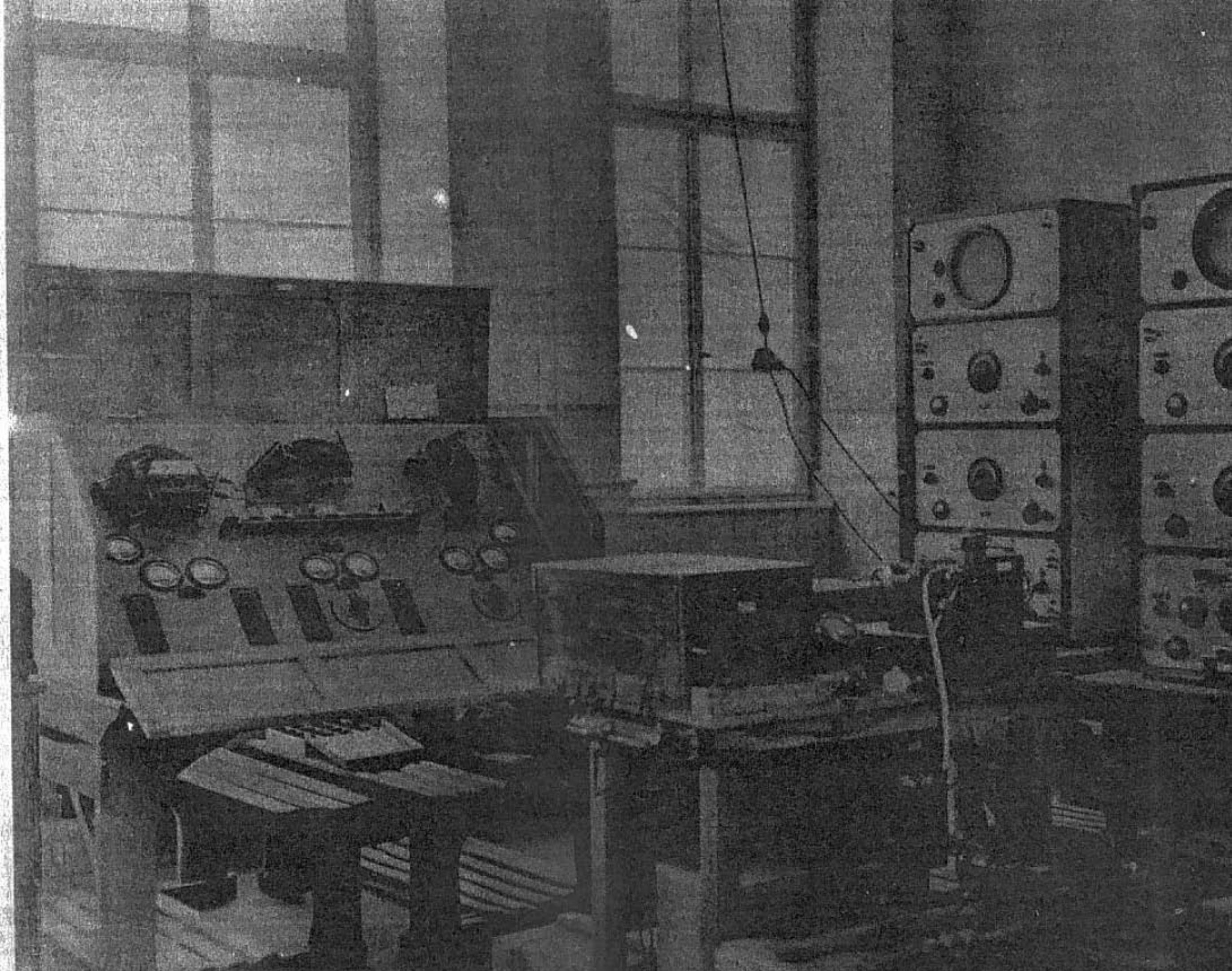
P.T.R.: Concentric line wave meters
synchronized to Quartz Clock



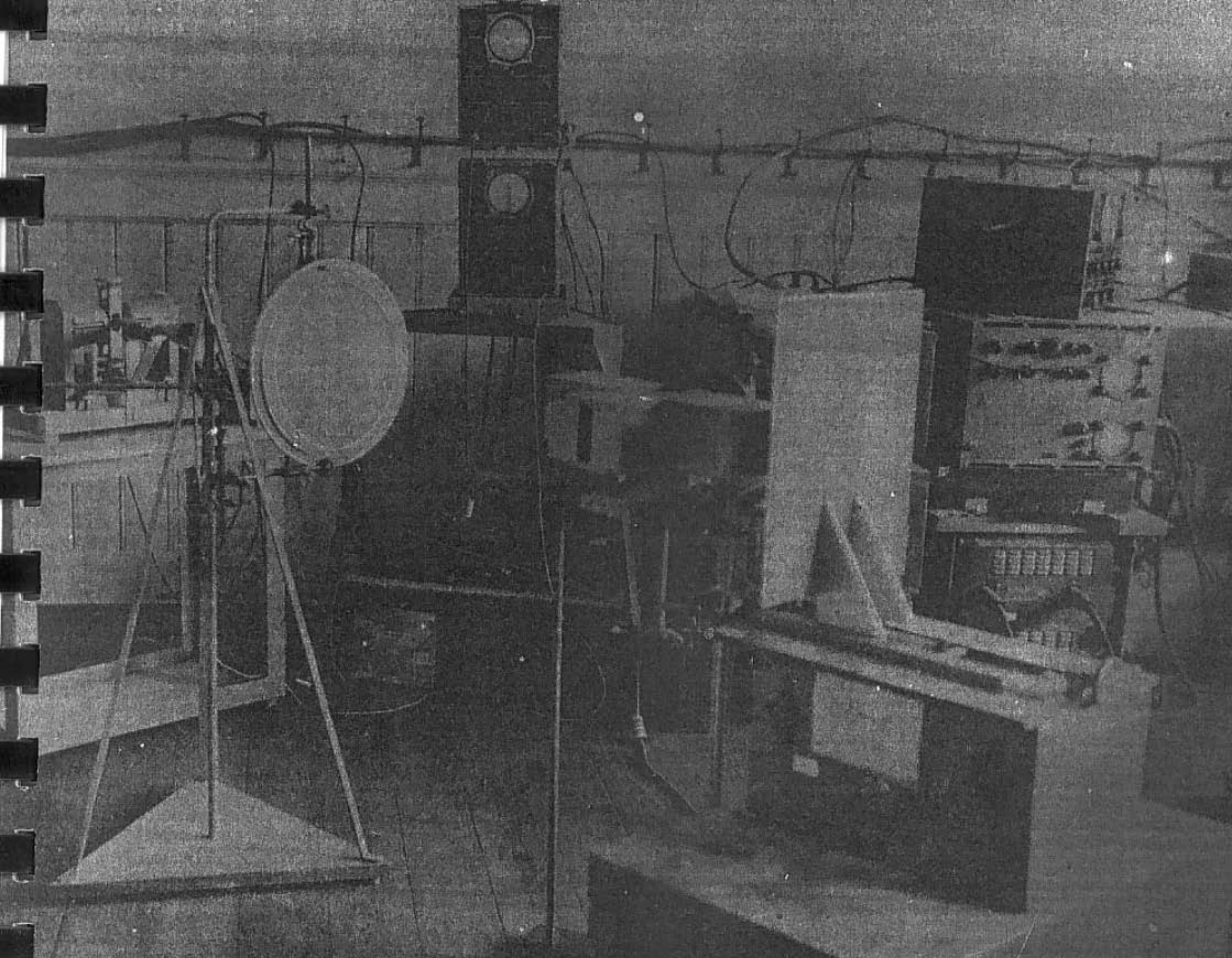
P.T.R.: Centimeter
Interferometer



P.T.R.: Overall View of
Quartz Clock Controls



P.T.R.: Overall View of
Quartz Clock Controls



Centimeter
er