

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 42

Der neue 100-kHz-Normalfrequenzgenerator des HHI

Dipl.-Ing. H. UTECH

H 42

1 9 6 1

Der neue 100-kHz-Normalfrequenzgenerator des HHI

Zusammenfassung:

Im Anschluß an einige allgemeine Ueberlegungen über Normalfrequenzgeneratoren wird über den Aufbau und die Aufstellung eines neuen 100-kHz-Normalfrequenzgenerators im HHI berichtet. Der Oszillator arbeitet in einer erweiterten M e a c h a m -Brückenschaltung, bei der im Quarz nur eine Leistung von $2,5 \cdot 10^{-8}$ W auftritt. Die relative Frequenzerhöhung durch die Alterung liegt z.Z. unter $5 \cdot 10^{-10}$ /Tag.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter

gez. H. Utech

(Dipl.-Ing.H. UTECH)

Der Abteilungsleiter

gez. F.W. Gundlach

(Prof.Dr.-Ing.F.W.GUNDLACH)

Der Institutsdirektor

gez. L. Cremer

(Prof.Dr.-Ing.L. CREMER)

Berlin-Charlottenburg, den 8. Februar 1961



Aus einer großen Anzahl der möglichen Schaltungen für die Schwingungserzeugung mit Quarzen hat sich nur ein kleiner Teil für die Erzeugung von Normalfrequenzen bei hohen Anforderungen bisher bewährt. Die Gründe dafür liegen z.T. darin, daß sich einige grundsätzliche Forderungen, die man an einen Normalfrequenzgenerator stellen muß, nicht ohne Kompromisse erfüllen lassen, sicher aber auch darin, daß sich die Stellen, zu deren Aufgabenbereich der Betrieb von Normalfrequenzgeneratoren gehört, nur schwer von "ihrer" bisherigen Schaltung trennen.

Die Frequenzkonstanz eines Generators wird entscheidend beeinflusst durch:

A. die Quarzdaten;

Die Güte des Quarzes soll möglichst groß sein; als Richtwert kann etwa 10^6 angegeben werden. - Der Temperaturkoeffizient Tk_f soll möglichst klein sein (Richtwert $10^{-7}/^{\circ}\text{C}$). - Die Schleifgenauigkeit soll möglichst groß sein. Das genaue Einhalten des Schnittwinkels (und des Kantenverhältnisses) bestimmen den Tk_f . Die frequenzbestimmenden Abmessungen (Länge, Dicke) sollen besser als 10^{-5} dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt sein, damit die zur Schwingungserzeugung bzw. zum "Ziehen" der Frequenz notwendigen Kapazitäten optimal bemessen werden können.

B. die Temperaturkonstanz;

Damit der Einfluß von Temperaturschwankungen auf die Frequenz (Tk_f) weitgehend unterdrückt werden kann, wird bei Normalfrequenzgeneratoren fast ausnahmslos von Doppelthermostaten Gebrauch gemacht. Für die Regelung der Heizleistung in Abhängigkeit von der Temperatur besteht einmal die Möglichkeit des Ein- und Ausschaltens innerhalb einer sehr kleinen Temperaturspanne ($\pm 0,01^{\circ}\text{C}$) durch ein Quecksilberkontaktthermometer mit beliebig wählbarer Temperatur oder durch einen Temperaturfixpunktschalter [1], der die Volumenänderung beim Schmelzpunkt organischer Substanzen ausnutzt. Eine zweite Möglichkeit ist die stetige Regelung der Heizleistung unter Verwendung von NTC-Widerständen als Temperaturfüh-

ler. Man kann z.B. an den Ausgang einer mit Wechselspannung gespeisten NTC-Widerstandsbrücke einen Verstärker schalten, dessen maximale Ausgangsleistung so groß bemessen wird, daß er die ganze Heizleistung aufbringen kann. Seine Eingangsspannung erhält er aus dem temperaturabhängigen Fehlableich der Brücke.

Aehnlich in der Wirkung wäre ein Tasten der Impulsbreite des Heizwechselstromes mit Hilfe eines Thyratrons und entsprechender Phasendrehglieder in Abhängigkeit von der Brückenausgangsspannung.

Diese beiden Verfahren bleiben auf den Betrieb aus dem Wechselstromnetz beschränkt.

Diese zweite Möglichkeit vermeidet zwar die meist einige Minuten dauernden Perioden der Heizintervalle, erfordert aber einen größeren Aufwand, ohne dabei die Langzeitkonstanz der ersten Möglichkeit zu erreichen oder gar zu übertreffen.

C. die Quarzbelastung ist so gering wie möglich zu halten, damit der tägliche Gang (Alterung) ebenfalls gering bleibt. Für die Größe der Alterung ist nach den bisherigen Erkenntnissen außer der Belastung im Betrieb vor allem die Art und Weise der Oberflächenbearbeitung während der Herstellung von entscheidender Bedeutung. Allgemein kann man sagen, daß Quarze mit kleiner Oberfläche bei großem Volumen (PTB-Stäbe) eine geringere Alterung zeigen als Quarze mit großer Oberfläche bei kleinem Volumen (GT-Platten) [2]. Die Belastung des Quarzes im Betrieb darf auf keinen Fall so hoch werden, daß sich die Frequenz durch die Eigenerwärmung (Verlustwiderstand) über den Temperaturkoeffizienten ändert.

D. die Amplitudenbegrenzung.

Die Art der Amplitudenregelung in der Schwingschaltung hat einen bedeutenden Einfluß auf die Größe der entstehenden Harmonischen der Grundfrequenz. Sobald Oberwellen von nen-

nenswerter Größe auftreten, ändern sie ihre Phasenlagen zur Grundschwingung abhängig von der Schwingamplitude. Die einfachste Art der Amplitudenbegrenzung durch den Audioneffekt hat darüber hinaus den Nachteil einer amplitudenabhängigen Phasendrehung auch für die Grundfrequenz. Eine Sättigung des Anodenstromes noch im negativen Bereich der Gitterspannung der Schwingröhre vermeidet zwar diesen Effekt, der entstehende Klirrfaktor ist aber nicht zu vernachlässigen. Vom Sättigungswert des Anodenstromes muß dabei eine erhebliche Langzeitkonstanz gefordert werden.

Um diese Schwierigkeiten zu vermeiden, ist man bestrebt, den Schwingverstärker möglichst im A-Betrieb arbeiten zu lassen. Die notwendige Amplitudenbegrenzung kann dabei erreicht werden, indem man den Arbeitspunkt der Gittergleichspannung der Röhre durch eine gleichgerichtete HF-Spannung in ein Gebiet geringerer Steilheit verschiebt, ohne für die Einweg-Gleichrichtung die hochohmige Gitter-Katodenstrecke der Schwingröhre zu benutzen. Da für die angestrebte A-Verstärkung $U_{\text{Richt}} \rightarrow U_{\text{HFSS}}$ sein soll, benutzt man entweder eine Gleichrichterschaltung mit Spannungsvervielfachung von der Anode der Schwingröhre oder weit besser einen besonderen Regelverstärker mit Gleichrichter, mit dem auch die Schwingamplitude genügend klein gehalten werden kann. Die dabei auftretenden Änderungen der Gitter-Katodenkapazität sind gering und lassen sich ganz vermeiden, wenn zur Amplitudenregelung nicht mehr die Steilheit der Schwingröhre, sondern z.B. eine fast abgegliche spannungsempfindliche Brückenschaltung mit Glühlampen oder NTC-Widerständen im Rückkopplungskreis benutzt wird, deren Amplitudendämpfung durch eine zusätzliche Verstärkerstufe ausgeglichen wird. Die Regelsteilheit der Brücke kann um ein Vielfaches höher gemacht werden als eine Steilheitsänderung der Generatorröhre.

E. Schaltung und Dimensionierung:

Ein naheliegender Gesichtspunkt bei der Auswahl der Schaltung ist das Trachten nach einer möglichst einfachen Schaltung. Da ein Normalfrequenzgenerator lange Zeit ungestört in Betrieb bleiben soll, wird man bestrebt sein, die Anzahl

der Bauteile, die beim Schadhafwerden den Generator ausfallen lassen, möglichst gering zu halten.

Von der anfänglich benutzten P i e r c e - M i l l e r - schaltung (TPTG) ist man seit längerer Zeit abgekommen, da andere Schaltungen bei gleichem Aufwand konstantere Generatoren ergeben. In der z.Z. von der PTB u.a. benutzten

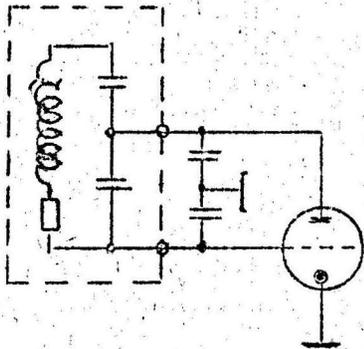


Abb. 1

schwingt der Quarz in einer Parallelresonanz. Durch Vergrößern der Parallelkapazität des Quarzes wird dabei die Eigenfrequenz in Richtung der Serienresonanzfrequenz verschoben. Gleichzeitig wird damit auch der transformierte Widerstand an den Quarzklemmen niederohmiger. Diese an sich erstrebte Verschiebung findet aber sehr bald eine Grenze durch die Arbeitsstellheit der Röhre, besonders, wenn wegen der Quarzbelastung und der zeitlichen Konstanz der Röhreneigenschaften mit sehr niedrigen Betriebsspannungen gearbeitet wird.

Diese an sich erstrebte Verschiebung findet aber sehr bald eine Grenze durch die Arbeitsstellheit der Röhre, besonders, wenn wegen der Quarzbelastung und der zeitlichen Konstanz der Röhreneigenschaften mit sehr niedrigen Betriebsspannungen gearbeitet wird.

Eine Reihe von brauchbaren Schaltungen läßt sich aufbauen unter Verwendung eines π -Gliedes mit Quarz im Längszweig und zwei niederohmigen Querwiderständen, die gleichzeitig

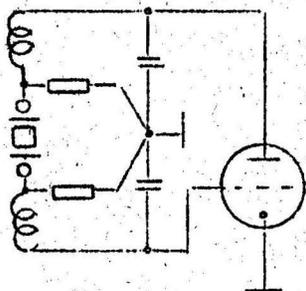


Abb. 2

die Parallelresonanz dämpfen und dadurch zu Oscillatorschaltungen für die Anregung der Serienresonanz führen. Am bekanntesten aus dieser Reihe ist wohl die H e e g n e r - Schaltung.

Im Jahre 1938 wurde von M e a c h a m eine Oscillatorschaltung angegeben [3], bei der der Quarz in einer Brückenschaltung in seiner Serienresonanz betrieben wird. Der die Brücke speisende Schwingverstärker erhält seine Eingangsspannung durch einen entsprechenden Fehlableich aus der Brücke. Die Amplitudenregelung erfolgt dabei durch eine Glühlampe, die einen der Brückenwiderstände bildet. Dieser Meacham-Generator hat allen anderen Schaltungen ge-

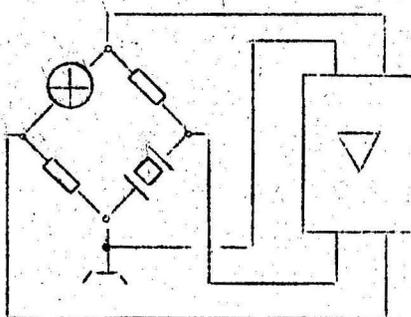


Abb. 3

Betrieb arbeitet.

genüber den entscheidenden Vorteil, daß etwaige Phasenwinkelfehler des Verstärkers nur mit einem sehr kleinen Bruchteil - abhängig vom Verstärkungsfaktor - in die Generatorfrequenz eingehen. Entsprechend geringer ist auch die Frequenzabhängigkeit von den Betriebsspannungen des Verstärkers, der im reinen A-

In der von Meacham angegebenen Originalschaltung gelingt es aber nicht, die Quarzbelastung so klein zu halten, wie sie für Normalfrequenzgeneratoren unbedingt angestrebt werden muß, weil die in der Brückenschaltung enthaltene Glühlampe selbst eine zu große Speisespannung braucht, um ihren Widerstandswert dem Brückenabgleich entsprechend zu ändern. Um diese Einschränkung zu umgehen, wurde vor einer Reihe von Jahren von Herrn Dr. H. L u k a s hier im Institut eine Entwicklung begonnen, über deren letzten Abschnitt - dem Bau unseres Normalfrequenzgenerators Qu II - berichtet werden soll.

Ausgangspunkt beim Entwurf der Brücke bildet der Schwingquarz. Es wurde wieder-wie beim Generator Qu I - ein Uhrenquarz 100 kHz Serienresonanz im Vakuumhalter gewählt. Bei dieser Frequenz läßt sich die Quarzbrücke noch genügend phasenrein aufbauen, solange die Widerstandswerte die Größe von einigen hundert Ohm nicht wesentlich überschreiten. Daß man als Nennwert für die Frequenz einem möglichst glatten Zahlenwert im dekadischen System den Vorzug geben wird, erscheint wohl selbstverständlich, solange es nicht auf Kosten der Konstanz der Generatorschaltung geht. Man erspart dadurch einen mehr oder weniger großen Aufwand für einen Frequenzumsetzer.

Der Quarz selbst ist als GT-Schnitt ausgeführt. Dieser Schnitt hat die Eigenschaft, über einen weiten Temperaturbereich einen sehr kleinen TK für die Frequenz zu besitzen und einen Serienresonanzwiderstand $< 100 \Omega$ aufzuweisen. Damit kann also die Brücke genügend niederohmig aufgebaut werden.

Bei der Bestellung des Quarzes wurde eine Güte $g \approx 10^6$ und ein $TK_f \leq 10^{-7}/^\circ\text{C}$ bei einer Betriebstemperatur von 50°C gefordert. Die Größe einer Serienkapazität zum Ziehen auf die Sollfrequenz sollte dabei möglichst um 2000 pF liegen. Dieser Wert ist ein Kompromiss zwischen den sich widersprechenden Forderungen, daß einmal diese Kapazität im Laufe der Monate und Jahre nach Inbetriebnahme wegen der Alterung des Quarzes laufend vergrößert werden muß, andererseits auch ihr Anfangswert genügend groß sein muß, damit die Frequenzkonstanz des Generators vorwiegend vom Quarz selbst bestimmt bleibt.

Nachdem die zeitraubenden Schwierigkeiten bei der Lieferung des Quarzes überwunden waren, wurde die Größe seines Serienresonanzwiderstandes bestimmt. Dazu wurde eine Substitutionsmethode durch Spannungsteilung benutzt. In Reihe zum Quarz wurde ein Vorwiderstand $R_v \gg R_q$ gelegt ($I \approx \text{konst.}$). Diese Reihenschaltung wurde aus einer 100 kHz-Quarzfrequenz gespeist und die Teilspannung am Quarz über einen entsprechenden Verstärker zur Anzeige gebracht. Dabei ergab sich beim Durchstimmen der 100 kHz-Frequenz ein Wert $R_q^+ \approx 22 \Omega$, während für den Quarz in Reihe mit einer Ziehkapazität an der Normalfrequenz ($Qu\ I$) ein transformierter Quarzwiderstand $R_q \approx 24 \Omega$ gemessen wurde. Dieser Wert ist für den späteren Brückenabgleich maßgebend. - Bei dieser Gelegenheit wurde auch festgestellt, daß die erforderliche Reihenskapazität der neuen Qu bei Zimmertemperatur wesentlich unter 1000 pF lag.

Ziehkondensatoren für Frequenznormale werden für hohe Anforderungen (PTB u.a.) oft mit ganz erheblichem feinmechanischen Aufwand gefertigt. Um die dabei auftretenden werkstattmäßigen Schwierigkeiten auf ein Minimum zu beschränken, wurde für diesen Zweck ein sauber aufgebauter, kugelgelagerter Drehkondensator handelsüblicher Bauart benutzt.

Der Brückenzweig R_1 (Abb. 4) mit dem Quarz und der Ziehkapazität sollte aus konstruktiven Gründen (Drehkugehäuse) einseitig an Masse liegen. Der Brückenzweig R_2 soll, damit die Vorteile der Brückenschaltung voll genutzt werden können, mit der reellen Komponente von R_1 übereinstimmen. Seine Ausführung erfolgte durch zwei parallelgeschaltete, ausgesuchte $50 \Omega - 1/2\text{ W}$

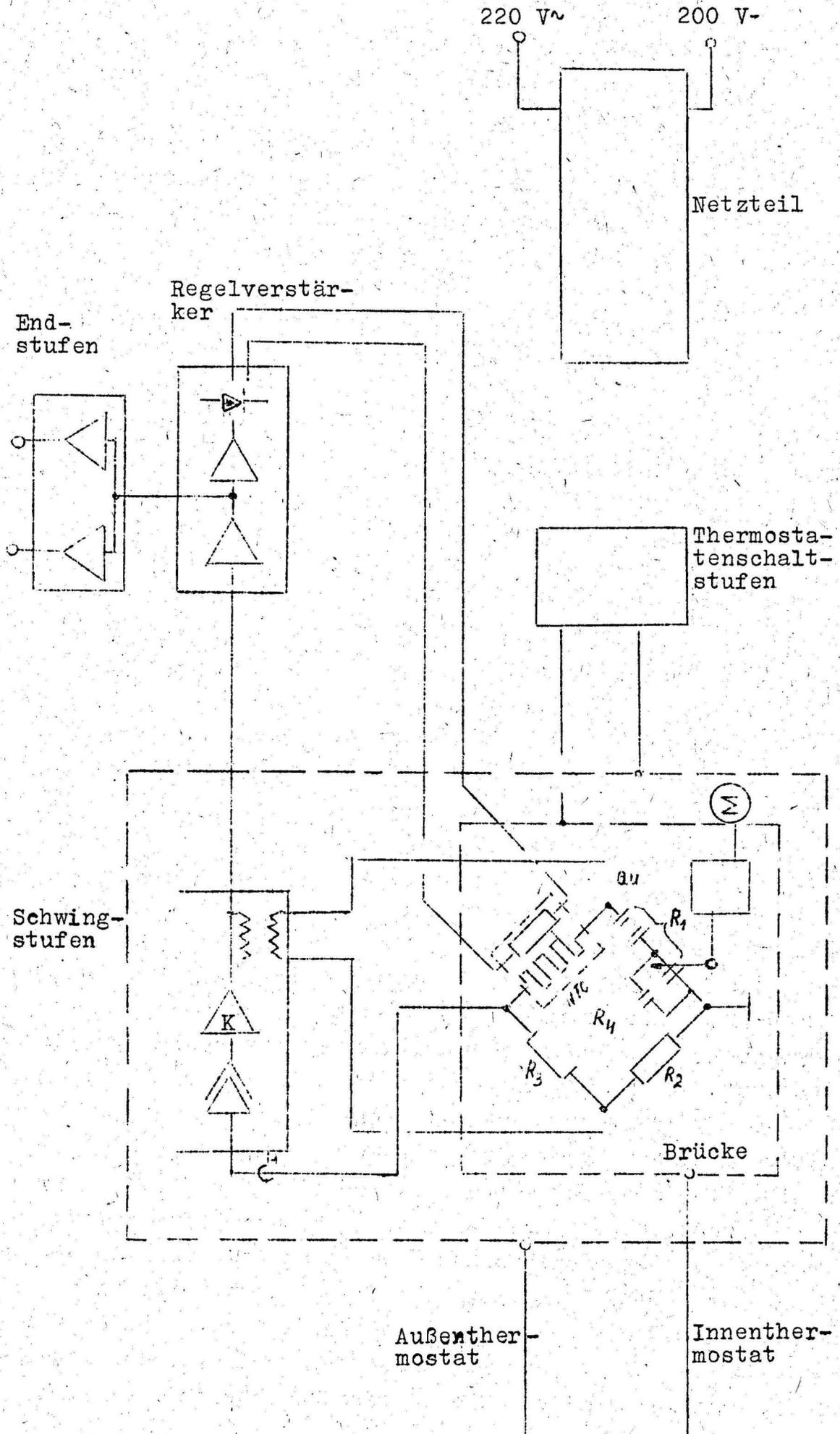


Abb. 4: 100 kHz Normalfrequenzgenerator

Widerstände.

Bei der ursprünglichen Schaltung nach Meacham erfolgt die Amplitudenregelung (Brückenabgleich) durch eine Glühlampe (= Kaltleiter) in einem Brückenzweig. Das hat zur Voraussetzung, daß die Brückenspeisespannung den Wert von 1 V nicht wesentlich unterschreiten kann und steht im Widerspruch zu der Forderung nach möglichst geringer Quarzbelastung. Nach S h a u l l [4] ist die Belastung für einen 100 kHz-GT-Schnitt kleiner als $70 \dots 80 \mu\text{A}$ zu halten, damit die Quarzverstimmung durch die Eigenerwärmung über den TK_f klein gegen $1 \cdot 10^{-9}$ bleibt. Das ergibt für einen Quarz mit einem Widerstand $R = 25 \Omega$ eine Spannungsgrenze von $80 \mu\text{A} \cdot 25 \Omega = 2 \text{ mV}$ und damit eine obere Grenze für die Brückenspeisespannung von 4 mV!!

Die Anwendung eines direkt geheizten Heißleiters (NTC) verschiebt dieses Mißverständnis nicht wesentlich. Man könnte nun daran denken, die Glühlampe aus einer konstanten Gleichstromquelle vorzuheizen, wie es bei Bolometerbrücken üblich ist, um die Brückenspeisespannung verringern zu können. An die zeitliche Konstanz dieser Zusatzheizung müssten hohe Anforderungen gestellt werden. Mit wachsendem Anteil des Zusatzstromes am Gesamtstrom durch die Glühlampe würde sich zwangsläufig auch die Regelsteilheit der Brücke verringern. Erst, wenn man den Brückenzweig R_4 durch einen fremdgeheizten NTC-Widerstand bildet, dessen erforderliche Heizleistung nicht der Brückenspeisespannung, sondern einem zusätzlichen Regelverstärker entnommen wird, gelingt es, die Brückenspeisespannung und damit die Spannung am Quarz um mehr als zwei Größenordnungen zu vermindern. Damit geht aber die störende Verlustleistung im Quarz auf weniger als 10^{-4} der ursprünglichen Leistung zurück!

Die für den Aufbau benötigten Zwerg-NTC-Widerstände wurden nur in 2 Widerstandswerten im Handel angeboten. Der niederohmigere der beiden Typen hat einen Kaltwiderstand von 3,3 k Ω ; der Widerstand der Heizwendel beträgt ca. 100 Ω . Bei Zimmertemperatur sind etwa 20 mW Heizleistung erforderlich, um den Nutzwiderstand auf 500 Ω zu senken. Da der Widerstand mit steigender Temperatur sinkt, ist bei einer höheren Umgebungstemperatur (50° C im Innenthermostaten) die erforderliche Heizleistung

zum Erreichen des gleichen Widerstandswertes wesentlich geringer. Die Datenblätter des Herstellers enthalten darüber keine Zahlenangaben.

Bei der Vervollständigung der Brückenschaltung steht man nun vor der Frage, entweder den Brückenzweig R_3 ebenfalls mit 500Ω zu bemessen, oder dem NTC-Widerstand einen Festwiderstand parallel zu schalten und damit die Brückenzweige R_3 und R_4 niederohmiger zu machen. Da ein solcher Parallelwiderstand zum NTC-Widerstand aber zwangsläufig auch mit einer Parallelkapazität verbunden ist, müsste die Widerstandsverminderung schon eine Größenordnung betragen, wenn sie den Phasenwinkel verbessern sollte. Da durch eine solche Maßnahme aber die Regelsteilheit für den Brückenabgleich entscheidend verschlechtert würde, ist es bei den Werten von 500Ω verblieben. - Der Brückenausgang wird hierbei nur hochohmig durch den Eingang des Schwingverstärkers belastet.

Vor dem Entwurf des Schwingverstärkers erscheint es sinnvoll, zu überlegen, wie hoch man seinen Verstärkungsfaktor treiben soll.

Nach den Angaben von Meacham [3] wird die Frequenzunstabilität bezogen auf die Eigenfrequenz des Quarzes

$$\frac{f - f_0}{f_0} = \frac{M \theta}{2\gamma (B/\mu + N)}$$

- mit θ Phasenwinkel des Verstärkers
 γ Güte des Quarzes
 μ Verstärkungsfaktor
 M, B u. N sind Funktionen der Brückenwiderstände, die im eingeschwungenen Zustand als konstant angenommen werden.

Die Brückenwiderstände sind hier näherungsweise als phasenrein angenommen. - Die Feststellung, daß bei einem Phasenwinkel $\theta = 0$ des Verstärkers die Generatorfrequenz mit der Eigenfrequenz des Quarzes übereinstimmt, erscheint banal; die Tatsache, daß bei einem kleinen Phasenwinkel des Verstärkers die Frequenzänderung umgekehrt proportional der Quarzgüte verläuft, gilt allgemein für jede Generatorschaltung. Bei genügend großem Ver-

stärkungsfaktor μ läßt sich aber die Frequenzverwerfung durch den Phasenwinkel des Verstärkers nahezu linear (asymptotisch) mit steigendem μ verringern. Hierin besteht aber gerade ein entscheidender Vorteil der Meacham-Brückenschaltung allen anderen Schaltungen gegenüber.

Um diese Tatsache zu veranschaulichen, sollen die folgenden Angaben dienen.

Bei einem Verstärkerphasenwinkel $\theta = 0$ sind alle Teilspannungen an der Brücke (Abb. 5) einschließlich der Ausgangsspannung u phasengleich.

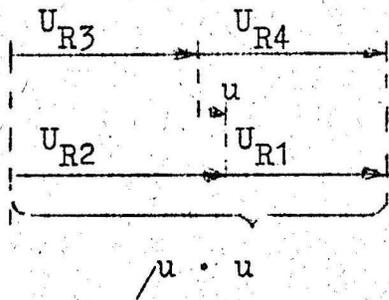


Abb. 6

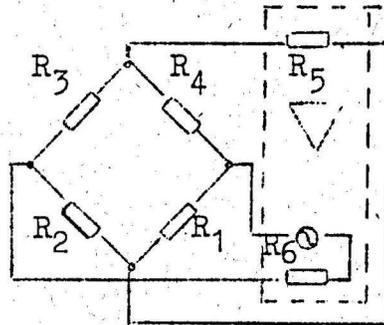


Abb. 5

Bei einem Verstärkungsfaktor μ liegt von der Brückenspeisung $\mu \cdot u = U_{R3} + U_{R4}$ bei $R_3 = R_4$ und vernachlässigbar kleinem Strom durch den hochohmigen Verstärkereingangswiderstand R_5 der Wert $\frac{\mu}{2} \cdot u$ am Widerstand R_4 . Am Widerstand R_1 (Quarz) liegt dann die Spannung $(\frac{\mu}{2} - 1) \cdot u = U_{R1}$. (Abb. 6).

Tritt beim Verstärker ein kleiner Phasenwinkel $\theta \neq 0$ auf, so ändern sich die Beträge der Teilspannungen bei genügendem Verstärkungsfaktor nur unwesentlich (Abb. 7a).

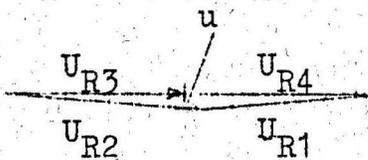


Abb. 7a

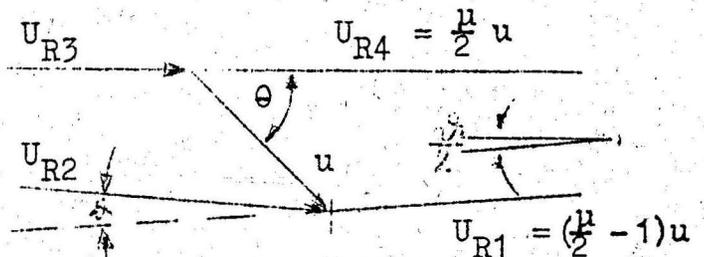


Abb. 7b

Der Phasenwinkel θ zwischen der Ausgangsspannung $U_{R3} + U_{R4}$ und der Eingangsspannung u hat einen Phasenwinkel ϑ des Quarzes zur Folge, der zwischen den Spannungen U_{R1} und U_{R2} auftritt (Abb. 7b). Die spitzen Winkel zwischen den Teilspannungen U_{R1} und U_{R4} sowie zwischen U_{R2} und U_{R3} haben angenähert den Wert $\frac{\vartheta}{2}$.

Für das rechte Teildreieck des Vektordiagramms gilt nach dem Sinussatz:

$$\frac{\sin \theta}{\sin \frac{\vartheta}{2}} = \frac{u \cdot \left(\frac{u}{2} - 1\right)}{u}$$

Für kleine Winkel ($\sin \alpha = \alpha$) gilt dann:

$$\frac{2 \theta}{\vartheta} = \frac{u}{2} - 1$$

$$\vartheta = \frac{2 \theta}{\frac{u}{2} - 1} = \frac{4 \theta}{u - 2}$$

Für eine angenommene Verstärkung $\mu = 202$ ergibt sich: $\vartheta = \frac{1}{50} \theta$

$\mu =$	102	202	302	402
$\frac{\vartheta}{\theta} =$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{75}$	$\frac{1}{100}$

Da die Brückenspeisespannung - wie vorher angegeben - 4 mV nicht übersteigen darf und aus Sicherheitsgründen bei 2 mV liegen soll, erreicht man mit der Verstärkereingangsspannung sehr bald die Rauschgrenze. Unter der Voraussetzung, daß das erste Röhrengitter direkt am Brückenausgang liegt, erhält man als Rauschspannung abgeschätzt:

$$U^2 = 4 kT R \Delta f$$

$$R_{Br} = 260 \Omega \text{ mit } T = 323 \text{ } ^\circ\text{K}$$

$$r_{\ddot{a}} = 750 \Omega \text{ mit } T = 300 \text{ } ^\circ\text{K}$$

$$R = 1000 \Omega \quad T = 310 \text{ } ^\circ\text{K}$$

bei einer Bandbreite

$$(\Delta f)_1 = 1 \text{ kHz}$$

$$U^2 = 1,7 \cdot 10^{-14}$$

$$U_1 = 0,13 \mu\text{V}$$

$$(\Delta f)_{20} = 20 \text{ kHz}$$

$$U^2 = 34 \cdot 10^{-14}$$

$$U_{20} = 0,58 \mu\text{V}$$

Bei einer Bandbreite von 1kHz wird ein einstufiger Spannungsverstärker mit abgestimmtem und kaum bedämpfem Anodenkreis und anschließender Impedanzwandlerstufe, bei einer Bandbreite von 20 kHz ein zweistufiger Spannungsverstärker mit sehr stark bedämpften Anodenkreisen und Impedanzwandlerstufe angenommen.

Ogleich der schmalbandige Verstärker eine um den Faktor 4,5 geringere Rauschspannung ergibt, bestehen ernsthafte Bedenken gegen seine Brauchbarkeit, da bereits die Veränderung eines seiner Kreiselemente um 1 % ausreicht, um den Phasenwinkel des Verstärkers von 0° auf $\pm 45^\circ$ ($= \frac{\Delta f}{2}$) wandern zu lassen.

Nennenswerte Bruchteile davon können durch eine Aenderung der Gleichstrom-Vormagnetisierung des Spulenkernes (Anodenstrom) U.a. sehr bald erreicht werden. Für den zweistufigen Verstärker mit großer Bandbreite (Abb. 8) spricht die Tatsache, daß sich die möglichen viel kleineren Phasenwinkel der beiden Einzelstufen addieren, also im ungünstigsten Falle verdoppeln können, während sich die Stufenverstärkungen multiplizieren. Wenn man als untere Grenze für die Nutzspannung am Eingang des zweistufigen Verstärkers das 20-fache der eff. Rauschspannung und als Brückenspeisespannung den Wert von 2 mV annimmt, ergibt sich als Maximalverstärkung für den gesamten Schwingverstärker bei Anpassung seines Ausganges an die Brücke der Wert $\frac{2 \text{ mV}}{12 \text{ } \mu\text{V}} = 167$; die Leerlaufverstärkung dürfte maximal den doppelten Wert 334 ergeben.

Als Impedanzwandler sollte eine Kathodenverstärkerstufe mit der Röhre 18042 dienen, die ebenso wie die beiden Spannungsverstärkerstufen mit geringerem Anodenstrom ($\approx 5 \text{ mA}$) bei einer Steilheit wenig größer 4 mA/V betrieben werden. Der Brückeneingangswiderstand von etwa 50Ω wird durch einen abgestimmten Uebertrager (Phasenwinkel) symmetriert und dem Innenwiderstand des Kathodenverstärkers angepasst:

$$\text{Bei } \ddot{u} = 2,2 : 1 \text{ wird } \ddot{u}^2 \cdot R_{\text{Br}} = 4,84 \cdot 50 \Omega = 242 \Omega \approx \frac{1}{5}$$

Um den Faktor 2,2 dürfte also der Grenzwert der Spannungsverstärkung der beiden Vorstufen größer werden als der vorher angegebene Wert für die Leerlaufverstärkung $V_1 \cdot V_2 = 2,2 \cdot 334 = 735$.

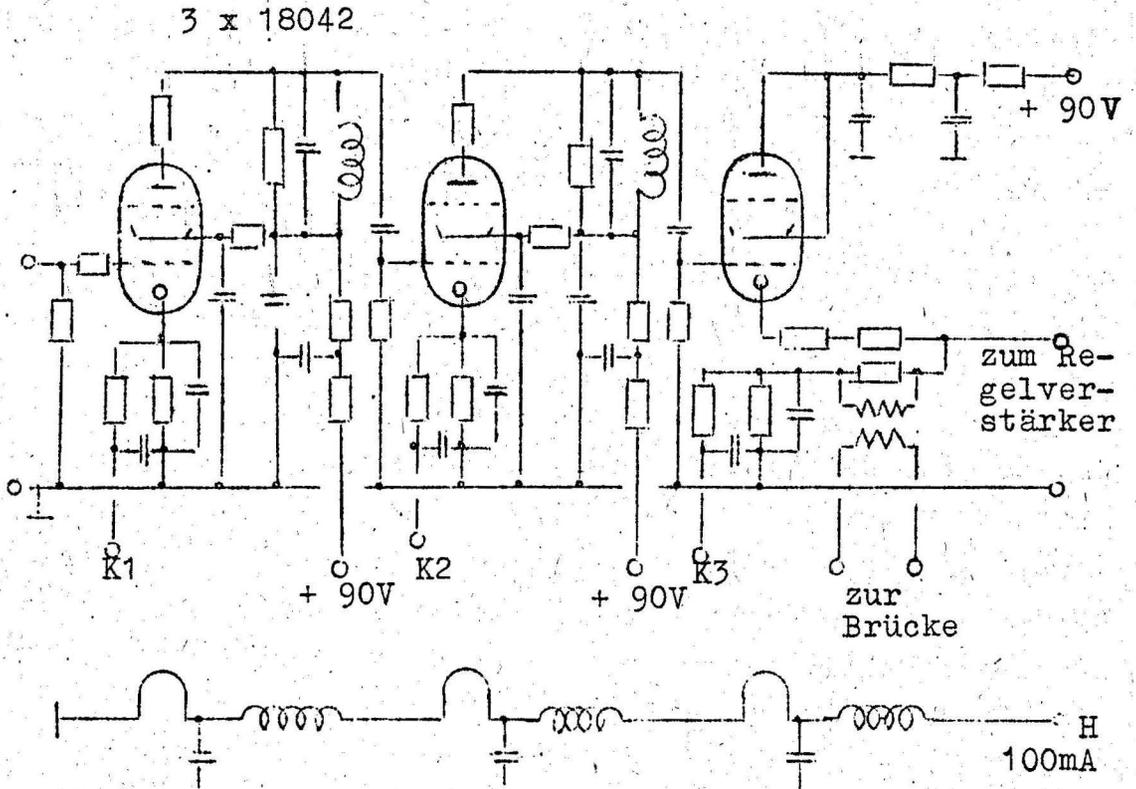


Abb. 8 Schwingstufen

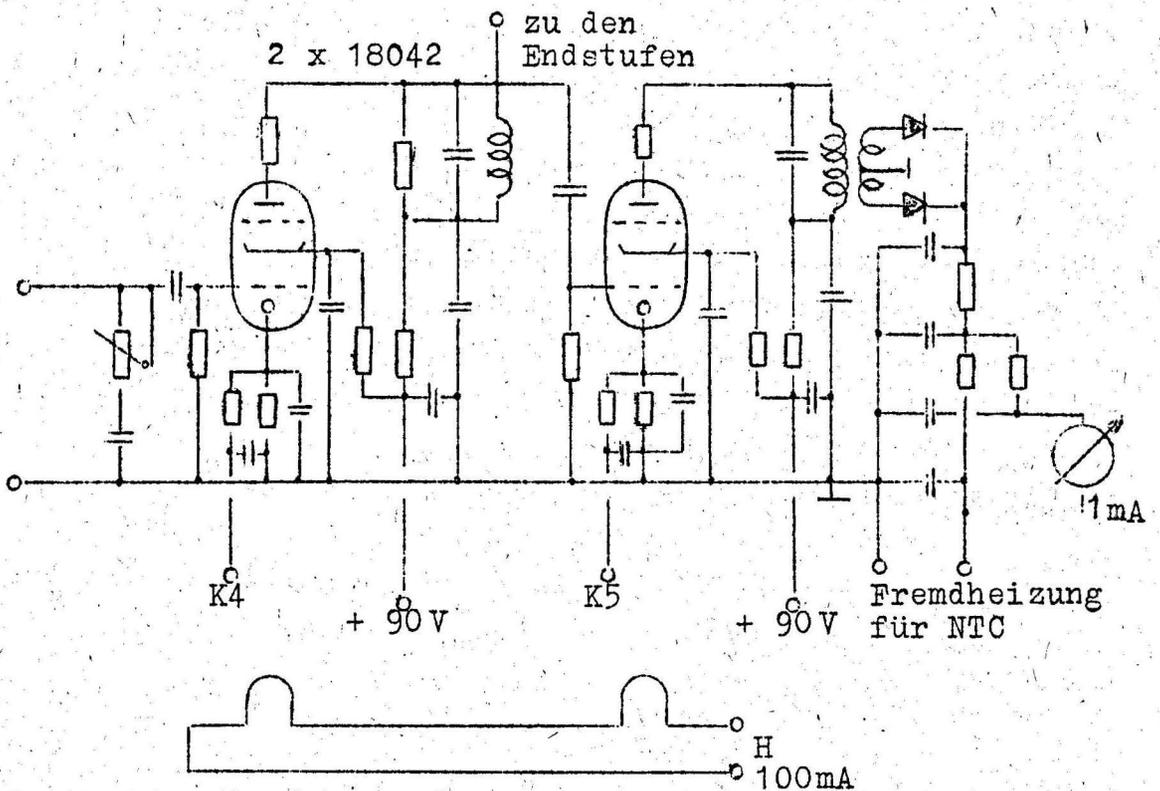


Abb. 9 Regelverstärker

Bedämpft man jeden der beiden Anodenkreise mit $R_p = 5 \text{ k}\Omega$, so ergibt sich $V_1 = V_2 = S \cdot R_a = 4,2 \cdot 5 = 21$

$$V_1 \cdot V_2 = 441$$

und damit ein Sicherheitsfaktor von $\frac{735}{441} = 1,67$. Bei $R_p = 5 \text{ k}\Omega$; $L = 2,5 \text{ mH}$; $\omega L = 1,6 \text{ k}\Omega$ wird die Kreisgüte $g = \frac{5,0}{1,6} = 3,2$, die Bandbreite des Einzelkreises $b_1 = \frac{f}{g} = 31 \text{ kHz}$ und die Bandbreite des zweikreisigen Verstärkers $b_2 = \sqrt{\sqrt{2}-1} \cdot b_1 = 0,63 \cdot b_1 = 19,5 \text{ kHz}$. Dieser Wert deckt sich also recht gut mit dem vorher angenommenen Wert von 20 kHz.

Die für den Brückenabgleich (Amplitudenregelung) notwendige Heizleistung für den NTC-Widerstand muß vom Regelverstärker (Abb. 9) aufgebracht werden. Um hochfrequente Rückkopplungen zu vermeiden, soll der dazu benötigte HF-Strom gleichgerichtet und gut gesiebt werden. Um die Siebwirkung zu verbessern, empfiehlt sich eine Gleichrichtung, bei der am Ladekondensator wenigstens die doppelte Grundfrequenz entsteht: Zweiweggleichrichtung oder Spannungsverdoppelung. Da der Heizkreis niederohmig ist, wurde die Zweiweggleichrichtung verwendet. Die Siebung erfolgt in einer zweigliedrigen R-C-Kette. Der Heizstrom wird von einem eingebauten Drehspulinstrument angezeigt.

Ogleich im betriebswarmen Zustand der Thermostaten nur etwa 5 mW Leistung an der Heizwendel für die Aufrechterhaltung des Brückengleichgewichtes erforderlich sind, benötigt man nach dem Einschalten bei Zimmertemperatur etwa 20 mW an 100 Ω . Bei einem Wert der beiden Siebwiderstände von je 300 Ω müssen insgesamt 140 mW aufgebracht werden können. Um diese Leistung einschließlich der auftretenden Verluste decken zu können, muß die Endröhre des Regelverstärkers bei der vorgegebenen Betriebsspannung mit einem etwas höheren Strom ($\geq 6 \text{ mA}$) betrieben werden.

Am Eingang des Regelverstärkers steht die Spannung an der Kathode des Impedanzwandlers im Schwingverstärker in Höhe von ca. 4 mV zur Verfügung. Der Regelverstärker muß also eine Vorstufe mit einer Spannungsverstärkung von etwa 100 erhalten. Die vorverstärkte Spannung hat dann gleich die richtige Größe zum Steuern der beiden gitterseitig parallelgeschalteten Endstufen (Abb. 10). Ihre beiden Anodenkreise erhielten je eine Auskop-

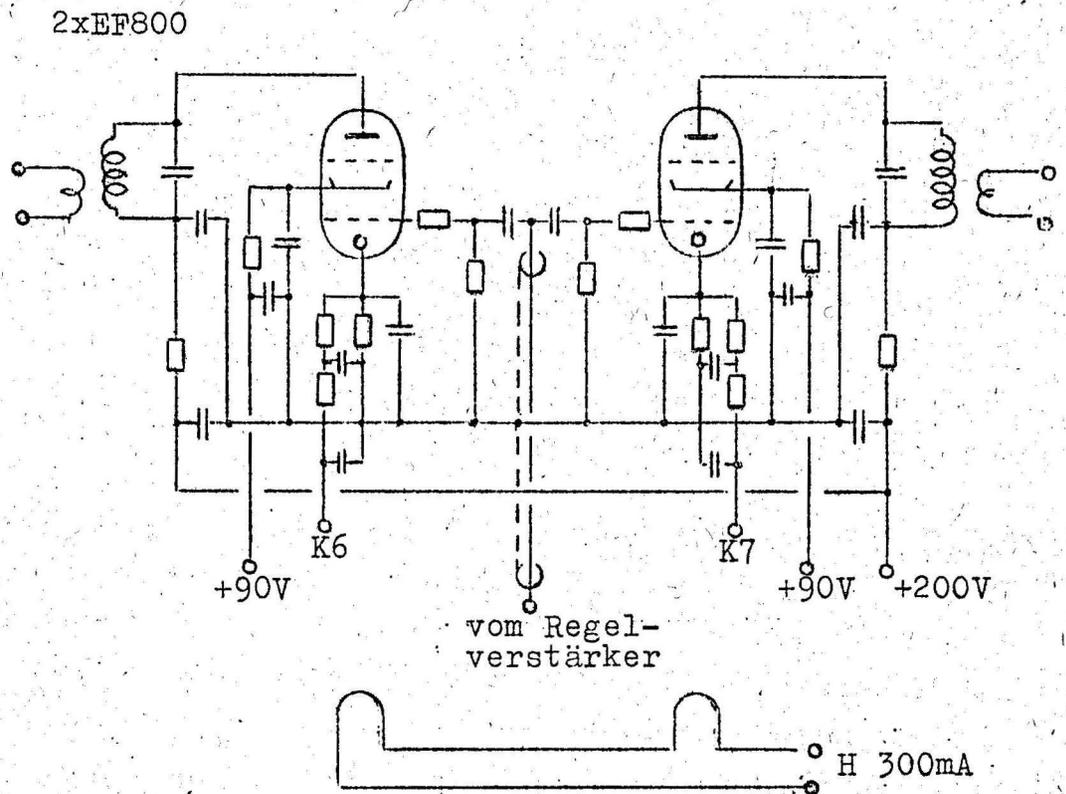


Abb. 10 Endstufen

pelspule mit einem Innenwiderstand $R_i \leq 100 \Omega$.

Um einen möglichst kleinen Phasenwinkel des Schwingverstärkers zu erreichen, wurden seine ersten beiden Verstärkerstufen ausserhalb der Generatorschaltung mit Hilfe der bereits vorhandenen Normalfrequenz abgeglichen. Der $5 \text{ k}\Omega$ -Dämpfungswiderstand des jeweils abzugleichenden Kreises wurde dazu vorübergehend abgetrennt.

Nach dem Wiedereinbau des Schwingverstärkers in die Generatorschaltung und dem Ersatz des Quarzes durch einen breitbandigen Reihenschwingkreis, der bereits abgeglichen war, wurde der Uebertrager in der Kathodenleitung der dritten Stufe ebenfalls abgestimmt. Als Kriterium dafür diente die möglichst gute Uebereinstimmung der sich erregenden Frequenz zum Sollwert. Das ist dann gleichbedeutend mit dem geforderten kleinen Phasenwinkel des Verstärkers.

Thermostaten

Um Temperatureinflüsse auf die zu erzeugende Frequenz weitgehend auszuschliessen, wurde - wie bei Normalfrequenzgeneratoren üblich - von einem Doppelthermostaten Gebrauch gemacht.

Beide Thermostaten sind doppelwandig ausgeführt, wobei der Luftraum zwischen beiden Wandungen die Heizung und die Thermometer enthält.

Die besten Erfolge beim Aufbau von Thermostaten erzielt man, wenn man die "Wärmewiderstände" unter Berücksichtigung von Wärmeleitung, -Konvektion [und -Strahlung] entsprechend der beige-fügten Skizze als sauber abgeglichenen Brücke (Abb. 11) aufbaut:

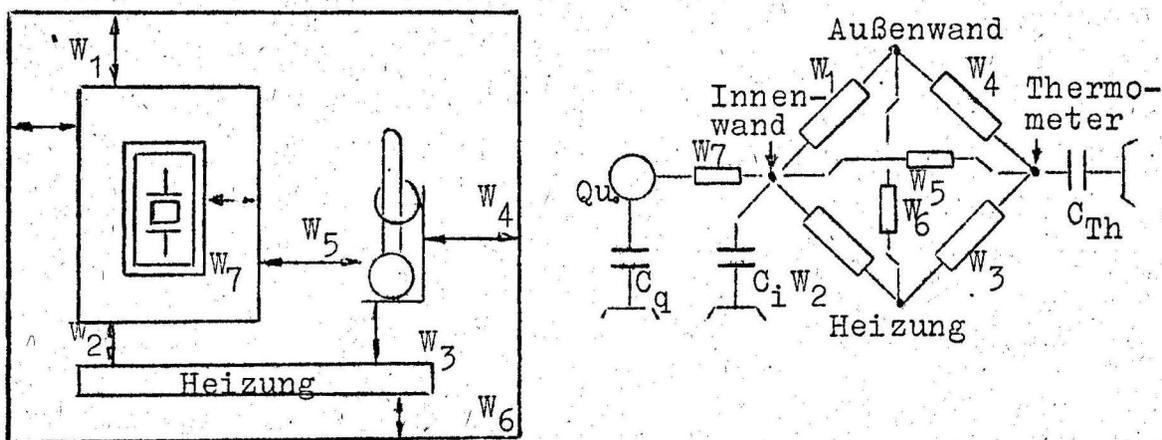


Abb. 11

Hierbei sollen die Wärmewiderstände W_1 und W_2 wie auch W_3 und W_4 je einander gleich sein. Damit erreicht man, daß die Innenwand und der Innenraum die gleiche Temperatur annehmen, bei der das Thermometer schaltet. Die mittlere Temperatur des Knotenpunktes "Heizung" wird durch das Thermometer annähernd gegenphasig zu den langsamen Temperaturschwankungen der Außenwand gesteuert. Da die Wärmekapazität des Schaltthermometers möglichst klein sein soll, dürfen W_3 und W_4 nicht zu "hochohmig" werden, da eine untere Grenze für die Wärmekapazität des Thermometers durch die erhebliche Quecksilbermenge der Füllung gegeben ist. Dagegen soll die Zeitkonstante der Innenwand mit Inhalt möglichst groß sein. Aus räumlich-konstruktiven Gründen kann man W_1 und W_2 meist nicht sehr groß machen. Der Wärmekapazität C_i ist oft durch das Gewicht eine Grenze ge-

setzt. Deshalb empfiehlt es sich, den Quarz selbst über ein Siebglied (Tiefpass) "anzuschliessen". Ein genügend großer Wärmewiderstand W_7 und eine größere Wärmekapazität in Form eines dickwandigen Behälters um die Quarzhalterung lassen sich verhältnismäßig leicht herstellen. Der Vakuumhalter selbst bildet dann noch ein zweites Glied der Siebkette.

Aus zeitlichen Gründen wie auch durch die Forderung, den Generator in einem Normeinschub nach DIN 41 490 unterbringen zu müssen, ist der Brückenabgleich der Wärmewiderstände unterblieben.

Die Bodenplatten der Thermostaten sind der mechanischen Festigkeit wegen aus dickerem Alu-Blech ausgeführt; für die Seitenwände und Deckplatten wurde Alu-Blech von 1 mm Stärke gewählt. Alle Blechteile einer Haube sind zur Erreichung eines guten Wärmeüberganges durch eine größere Anzahl Schrauben fest miteinander verbunden. Um das mühsame Öffnen und Schliessen der Hauben zu erleichtern, wurden die Stoßkanten zum großen Teil mit vierkantigen Alu-Leisten hinterlegt, die die Muttergewinde für die Befestigungsschrauben enthalten. - Jede Blechhaube soll weitgehend eine Isotherme annähern!

Die Verbindungen der vier übereinanderliegenden Grundplatten miteinander erfolgte jeweils durch zwei Lagen über Kreuz angeordneter Hartgewebeleisten, um den Wärmeübergangswiderstand zwischen den einzelnen Hauben möglichst groß zu machen.

Jedem Thermostaten wurden 3 Kontaktthermometer zugeordnet:

1. ein Solltemperaturthermometer, das beim Unterschreiten der Solltemperatur die Heizung ein- bzw. ausschaltet,
2. ein Ubertemperaturthermometer, das beim Überschreiten seiner Temperatur den Heizkreis unterbricht und ein Alarmsignal bringt und
3. ein Untertemperaturthermometer, das beim Unterschreiten seiner Temperatur ein entsprechendes Signal gibt. - Die Kontakte der beiden Solltemperaturthermometer liegen aus dem Grunde geringster Kontaktbelastung am Steuergitter je einer Schaltzöhre, in deren Anodenkreisen die Relais zum Schalten

Thermostaten-Schaltstufen

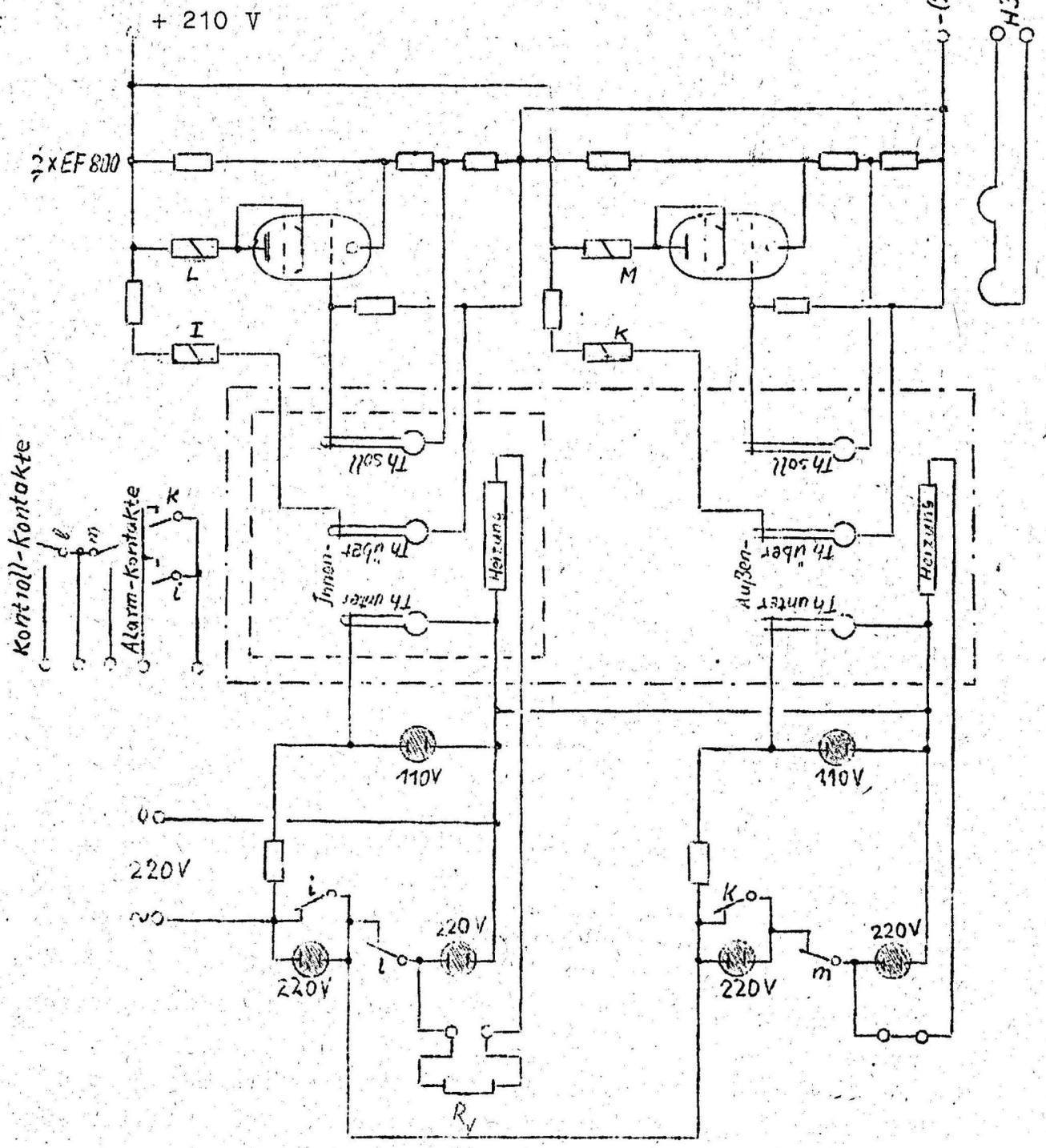


Abb.12 Thermostaten-Schaltstufen

der Heizung liegen. Freie Kontakte dieser Relais ermöglichen die laufende Fernkontrolle des Schaltzustandes über ein mehrpoliges Kabel. Zur direkten optischen Kontrolle ist jedem Thermometer eine Glimmlampe an der Frontplatte des Generators zugeordnet.

Eine genaue Berechnung der Thermostatenheizleistung unter Berücksichtigung des Schaltverhältnisses, der Wärmeleitung, -Strahlung und -Konvektion wurde nicht durchgeführt, weil beim Aufbau des Generators weder der endgültige Aufstellungsraum fest lag, noch die Umgebungstemperatur bekannt war. Die Heizwiderstände wurden daher so bemessen, daß sie am 220 V-Netz auch bei mäßiger Zimmertemperatur eine genügende Heizleistung abgeben können. Das genauere Einregeln des richtigen Wertes, der besonders für den Innenthermostaten wichtig ist, erfolgte später durch einen Reihenwiderstand im Heizkreis außerhalb des Thermostaten.

Die Temperatur des Innenthermostaten ist durch den Quarz auf $50,0^{\circ}$ C festgelegt. Der Thermostat enthält die gesamte Brückenschaltung mit Quarz und Drehkondensator. Der Quarz selbst ist zur Erreichung einer sehr großen Wärmezeitkonstanten in einem dickwandigen Aluminiumzylinder untergebracht, der auf einer Hartgewebepplatte befestigt ist. Diese Platte ist mit Schwingmetallfüßen auf der Grundplatte befestigt.

Der Drehkondensator kann bei Bedarf durch zwei kleine selbstanlaufende Synchronmotore, von denen der eine für Linkslauf, der andere für Rechtslauf dient, über ein stark untersetzendes Getriebe nachgestellt werden. Feste Parallelkapazitäten (TT u. ST) und Getriebeuntersetzung sind so gewählt, daß die Generatorfrequenz durch eine Motorenlaufzeit von 10 s um etwa 10^{-8} verändert werden kann. - Bei einer Umkehr der Drehrichtung tritt durch das Spiel im Getriebe ein erheblicher toter Gang auf.

Die Stellung des Drehkondensators kann von außen durch ein mehrstelliges Zählwerk abgelesen werden.

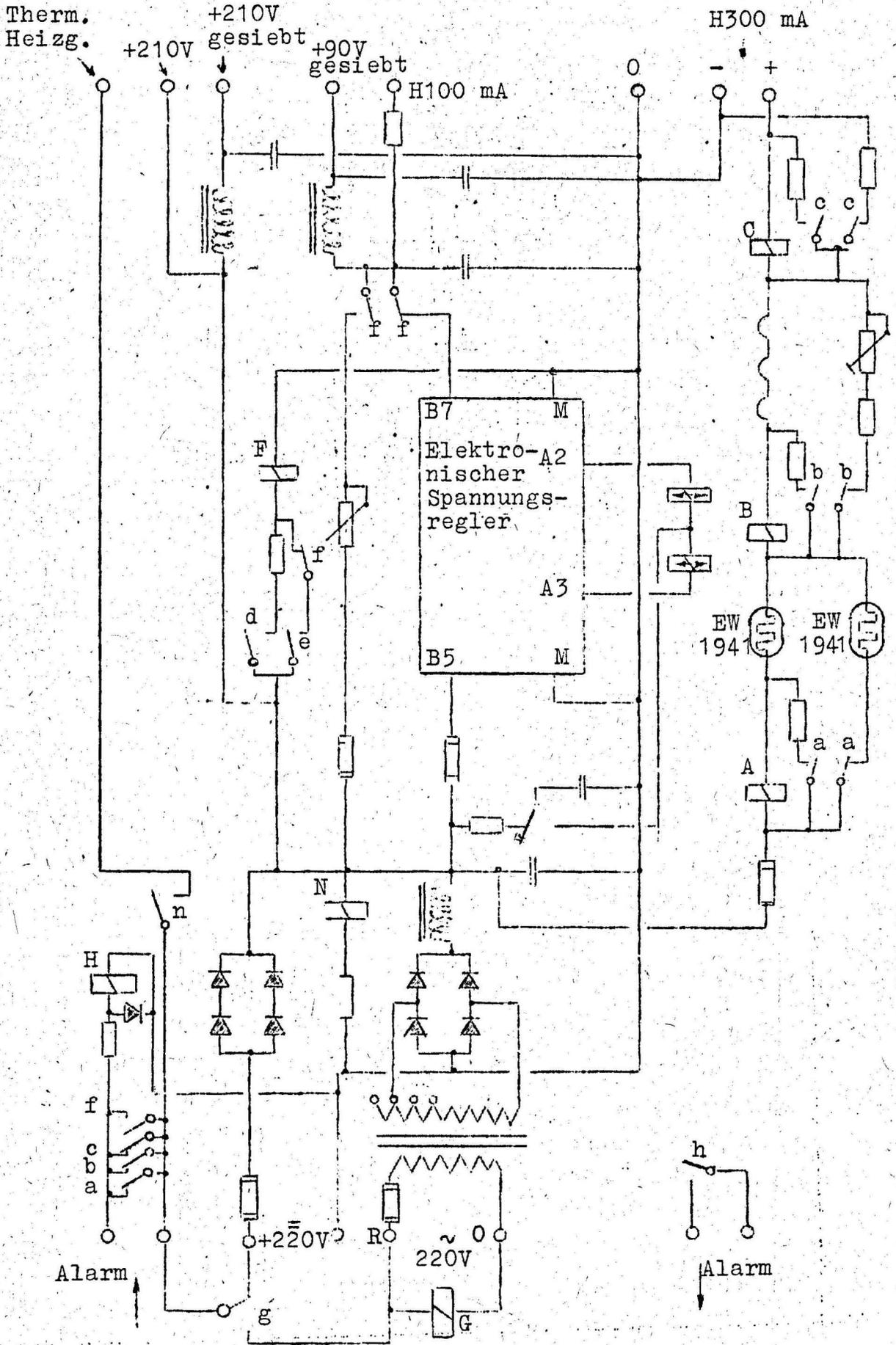
Zwei Endkontakte verhindern eine sonst mögliche Beschädigung des Drehkondensators in seinen beiden Endstellungen.

Um eine möglichst fehlerfreie mechanische Verbindung zwischen der Achse des Drehkondensators und der abgehenden Getriebeachse herstellen zu können, wurde auch das Getriebe mit den Kontakten des Endausschalters mit im Innenthermostaten untergebracht, während sich die beiden Antriebsmotore und der Schwingverstärker im Außenthermostaten befinden.

Durch den Schwingverstärker wird im Außenthermostaten eine Dauerheizleistung von $54 \text{ V} \cdot 100 \text{ mA} + 90 \text{ V} \cdot 15 \text{ mA} = 6.750 \text{ mW}$ aufgebracht. Um diese Leistung und die der Heizung für den Innenthermostaten mit Sicherheit nach außen abführen zu können und gleichzeitig noch eine Regelheizleistung für den Außenthermostaten zu ermöglichen, ergibt sich ein Maximalwert für die Schalttemperatur des Thermometers im Außenthermostaten. Um eine größtmögliche Sicherheit gegen eine hohe Umgebungstemperatur zu erhalten, sollte dieser Maximalwert möglichst wenig unterschritten werden.

Um diese recht kritische Temperatur experimentell ermitteln zu können, wurde eine Brückenschaltung aufgebaut, bei der ein Brückenzweig ein NTC-Widerstand und ein zweiter ein Drehpotentiometer war. An den Brückenausgang waren die beiden Steuergitter einer Doppeltriode gelegt, die über eine zweistufige Relaisschaltung den Heizkreis schalten konnte. Nachdem die Skala des Potentiometers mit Hilfe eines Quecksilberthermometers geeicht war, wurde diese Hilfsschaltung an den Außenthermostaten angeschlossen und die günstigste Schalttemperatur zu 41° C bestimmt. Für diesen Wert wurde das später eingebaute Thermometer bestellt.

Bei der Eichung dieser Hilfsschaltung wurde die Beobachtung gemacht, daß für die Heizung von Thermostaten die Anwendung von handelsüblichen Widerständen, bei denen das Widerstandsmaterial auf einem massiven Träger aus Keramik aufgebracht ist, mit dem erheblichen Nachteil verbunden ist, daß die in diesem Trägermaterial gespeicherte Wärmemenge die Temperaturschwankungen in unnötiger Weise vergrößert. Aus diesem Grunde wurden die Heizwiderstandesdrähte unter der Grundplatte des Außenthermostaten nahezu freitragend an den Oberseiten entsprechender Hartgeweblplatten angebracht.



Netzteil

Abb. 13

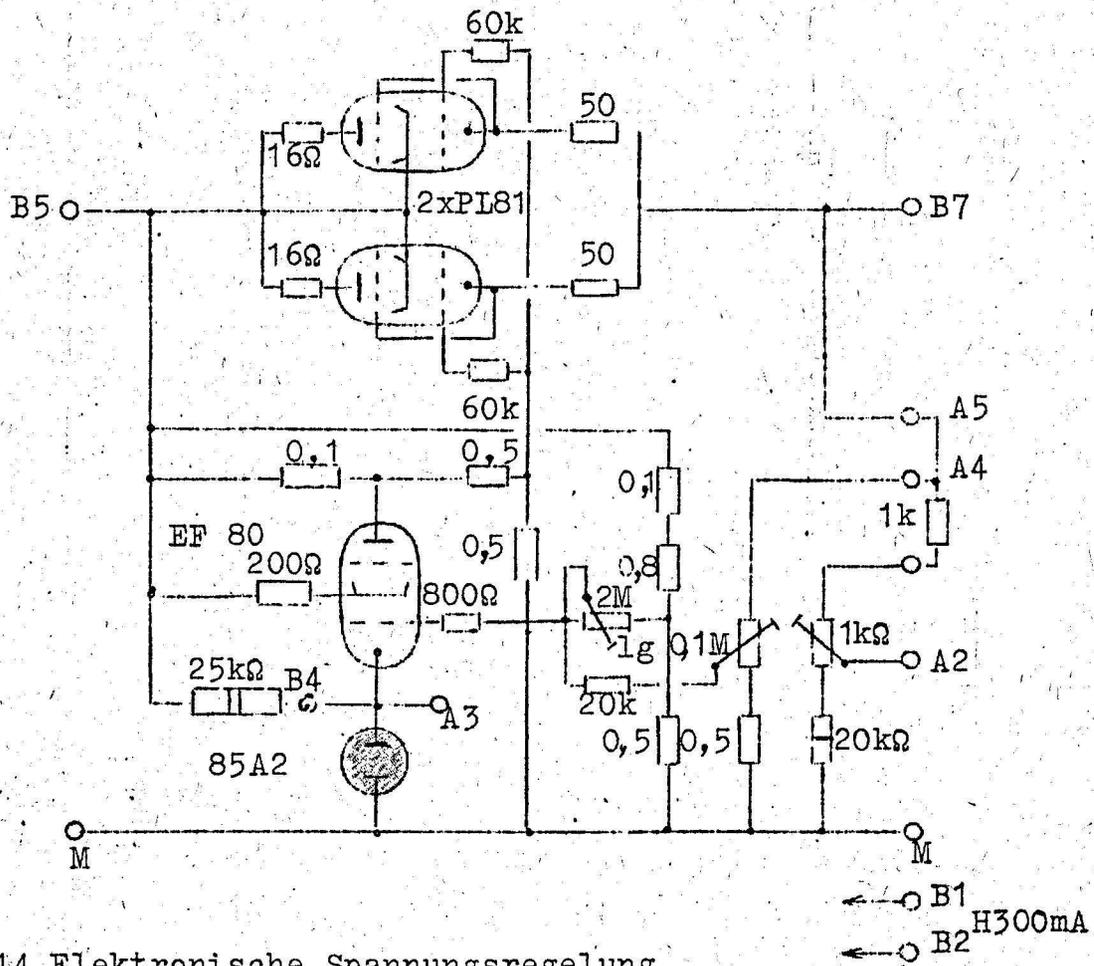


Abb. 14 Elektronische Spannungsregelung

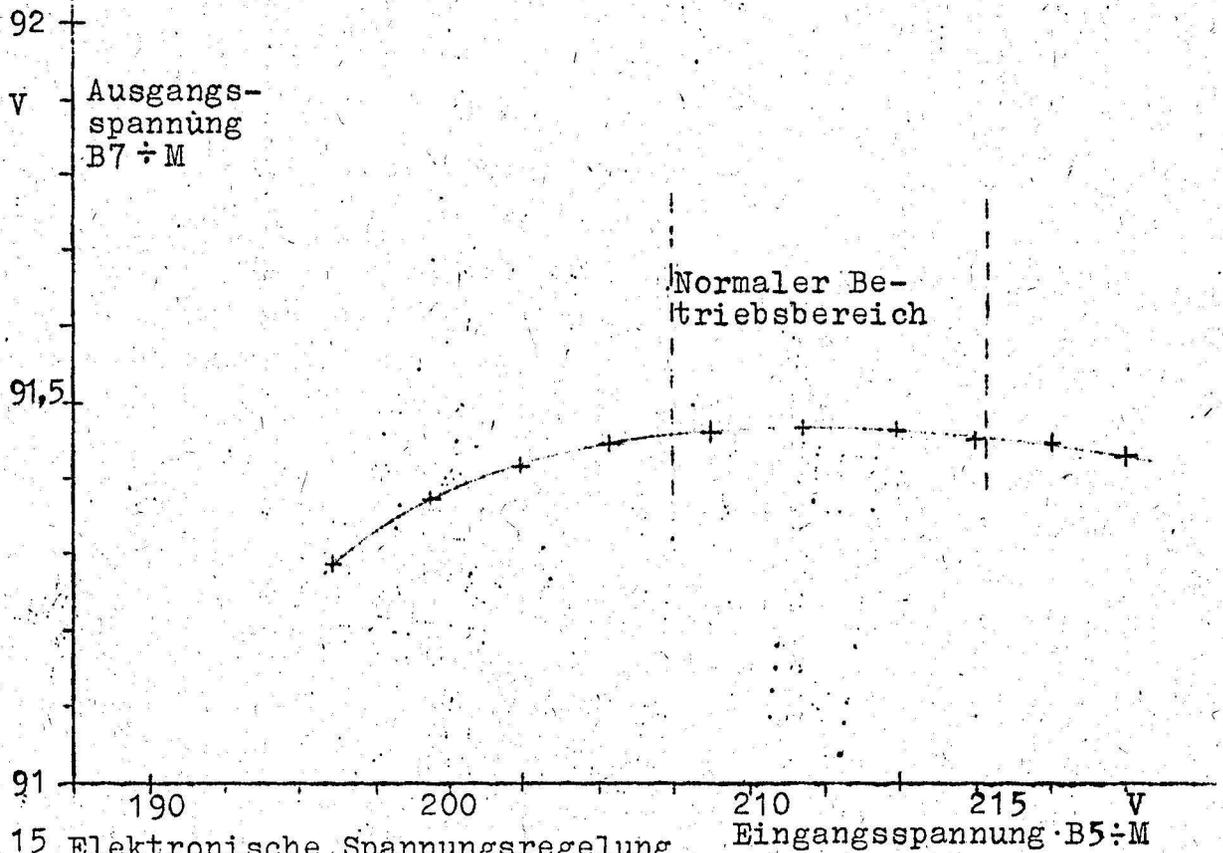


Abb. 15 Elektronische Spannungsregelung

Netzteil

Im Gegensatz zum alten Quarzgenerator, der im Normalfall am Wechselstromnetz arbeitet und nur bei Netzausfall auf das Gleichstromnetz umschaltet, wird beim neuen Generator ständig aus beiden Netzen Energie aufgenommen, im Normalfall etwa 60 % der gesamten Leistung aus dem Wechselstromnetz. Eine direkte Umschaltung erfolgt nur für die Heizleistung der Thermostaten und für die Versorgung der Alarmkontakte (Abb. 13).

Die am gemeinsamen Siebkondensator für beide Netze auftretende Spannung liegt normalerweise zwischen 208 und 210 V. In einem Heizkreis für 300 mA liegen daran die Heizfäden der beiden Endröhren, der beiden Thermostatschaltröhren und der drei Röhren des elektronischen Spannungsreglers in Reihe mit einem Eisen-Wasserstoff-Widerstand (1941). Drei Relais in diesem Heizkreis sorgen bei auftretenden Ausfällen für ein behelfsmäßiges Weiterarbeiten und für die Abgabe eines Alarmsignals.

Die Spannung am Siebkondensator liegt direkt als Betriebsspannung an den beiden Thermostatschaltröhren und gelangt außerdem über ein kleines Siebglied an die Anoden der beiden Endröhren.

Ein elektronischer Spannungsregler (Abb. 14) liegt eingangseitig ebenfalls am Siebkondensator. Er enthält als Regelröhren zwei parallelgeschaltete PL 81 mit einer EF 80 als Verstärker und einer 85 A 2 als Bezugsspannungsquelle. Da als Eingangsspannung nur ca. 210 V zur Verfügung stehen und die Ausgangsspannung bei 91 V liegen sollte, musste auch das Schirmgitter der Röhre EF 80 mit der unregelmäßigen Eingangsspannung verbunden werden. Wie die gemessene Regelkurve (Abb. 15) zeigt, ist die dadurch erfolgende Vorwärtsregelung erst in Verbindung mit einer zusätzlichen Vorwärtsregelung über das Steuergitter und der selbstverständlich vorhandenen Rückwärtsregelung optimal bemessen. Bei Eingangsspannung zwischen 204 V und 212 V ändert sich die Ausgangsspannung um weniger als 0,02 V. An diese Regelschaltung sind der Heizkreis 100 mA für 5 Röhren 18042, die Betriebsspannungen des

Schwingverstärkers und des Regelverstärkers sowie die Schirmgitter der beiden Endröhren angeschlossen.

Eine Reihe weiterer Relais, darunter zwei polarisierte zur Überwachung des Spannungsreglers, sorgen bei auftretenden Fehlern für behelfsmäßiges Weiterarbeiten und die Abgabe eines Alarmsignals.

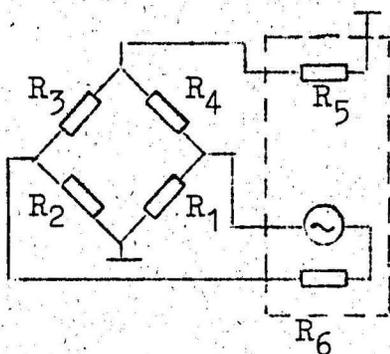
Nach dem Zusammenbau des Normalfrequenzgenerators traten noch zwei wesentliche Mängel auf. Einmal erregten sich in der elektronischen Regelschaltung des Netzteils kräftige UKW-Schwingungen, die durch entsprechende Dämpfungswiderstände an den parallel arbeitenden Längsröhren PL 81 beseitigt wurden. Außerdem trat häufig kurze Zeit nach dem Einschalten eine Erregung wilder Schwingungen in der Generatorschaltung ein, ein Zeichen dafür, daß die Eingangsspannung des breitbandigen Verstärkers zu dicht an der Rauschgrenze lag. Um hiergegen Abhilfe zu schaffen und gleichzeitig die Sicherung gegen eine gefährlich hohe Brückenspeisespannung bei einem möglichen Ausfall des Regelverstärkers zu verbessern, wurde der Kathodenverstärker etwas niederohmiger belastet. Damit wurde das Verhalten des Generators vollkommen stabil, allerdings etwas auf Kosten des Verstärker-Phasenwinkels. Zur Kontrolle der Quarzbelastung wurde die Spannung an der Kathode der Impedanzwandlerstufe mit einem selektiven Röhrenvoltmeter (Siemens-Ueberlagerungsempfänger) zu 3,4 mV gemessen. Damit wird die Brückenspeisespannung $\frac{3,4}{2,2} = 1,54$ mV, die Spannung am Quarz 0,77 mV. Bei einem Serienwiderstand von 24 Ω wird der Quarzstrom 32 μA und die Verlustleistung $2,47 \cdot 10^{-8}$ W.

Die in der folgenden Tabelle angegebenen Vergleichswerte wurden der Arbeit von A. S c h e i b e : "Die Quarzuhr als Frequenz- und Zeitnormal" in der ETZ (A) 76 (1955) s. 153 entnommen:

Institut	Schaltung	Quarz	Verlustleist.(W)
Post-Office (Engl.)	Meacham	GT-Platte	$5,6 \cdot 10^{-4}$
NBS (USA)	Meacham	GT-Platte	$7,5 \cdot 10^{-6}$
HHI Q2	verb.Meacham	GT-Platte	$2,5 \cdot 10^{-8}$
PTB P1	Pierce	PTB-Stab	$2,3 \cdot 10^{-6}$
PTB P2	Pierce	PTB-Stab	$6,3 \cdot 10^{-8}$

Diese Vergleichswerte der Verlustleistungen in Quarzen mit GT-Schnitt bei Verwendung der Meacham-Schaltung zeigen recht deutlich die durch die Schaltungserweiterung gewonnene Verminderung der Verlustleistung. Damit ist man aber einer noch sinnvollen unteren Grenze schon recht nahe gekommen, solange die Rauschgrenze nicht erheblich gesenkt werden kann (Röhrenrauschen, NTC 500 Ω). Eine weitere Verminderung der Brückenspannung müsste sonst mit einer Verminderung des Verstärkungsfaktors erkauft werden und würde dann den Vorteil der Brückenstabilisierung beeinträchtigen.

Mit den hier angegebenen Widerständen, die dem ausgeführten Gerät recht nahe kommen, ergibt sich die Abhängigkeit der sich erregenden Frequenz vom Phasenwinkel des Verstärkers zu:



- $R_1 = 24 \Omega$
- $R_2 = 25 \Omega$
- $R_3 = 500 \Omega$
- $R_4 = 500 \Omega$
- $R_5 = 10^5 \Omega$
- $R_6 = 50 \Omega$
- $Q = 10^6$ (= Quarzgüte)

mit

$$A = R_5(R_2R_3 - R_1R_4)$$

$$B = R_1R_4R_5$$

$$M = (R_1 + R_2)(R_3R_4 + R_5R_6) + (R_3 + R_4)(R_1R_2 + R_5R_6) + (R_5 + R_6)(R_1R_4 + R_2R_3) +$$

$$\begin{aligned} & +R_5 (R_1 R_3 + R_2 R_4) \\ & +R_6 (R_1 R_2 + R_3 R_4) \\ N = & R_4 (R_1 + R_3 + R_5) (R_2 + R_6) + R_1 R_4 (R_3 + R_5) \end{aligned}$$

$$u = \frac{M}{A} = 208,5$$

$$\frac{f-f_0}{f_0} = \frac{M \cdot \theta}{20(B/u + N)} = 1,99 \cdot 10^{-8} \theta$$

Da θ im Bogenmaß einzusetzen ist, heißt das also, daß ein Phasenwinkel von $5,7^\circ$ des Verstärkers die erzeugte Frequenz um $2 \cdot 10^{-9}$ ändert.

Für die Aufstellung des neuen Quarzgenerators wurde im Sommer 1959 in den Erdboden unterhalb des Lichtschachtes im vorderen Treppenhaus eine etwa 3 m tiefe Grube von 1,25 m \emptyset lichter Weite aus vorgefertigten Betonrohrstücken gebaut, die das ganze Jahr hindurch eine möglichst konstante Umgebungstemperatur - unabhängig vom Betrieb der Zentralheizung und den witterungsbedingten Schwankungen der Aussentemperatur - bieten sollte. Außer den notwendigen Leitungen für die Stromversorgung und den abgehenden HF-Kabeln gehört zur Installation eine mehrpolige Verbindung zu einem außerhalb der Grube angebrachten Schaltkasten, von dem aus die Motore zum Nachstellen der Frequenz geschaltet werden können sowie ein mehrpoliges Kabel zu einem Laborraum im 4. Stockwerk des Hauses, mit dessen Hilfe die Alarmkontakte, die Thermostatschaltzeiten, Schwankungen der Grubentemperatur u.a. überwacht werden können.

Aus den Erfahrungen der letzten Monate läßt sich sagen, daß die Grube die Erwartungen bezüglich der Temperaturkonstanz recht gut erfüllt; allerdings ist die Grenze der in das Erdreich abzuleitenden Wärmemenge mit dem Betreiben dieses einen Normalfrequenzgenerators bereits erreicht. Ein Versuch, den alten Generator noch mit in der Grube zu betreiben, war nach einigen Tagen dadurch zum Scheitern verurteilt, daß die Grubentemperatur auf Werte über 35° C anstieg. Dadurch wurde das ordnungsmäßige Arbeiten der Thermostaten gestört und eine Frequenzverwerfung $> 10^{-8}$ war die Folge. Nach dem Ausbau des zweiten Generators und dem Auskühlen der Grube traten bald wieder normale Verhältnisse ein.

Unmittelbar nach der Inbetriebnahme des neuen Normalfrequenzgenerators Ende Oktober 1959 zeigte sich in den ersten Wochen des Novembers beim Vergleich gegen die Trägerfrequenzen der Normalfrequenzsender der Staatsinstitute DCF 77, MSF und GBR eine durchschnittliche tägliche Frequenzzunahme zwischen $1,0$ u. $0,9 \cdot 10^{-9}$, die sich bis Ende April 1960 auf einen Wert von $0,58 \cdot 10^{-9}$ verringert hat. und Ende 1960 etwa $0,35 \cdot 10^{-9}$ betrug. Die täglich gemessenen Abweichungen von diesen Durchschnittswerten liegen bei den Sendern DCF 77 und GBR fast ausnahmslos unter $\pm 4 \cdot 10^{-10}$ und setzen sich aus den wirklichen Unregelmäßigkeiten der Quarzfrequenz und den Einflüssen der Ausbreitung beim drahtlosen Vergleich zusammen. Dieser letzte Punkt macht sich besonders stark beim Vergleich gegen den Sender MSF bemerkbar, da hierbei täglich nur eine Stunde als Messzeit zur Verfügung steht. Das Ergebnis des drahtlosen Frequenzvergleiches gegen die Trägerfrequenz 16 kHz des Senders GBR für die Zeit von Mitte Juni bis Anfang August 1960 zeigt die Abb. 16. - Am 1. Juli wurde die eigene Normalfrequenz nachgestellt. -

Ueber den Verlauf der mittleren täglichen Frequenzzunahme (Alterung), der dem Differentialquotienten der Frequenzabweichung entspricht, liegen bisher die in der Abb. 17 dargestellten Werte vor. Sie lassen sich durch eine exponentiell abfallende Kurve mit einer Zeitkonstanten von etwa 13 Monaten annähern.

Zur weiteren Verbesserung des Gebrauchswertes der Normalfrequenz wurde in den letzten Monaten ein Gerät aufgebaut und Mitte Dezember 1960 in Betrieb genommen, das es mit Hilfe eines Phasendrehsystems gestattet, Frequenzabweichungen von max. $\pm 1,8 \cdot 10^{-8}$ und die tägliche Frequenzzunahme in linearer Näherung zu kompensieren. Mit Hilfe dieses Gerätes, über das noch gesondert berichtet werden soll, kann erreicht werden, daß die Normalfrequenz in einer Zeitspanne von z.Z. ca. 8 Wochen (bis zum Nachstellen der Quarzfrequenz) eine Konstanz von besser als $1 \cdot 10^{-9}$ einhält.

August

Juli

Juni 1960



Abb. 16 Frequenzvergleich HHI Qu. II gegen GBR 16.00 kHz Trägerfreq

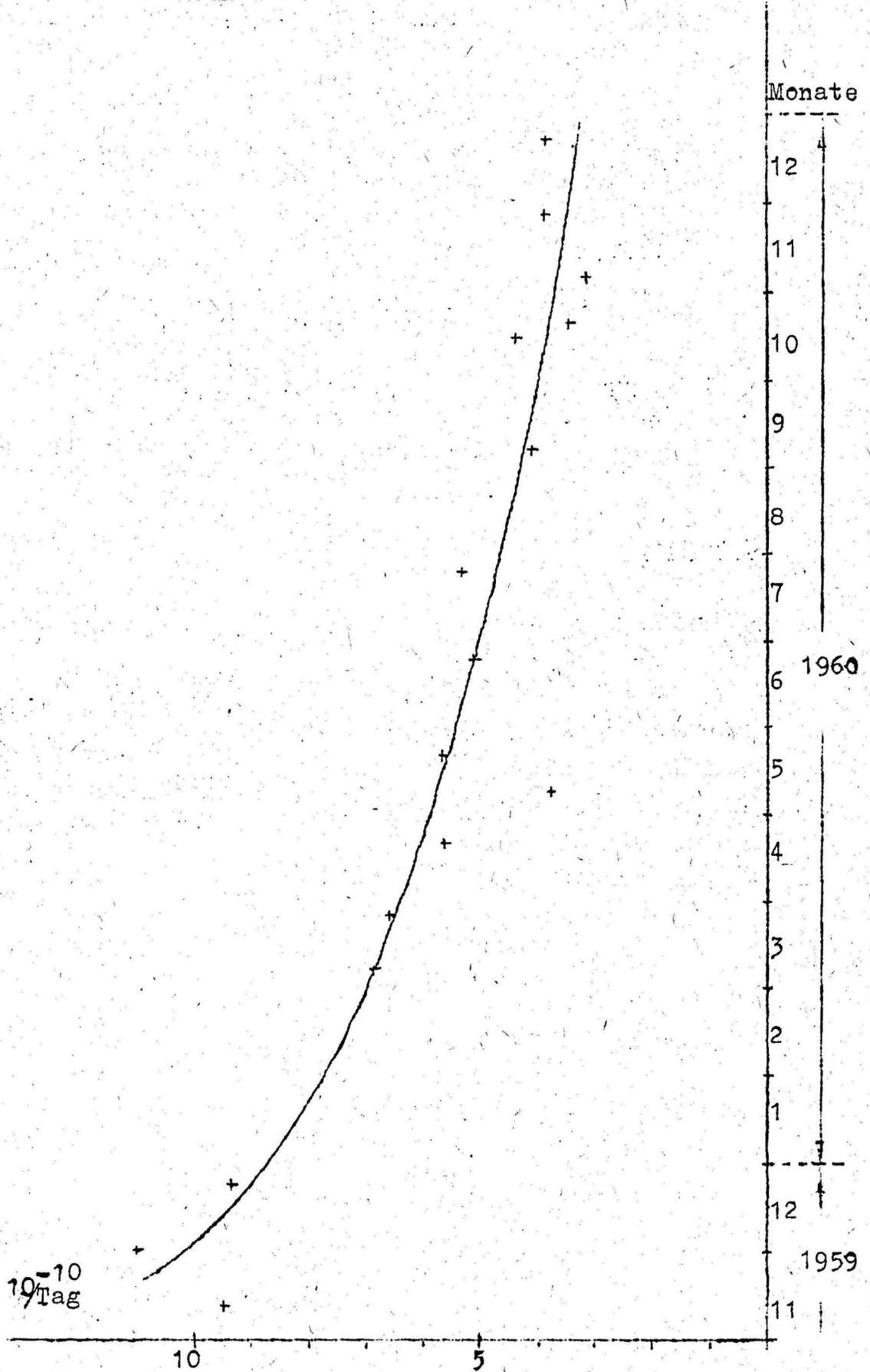


Abb. 17 Mittlere tägliche Frequenzzunahme

L i t e r a t u r h i n w e i s e

- 1 AWENDER Zum gegenwärtigen Stand der Schwing-
quarztechnik.
NTZ 11 (1958), S. 225

- 2 SCHEIBE,
ADELSBERGER,
BECKER, OHL,
SÜSS Konstruktion und Leistung neuer Quarz-
uhren der PTB
Zeitschr. f. angew. Physik 8 (1956)
S. 175...183

- 3 MEACHAM The Bridge Stabilized Oszillator
Bell System Techn. Journal,
Vol. 17 Nr. 4, Oct. 1938

- 4 AWENDER,
SANN Handbuch für Hochfrequenz- und Elek-
trotechniker, II. Band, S. 211

Nachtrag:

Seit dem letzten Nachstellen der Frequenz am 31.1.61 hat sich die tägliche Frequenzzunahme (Alterung) auf einen über 50 Tage gemittelten Wert von $1,81 \cdot 10^{-10}$ verringert. Weitere Veränderungen, die in einem ursächlichen Zusammenhang mit der plötzlichen Verringerung der Alterung stehen, konnten nicht festgestellt werden.

24.3.61