HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 57

Kontinuierlicher Phasenschieber zur Kompensation der Frequenzabweichung und Alterung der Normalfrequenzanlage des HHI

von

Dipl.-Ing. H. UTECH
Dipl.-Ing. J. ZAHN

Berlin
1961

Technischer Bericht Nr. 57

Kontinuierlicher Phasenschieber zur Kompensation der Frequenzabweichung und Alterung der Normalfrequenzanlage des HHI

Zusammenfassung

Es wird ein Gerät beschrieben, das es ermöglicht, eine stetige Frequenzzunahme einer Normalfrequenz (f_o = 100 kHz) auszugleichen. Das Gerät arbeitet mit einem induktiven Goniometer als Phasenschieber. Die damit erzielbare kontinuierliche Phasenverschiebung ermöglicht eine Frequenzänderung um $\pm 1{,}85.10^{-8}.f_o$, die Aenderungsgeschwindigkeit kann zwischen $0{,}38.10^{-9}$ und $0{,}12.10^{-9}$/Tag variiert werden; eine Erweiterung des Bereiches nach niedrigeren Werten hin ist möglich. Die größte Abweichung des Phasenwinkels vom linearen Verlauf beträgt $\pm$ 0,35°, was einer Frequenzschwankung von maximal $1{,}5.10^{-10}.f_o$ an den Grenzen des Verschiebungsbereiches entspricht; die mechanisch bedingte Ungenauigkeit der Frequenzverschiebung liegt bei 1.10^{-11}.

Der Antrieb des Goniometers erfolgt durch einen selbstanlaufenden Synchronmotor über ein zweifaches Reibradgetriebe.

Die Bearbeiter

gez. Utech
(Dipl.-Ing. H. Utech)

gez. Zahn
(Dipl.-Ing. J. Zahn)

Der Abteilungsleiter
gez. Gundlach
(Prof.Dr.-Ing.F.W. Gundlach)

Der Institutsdirektor
gez. Gundlach
(Prof.Dr.-Ing.F.W. Gundlach)

Berlin-Charlottenburg, den 2. Oktober 1961

1. Einführung

In /1/ wurde über den neuen Normalfrequenzgenerator des HHI berichtet; u.a. werden dort der Frequenzvergleich gegen den Sender GBR und die mittlere tägliche Frequenzzunahme im Diagramm dargestellt. Der Verlauf der alterungsbedingten mittleren täglichen Frequenzzunahme kann durch eine exponentiell abfallende Kurve mit einer Zeitkonstanten von etwa 13 Monaten angenähert werden.

Anfang Mai 1961 betrug die durchschnittliche tägliche Frequenzzunahme etwa $0{,}2.10^{-9}$. Bei Erreichen einer Frequenzabweichung von max. $+ 1{,}5.10^{-8}$ wird die Normalfrequenz auf die Abweichung $- 1{,}5.10^{-8}$ nachgestellt.

Durch das nachfolgend beschriebene Phasendrehsystem wird die Frequenzabweichung und die tägliche Frequenzzunahme in linearer Näherung kompensiert. Damit wird erreicht, daß die Normalfrequenz in der Zeitspanne bis zur Nachstellung eine Konstanz von wenigen 10^{-10} einhält.

Das Gerät wurde als Diplom-Arbeit, eingereicht am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Berlin, entwickelt /2/.

2. Anforderungen und Wirkungsweise des Phasenschiebers

2.1 Theoretische Betrachtungen

Geht man vom zeitlichen Verlauf der von der Normalfrequenzanlage gelieferten Spannung aus, so zeigt es sich, daß zum Ausgleich einer festen Frequenzverschiebung ω der Phasenwinkel durch das Phasendrehsystem eine Aenderung $d\varphi/dt = \text{const.}$ erfahren muß. Zur Kompensation des linearen Anteils der Frequenzänderung muß $d^2\varphi/dt^2 = \text{const.}$ sein.

Da die zeitliche Frequenzänderung sehr klein ist, soll für die folgende Betrachtung ω als konstant angenommen werden. Infolge mechanischer Drehzahlschwankungen und auch elektrischer Einflüsse tritt ein Phasenfehler auf, der von der jeweiligen Winkelstellung des Phasenschiebers abhängt. Es ist $\Delta\varphi = \Delta\varphi(\vartheta)$ und da $\vartheta = \vartheta(t)$, ist auch $\Delta\varphi = \Delta\varphi(t)$. Wie in Abs.

5.2 gezeigt wird, weist $\Delta\varphi(\vartheta)$ einen periodischen Verlauf auf, der in einfachster Form durch $\Delta\varphi = \Delta\hat{\varphi}.\cos 2\omega t$ beschrieben werden kann.

Dieser periodische Phasenfehler ist für die Frequenzverschiebung insofern von Bedeutung, da er eine Frequenzmodulation hervorruft. Nimmt man einen maximalen Phasenfehler von $\Delta\varphi_{max} = 1^{\circ}$ an, so ergibt sich bei maximaler Frequenzverschiebung von $1{,}5.10^{-8}.f_o$ eine Schwankung von $\Delta f/f_o \approx 5.10^{-10}$. Bezogen auf die jeweilige Verschiebungsfrequenz bedeutet dies 3,5 %.

Es muß versucht werden, die Frequenzschwankung, deren Ursachen in Abs. 4 näher untersucht werden, unter diesem gerade noch zulässigen Wert zu halten.

2.2 Praktische Ausführung

Die Funktion einer Anlage, die die gewünschte Phasenverschiebung erzeugt, sei an Hand der Abb. 1 beschrieben.

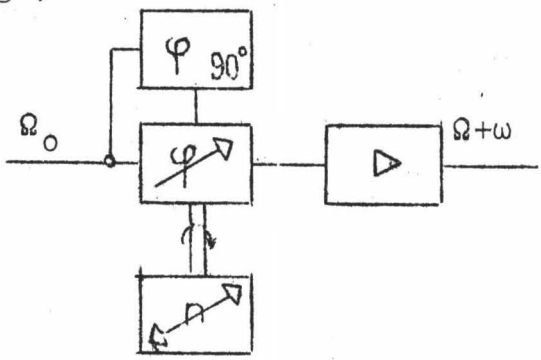


Abb.1: Prinzip des kontinuierlichen Phasenschiebers

Der Kern dieser Anlage ist ein Phasenschieber, mit dessen Hilfe sich die Phase der Eingangsspannung kontinuierlich im Bereich von $0^{\circ}...360^{\circ}$ verschieben läßt.

Der Phasenschieber erzeugt über die 90°-Schaltung+) ein rotationssymmetrisches Drehfeld, das in geeigneter Weise durch einen sich in diesem Feld befindlichen Rotor abgetastet wird. An ihm kann die phasenverschobene Spannung abgenommen werden, die anschließend wieder auf die ursprüngliche Amplitude verstärkt wird.

+) Die Speiseschaltung ist vom Aufbau des Stators des Phasenschiebers abhängig; auch andere, wie z.B. 120°-Anordnungen sind möglich.

Wird der Rotor mechanisch mit einer konstanten Drehzahl angetrieben, so erhält man die gewünschte Frequenzverschiebung $\omega = d\varphi/dt = \text{const.}$ Zum Ausgleich der alterungsbedingten Frequenzzunahme ist es erforderlich, daß die Antriebsdrehzahl des Phasenschiebers kontinuierlich verändert wird. Da die Quarzfrequenz zunimmt, muß die Drehzahlcharakteristik negativ sein. Die Frequenzzunahme erfolgt zwar exponentiell, sie kann jedoch in dem interessierenden Zeitabschnitt mit sehr guter Näherung als geradlinig angenommen werden. Erreicht die Frequenz f_o die obere zulässige Abweichung von $+ 1{,}5.10^{-8}$, so wird die Quarzfrequenz auf den Wert $- 1{,}5.10^{-8}$ nachgestellt. Für den mechanischen Antrieb ergeben sich daher folgende Anforderungen:

Bei Annahme, daß der elektrische Drehwinkel des Phasenschiebers gleich dem mechanischen Drehwinkel ist, also

$$1 \text{ Umdrehung} \triangleq (2\pi)_{el} \triangleq (360^o)_{mech},$$

ergibt sich für die erforderliche Antriebsdrehzahl des Phasenschiebers (n_{ph} = Antriebsdrehzahl des Antriebssystems)

$$n_{ph} = 1{,}5.10^{-8}.10^{5}.60 \quad \text{min}^{-1}$$

$$n_{ph} = 90.10^{-3} \quad \text{min}^{-1}$$

da 1 Umdr/sec $\triangleq$ 1 Hz.
Diese Drehzahl muß sich so verändern lassen, daß damit eine Frequenzänderung von $0{,}1...0{,}4.10^{-4}$ Hz pro Tag erzielt werden kann. Dies besagt, daß sich n_{ph} um

$$6...24.10^{-9} \frac{\text{min}^{-1}}{\text{Tag}}$$

ändern muß. Die Richtung der Aenderung muß so gewählt werden, daß damit eine Frequenzzunahme kompensiert werden kann. Bei positiver Abweichung müssen Drehrichtung des elektrischen Feldes im Phasenschieber und mechanische Drehrichtung des Rotors entgegengesetzt sein, bei negativer Abweichung gleich.

Die Drehzahl muß sich von $- 90.10^{-3}$ U/min über Null nach $+ 90.10^{-3}$ U/min ändern lassen, wobei die Vorzeichen auf die elektrische Drehrichtung des Phasenschieber-Drehfeldes bezogen sind.
Bei Nachregelung der Quarzfrequenz ist auch die Antriebsdrehzahl des Phasenschiebers entsprechend zu korrigieren.

Für die zeitliche Konstanz der Drehzahl gilt, daß die Forderung nach maximal zulässiger Frequenzabweichung laut Abs. 2.1 erfüllt wird. Unter der Annahme, daß der Hauptanteil des Phasenfehlers durch die elektrische Anordnung verursacht wird, darf somit für das mechanische Antriebssystem nur eine so große Drehzahlschwankung zugelassen werden, daß die dadurch verursachte Phasenschwankung klein gegen die elektrisch erzeugte Abweichung ist, sofern sich diese Bedingung ohne Schwierigkeiten erfüllen läßt (s. hierzu Abs. 4.2). Es muß ferner beim Aufbau des Antriebssystems berücksichtigt werden, daß die Anlage im Dauerbetrieb arbeiten soll.

Weiterhin sollen nun die Anforderungen an das elektrische System umrissen werden, Einzelheiten darüber sind den entsprechenden späteren Abschnitten zu entnehmen.

Die elektrische Anordnung besteht aus dem Phasenschieber mit der zur Drehfelderzeugung notwendigen 90°-Schaltung und dem anschließenden Verstärker.

Der Phasenschieber muß eine hohe Winkeltreue besitzen, da Schwankungen des Phasenwinkels bei konstanter Aenderung des räumlichen Winkels zu einer Frequenzschwankung führen. Solche Schwankungen können einmal durch das Drehfeld des Phasenschiebers, zum anderen durch eine Phasenwinkelabweichung der 90°-Schaltung von $\varphi_{90} = 90^{\circ}$ verursacht werden, die laut Abs. 4.12 eine gleichgroße Phasenschwankung zur Folge hat.

Die Bauelemente der elektrischen Anordnung sind so auszuwählen, daß Temperaturschwankungen von etwa $\pm 15^{\circ}$ C und Alterungserscheinungen keinen wesentlichen Einfluß auf die Phasenlage haben. Dies gilt besonders für die Schwingkreiselemente des selektiven Verstärkers.

Ist die dem Gerät angebotene Spannung oberwellenhaltig, so verringert sich ausgangsseitig der Störabstand, da die Oberwellen verstärkt über das Goniometer gelangen (vgl. Abs. 3, Gl. 3). Daher ist eingangsseitig ein Tiefpaß vorgesehen.

Eine Gesamtansicht der Anlage zeigt Abb. 2.

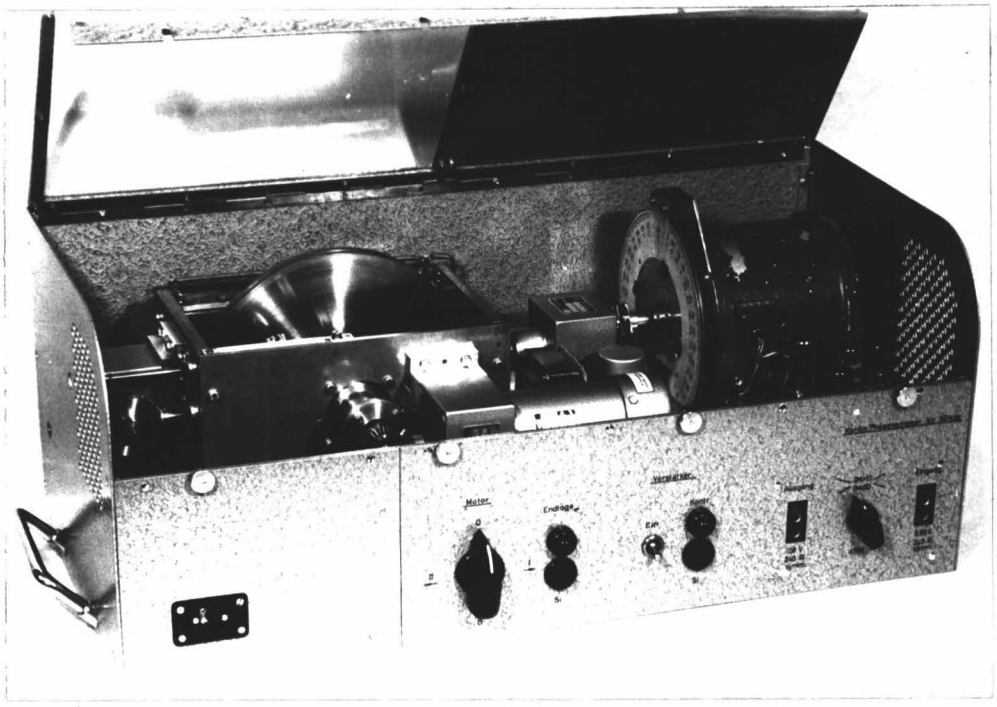


Abb.2: Gesamtansicht der Anlage

3. Phasenschieber für $\Delta\varphi = 360^{\circ}$

Die Aufgabe, die Phase einer gegebenen Spannung um Winkel von $0...360^{\circ}$ kontinuierlich zu verschieben und damit eine Frequenzänderung zu erzielen, läßt sich mit dem aus der Funkpeilung seit langem bekannten Goniometer lösen.
Der Grundgedanke ist hierbei, daß zwei räumlich um 90° versetzten Erregersystemen zeitlich um 90° verschobene Spannungen oder Ströme zugeführt werden und somit ein rotationssymmetrisches Drehfeld erzeugt wird, daß man auf geeignete Weise abtastet. Hierfür kann grundsätzlich sowohl das elektrische wie auch das magnetische Feld verwendet werden.
Bei dem mit einem elektrischen Feld arbeitenden kapazitiven Goniometer (/4/) werden 4 jeweils um 90° phasenverschobene Spannungen $\mathcal{U}_1$ bis $\mathcal{U}_4$ je einem Statorplattensatz eines als Plattenkondensator ausgeführten Drehkondensators zugeführt (Abb.3).

Die Statorplatten sind räumlich um 90° versetzt. Als Gegenelektrode dient eine drehbare Rotorplatte, über die ein Strom zum Außenwiderstand R_a fließt, der anteilig von den 4 Spannungen gespeist wird. Die Platten sind so zu dimensionieren, daß der Phasenwinkel linear vom Drehwinkel des Rotors abhängt und daß die Amplitude der Spannung $\mathcal{U}_a$ unabhängig vom

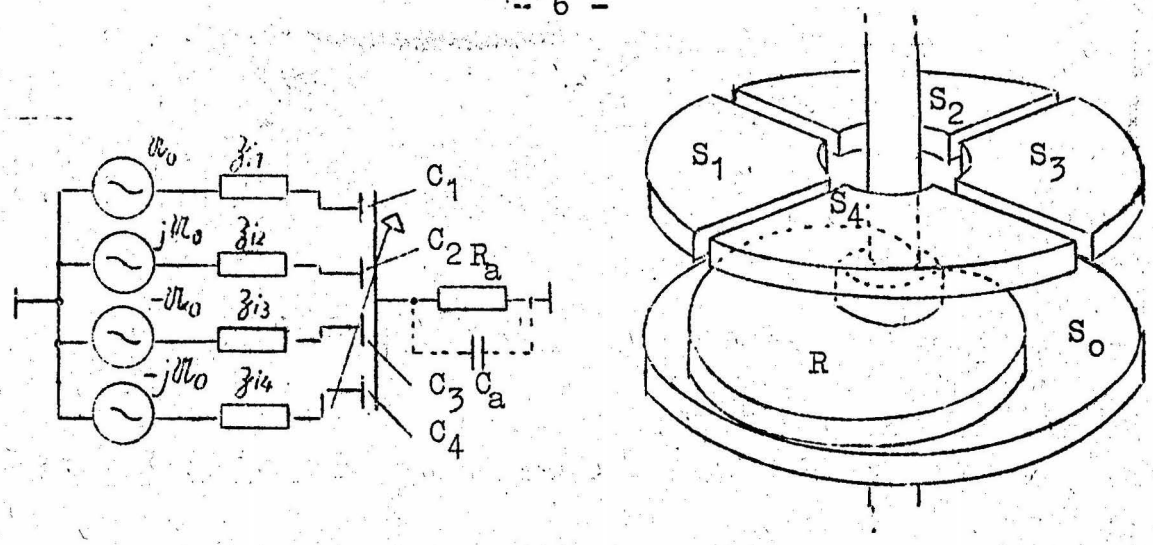


Abb.3: Ersatzbild und Aufbau eines kapazitiven Goniometers

Phasenwinkel ist. Dies ist bei den geringen Kapazitäten (Größenordnung pF) mit großen Schwierigkeiten verbunden.

Bei dem mit dem magnetischen Feld arbeitenden induktiven Goniometer bestehen die Erregersysteme aus zwei orthogonalen Spulenpaaren, die ebenfalls mit zeitlich um 90° gegeneinander verschobenen Strömen gespeist werden. Das hierdurch gebildete resultierende magnetische Drehfeld muß rotationssymmetrisch sein. Es induziert in einer räumlich um 360° drehbaren Rotorspule eine Spannung, die gegenüber der Eingangsspannung eine dem räumlichen Drehwinkel proportionale Phasenverschiebung aufweist.

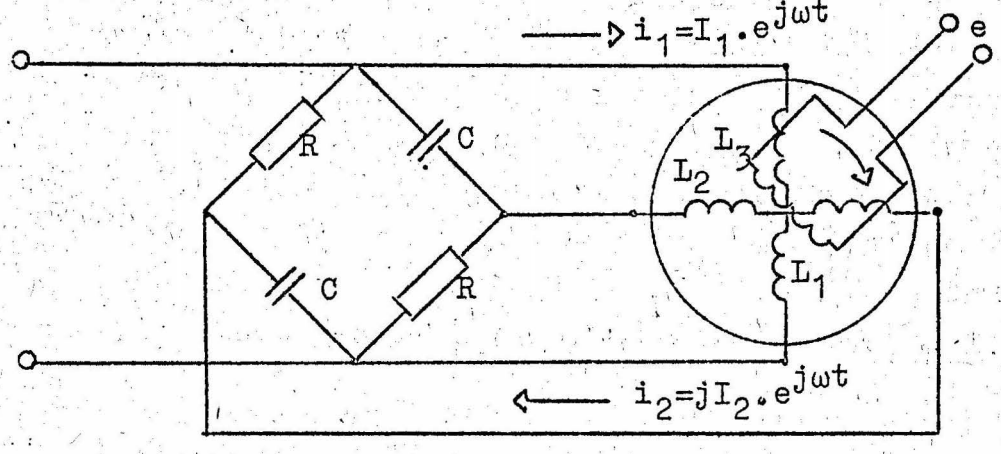


Abb.4: Induktive Goniometeranordnung

Die die Spulenpaare durchfließenden Ströme (Abb.4) erzeugen zwei senkrecht aufeinander stehende Magnetfelder, die die Rotorspule L_3 durchsetzen. Jedes Spulenpaar induziert anteilig in der Spule L_3 eine EMK:

$$e_1 = -M_1 . \sin \vartheta . \frac{di_1}{dt} \qquad (1)$$

$$e_2 = -M_2 . \sin (\vartheta + 90^\circ) . \frac{di_2}{dt} \qquad (1a)$$

Die gesamte EMK e ist dann

$$e = e_1 + e_2 = -M_1 . \sin \vartheta . j . \omega I_1 . e^{j\omega t} + M_2 . \cos \vartheta . \omega . I_2 . e^{j\omega t} \qquad (2)$$

Setzt man voraus, daß infolge der symmetrischen Konstruktion $M_1 = M_2 = M$ ist und sind die Amplituden der Speiseströme $I_1 = I_2 = I$, so erhält man

$$e = E . e^{j(\omega t - \vartheta)} \qquad (3)$$

Diese Gleichung zeigt, daß räumlicher Drehwinkel und Phasenwinkel proportional sind; der Bereich erstreckt sich von 0 bis 2π, da die Rotorspule um 360° gedreht werden kann. Gl. (3) zeigt auch, daß die in der Rotorspule induzierte Spannung e ebenfalls einen sinusförmigen Verlauf aufweist. P ä s l e r hat in /6/ nachgewiesen, daß auch bei beliebiger Belastung der Rotorspule die Spannung am Verbraucher stets sinusförmig vom Drehwinkel abhängt. Als Ergänzung zu den goniometrischen Phasenschiebern sei noch das Kreispotentiometer erwähnt /3/. Ebenso wie beim goniometrischen Phasenschieber wird hier ein Ringwiderstand an 4 um 90° versetzten Punkten mit zeitlich um 90° verschobenen Spannungen gespeist. Wird der Abgriff des Potentiometers gedreht, so ändert sich die Phase der Ausgangsspannung proportional dem Drehwinkel. Von großem Nachteil ist bei dieser Anordnung, daß die Amplitude der Ausgangsspannung sich mit dem räumlichen Drehwinkel ϑ ändert. Ihre Maxima liegen an den Speisepunkten.

4. Aufbau eines Phasenschiebers mit induktivem Goniometer

Der Aufbau entspricht der Prinzipdarstellung in Abb.1. Ein drehzahlvariabler Antrieb treibt einen Phasenschieber, der über eine Speiseschaltung die Eingangsspannung zugeführt bekommt. Am Ausgang eines selektiven Verstärkers kann die phasenverschobenen Spannung abgenommen werden.

4.1 Elektrischer Teil

4.11 Das Goniometer

Als Phasenschieber wird ein induktives Goniometer verwendet, das von Telefunken für ihren Peiler "Telegon" entwikkelt wurde.

4.111 Aufbau /5/

Das "Telegon"-Goniometer ist ein Eisenkäfiggoniometer. Auf dem Eisenrotor ist die Suchspulenwicklung aufgebracht, die nur aus wenigen Windungen besteht. Zur Erzielung der erforderlichen Betriebsinduktivität für den Langwellenbereich muß der Rotor daher eine hohe Permeabilität besitzen. Der Rotor mit der Rotorspule ist von dem Statorwicklungsträger umgeben, der die orthogonal zueinander angeordneten Statorspulen trägt. Durch diese Anordnung ist es möglich, hohe Kopplungsgrade bis maximal k = 90 % zu erreichen.

An die Ausführung der Wicklungen sind hohe Anforderungen zu stellen, da eine Abweichung vom sinusförmigen Kopplungsverlauf die Genauigkeit der Peilwinkelanzeige beeinflußt. Dies gilt auch für die Verwendung als Phasenschieber, da, wie in Abs. 2.1 gezeigt wurde, die Winkeltreue die Phasenschwankung bestimmt. Hohe Winkeltreue (nach /5/ beträgt der Fehler beim "Telegon"-Goniometer max $\pm$ 0,15°) wird durch absolute magnetische Rotationssymmetrie und genaue Zentrierung des Rotors und symmetrische Anordnung der Statorspulenhälften, sowie durch völlige Entkopplung der beiden räumlich um 90° versetzten Feldspulen und kapazitive Entkopplung zwischen Rotorspule und Feldspulen erreicht.

Der Rotor trägt für Peilzwecke zwei ebenfalls orthogonal zueinander angeordnete Wicklungen, von denen für den Phasenschieber nur eine verwendet wird, die andere bleibt offen. Die Wicklungsenden der Rotorspule führen zu einer Schleifringanordnung. Der fünfte Schleifring, der in der Mitte sitzt, dient zur kapazitiven Symmetrierung und liegt mit seinem äußeren Anschluß an Masse.

Die Eigendämpfung der Wicklung wird durch das Masseeisen bestimmt. Um die Zusatzdämpfung möglichst klein zu halten, wurde das Gehäuse reichlich bemessen. Es besitzt an der Stelle, an der es die Wicklungen umschließt, vollkommene Rotationssymmetrie. Fertigungstechnisch läßt sich große

elektrische Winkelübertragungsgenauigkeit nur durch große mechanische Präzision erreichen. Der Rotor läuft in Kugellagern mit extrem kleinem Lagerspiel. Die Lagerschalen sind im Gehäuse angebracht, die gleichzeitig den Statorkörper durch Halteringe halten.

Weiterhin sitzt auf der nach außen geführten Rotorachse eine Kreisskala mit 2 um 180° versetzten Gradeinteilungen. Der Abstand von Grad zu Grad beträgt 1,5 mm, so daß mittels des feststehenden Doppelstrichzeigers auf etwa 1/10° genau abgelesen werden kann.

4.112 Goniometerfehler

Zur Bestimmung der Orthogonalität der beiden Spulenpaare werden diese abwechselnd gespeist und jeweils die Rotorspule auf minimalen Ausschlag eines angeschlossenen Galvanometers gedreht. Die Ablesung der Stellung erfolgt an der Kreisskala. Zur genaueren Bestimmung des Minimums ist es zweckmäßiger, nicht die Rotorstellung bei völliger Entkopplung der Spulen zu bestimmen, sondern je einen Wert rechts und links davon, bei denen gerade ein spürbarer gleichgroßer Ausschlag auftritt, und diese Werte zu mitteln. Die so durchgeführte Messung ergab eine Abweichung der Orthogonalität von 0,2°.

Zulässig ist diese Bestimmung des Minimums nur, wenn der Feldverlauf zu beiden Seiten des Minimums symmetrisch ist. Im Fall einer Unsymmetrie ergibt sich ein Meßfehler. Dieser Fall tritt aber nur dann auf, wenn die Goniometerfelder eine größere Inhomogenität aufweisen.

Die Homogenität der Goniometerfelder wirkt sich ebenfalls auf die Phasengenauigkeit aus.

Im allgemeinsten Fall ist die in der Rotorspule induzierte Spannung proportional der Gegeninduktivität M zwischen Stator- und Rotorspule. Wie aus den Ausführungen in Abs. 3 hervorgeht, ist zur Erzielung einer drehwinkelproportionalen Phasenverschiebung ein sinusförmiger Verlauf der Gegeninduktivität erforderlich ($M(\vartheta) = M.\sin\vartheta$).

Weicht der Feldverlauf vom sin-Verlauf ab, so ergeben sich Phasenabweichungen und bei Drehung mit konstanter Winkelabweichung entsprechende Phasenschwankungen.

Vom Hersteller des Goniometers wird eine Winkeltreue von $\pm$ 0,15° angegeben /5/.

4.12 Die Speiseschaltung

4.121 Allgemeines

Die Speiseschaltung hat die Aufgabe, die zur Erzielung eines rotationssymmetrischen Feldes notwendigen zwei elektrisch um 90° gegeneinander verschobenen Ströme zu erzeugen, sowie die Statorspulen an den Ausgang der Normalfrequenzanlage bzw. Verteilerverstärkers anzupassen.

Die vom Verteilerverstärker gelieferte Spannung beträgt 0,65 V symm. an 240 Ω.

Da die Induktivität der Statorspulen 23,3 µH beträgt, was bei 100 kHz einem induktiven Widerstand von 14,5 Ω entspricht, ist nicht nur ein Netzwerk zur 90°-Verschiebung erforderlich, sondern es muß auch die Spule, die die nichtverschobene Spannung zugeführt bekommt, an den Verstärkerausgang angepaßt werden.

Für die Lösung dieser Aufgabe stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung.

Eine von Ihnen wäre die, daß die Speisung des Goniometers über Katodenfolger erfolgt, wobei die 90°-Phasendrehung des einen Zweiges ebenfalls durch ein Röhrensystem erzielt wird. Der große Nachteil und Grund der Nichtverwendung einer solchen Schaltung ist, daß die Röhren einer Alterung unterworfen sind, wodurch sich die Ausgangsgrößen der einzelnen Zweige verschieden ändern können, was die Funktion der gesamten Anlage sehr stark beeinträchtigt, da die Anlage im Dauerbetrieb arbeiten soll. Ueberdies ist der Aufwand einer Röhrenschaltung gegenüber der folgenden außerordentlich groß.

Eine relativ einfache Phasenschieberanordnung zur Erzielung einer 90°-Verschiebung bietet eine Brückenschaltung mit festen Wirk- und Blindwiderständen, die jedoch exakt nur für eine Frequenz gilt. Dieser Fall liegt aber hier vor. Die Alterung der Bauelemente ist hier so gering, daß sie vernachlässigt werden kann, dagegen ist der Temperaturgang zu berücksichtigen. Die Verwendung der Goniometerspulen als Induktivitäten eines auf 100 kHz abgestimmten Schwingkreises empfiehlt sich nicht. Der Widerstand einer solchen Anordnung entspräche dann dem Resonanzwiderstand und die Spannung wäre um den Gütefaktor größer, jedoch wird hierbei die Phase des

durch die Spulen fließenden Stromes durch den Schwingkreisstrom bestimmt. Er ist damit abhängig von der Resonanzfrequenz, die sich bei Temperaturschwankungen infolge des Temperaturganges der Schwingkreiselemente stark ändern kann (s.a. Abs. 4.141).
Im folgenden Abschnitt wird nun die angewandte mit einer Brückenschaltung arbeitende Speiseschaltung beschrieben.

4.122 Dimensionierung

Die Speiseschaltung nach Abb. 5 stellt einen Vierpol in X-Schaltung dar, der sich nach den bekannten Gleichungen berechnen läßt.
Ist der Belastungswiderstand der Brücke sehr groß, so ist $\mathfrak{Z}_2 = 0$ und man erhält für eine gewünschte Phasenverschiebung von $\varphi = 90^\circ$ zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$, daß die Beträge der Brückenwiderstände gleich sein müssen. Bei Verwendung von Kondensatoren hiesse dies, daß $\mathfrak{R}_2 = \mathfrak{R}_4 = R$ und $\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_3 = 1/j\omega C$ mit $R = 1/\omega C$. Die Verwendung von Kondensatoren gegenüber Spulen empfiehlt sich wegen der höheren Güte und des bei geeigneter Auswahl viel geringeren Temperaturkoeffizienten.
Nun arbeitet aber die Brückenschaltung nicht auf einen unendlich großen Widerstand, sondern wird mit dem niederohmigen Goniometer abgeschlossen. Ein Spulenpaar liegt am Ausgang (90°-gedrehte Spannung), das andere am Eingang (0°-Spannung). Das bedeutet, daß der Eingangswiderstand der Brücke in der gleichen Größenordnung wie der des Goniometers, also etwa 15 Ω liegen muß. Das bedingt aber sehr große Kapazitäten, die in der geforderten Ausführung mit sehr kleinem Tk nicht greifbar sind. Aus diesem Grunde wurde der Belastungswiderstand durch Vorschalten von Ohmschen Widerständen künstlich auf etwa den zehnfachen Wert erhöht. Die Vorwiderstände sind im 90°-Zweig gegenüber denen im 0°-Zweig verschieden, da außer der Phasenbedingung auch noch die Amplitudengleichheit der Spulenströme zu erfüllen ist. Die Widerstände werden symmetrisch angeordnet, da auch die Speisung symmetrisch erfolgt und das Goniometer eine symmetrische Schaltung erfordert, da die Spulenpaare in der Mitte geerdet sind. Damit ergibt sich die in Abb. 5 dargestellte prinzipielle Speiseschaltung.

Die von dieser Schaltung zu erfüllende Forderung ist

$$\mathfrak{I}_2 = j.\mathfrak{I}_1'$$

Die Brücke ist für f_o = 100 kHz auszulegen.

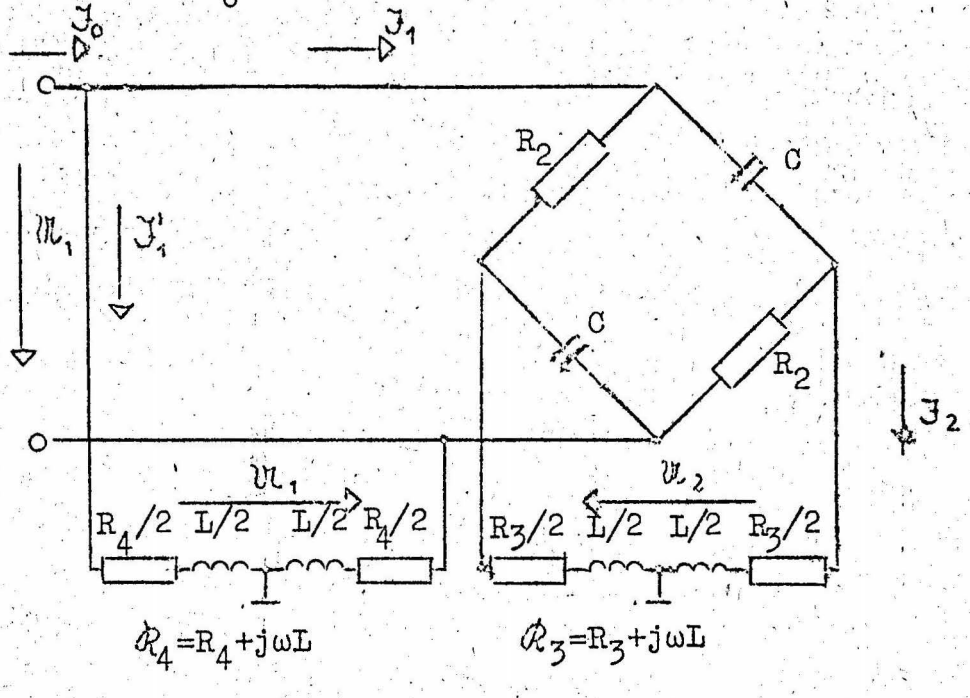


Abb.5 Ersatzbild der Speiseschaltung

Unter Annahme von $R_3 \approx X_C = 1/\omega C$ ergibt sich für den Brückenwiderstand $R_2 \approx 2,4.X_C$ und für den Vorwiderstand $R_4 \approx 2,4.X_C - 1,4.X_L$.

Als Kapazitäten für die Brücke standen zwei Glimmerkondensatoren mit je 12,95 nF zur Verfügung. Damit ergibt sich folgende grobe Dimensionierung:

$$X_C = 120\Omega, \quad R_2 = 300\Omega, \quad R_3 = 120\Omega, \quad R_4 = 280\Omega.$$

Die exakten Werte sind durch Abgleich und Messung zu ermitteln.

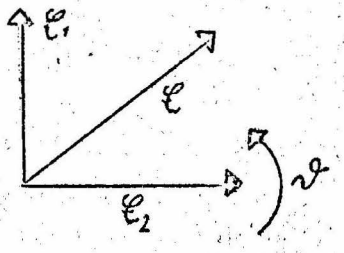
Für die in der Speiseschaltung verwendeten Widerstände ist es wichtig, daß sie induktivitätsarm und weitgehend temperaturunabhängig sind. Da beide Bedingungen nur von sehr präzise gewickelten Drahtwiderständen mit bifilarer aber auch kapazitätsarmer Wicklung erfüllt werden können, was bei den geforderten Widerstandswerten bereits auf erhebliche Schwierigkeiten stößt, wurden handelsübliche Schichtwiderstände verwendet. Die Induktivitäten sind wegen der nur geringen oder ganz fehlenden Wen-

delung sehr klein, allerdings liegt der Tk mit Werten bis $-1.10^{-3}/^{o}C$ (nach DIN 41 400) sehr hoch. Nachrechnungen haben aber ergeben, daß bei einer Temperaturerhöhung von 40° C (!) eine Phasenänderung von + 1° erfolgt. Legt man bei der Abstimmung der Brücke den Phasenwinkel auf etwas unter 90°, so läuft er bei Temperaturerhöhung zunächst auf diesen Wert zu und weicht erst bei höheren Temperaturen (>40° C), die im praktischen Betrieb kaum vorkommen, wieder stärker von 90° ab. Dieses Verhalten konnte durch Messung bestätigt werden. Als Widerstände werden wegen der höheren Konstanz gegenüber kleineren Typen solche mit 2 W Belastbarkeit verwendet.

4.123 Messungen

Die nach Abs. 4.122 berechnete Speiseschaltung ist hinsichtlich der Phasendrehung und der Amplitudengleichheit in beiden Zweigen zu untersuchen. Zur Messung wird folgendes Verfahren angewandt. Ausgehend von den Gl. (1)-(3) zeigt es sich, daß bei einem Amplitudenverhältnis n = 1 und einer Phasenverschiebung $\varphi = 90^{o}$ zwischen den die beiden Erregerspulenpaare speisenden Strömen im Goniometer ein rotationssymmetrisches Feld erzeugt wird. Dies setzt allerdings homogene Goniometerfelder voraus. Wie in Abs. 4.112 gezeigt wurde, sind die Fehler klein, sie sollen daher zunächst vernachlässigt werden. Ihr Einfluß wird dann späterhin abgeschätzt. In der folgenden Rechnung sei nun angenommen, daß die Speiseschaltung mit einem Phasenfehler Δ behaftet sei, die Amplituden aber bereits abgeglichen seien. Es ließe sich zwar ohne weiteres in der Rechnung auch ein Amplitudenfehler berücksichtigen, die Ergebnisse werden dann aber nicht so anschaulich. Außerdem ist es möglich, die Amplituden durch Spannungsmessung mittels Galvanometer hinreichend genau abzustimmen. Die in der Rotorspule induzierte Spannung $\mathfrak{E}$ (es sollen hier gotische Buchstaben verwendet werden, da die Größe des Spannungsvektors auch von der Lage der Rotorspule abhängig ist) setzt sich aus den beiden von den Erregerspulen herrührenden Teilspannungen $\mathfrak{E}_1$ und $\mathfrak{E}_2$ zusammen.

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_1 + \mathfrak{E}_2$$
$$\mathfrak{E}_1 = \mathfrak{E}_o . \sin\vartheta$$
$$\mathfrak{E}_2 = \mathfrak{E}_o . e^{j\varphi} . \cos\vartheta$$
$$\text{mit } \mathfrak{E}_o = E_o . e^{j\omega t}$$



Es sei nun angenommen, daß

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \Delta$$

dann ergibt sich für die Gesamtspannung

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_o . \sin\vartheta + j . \mathfrak{E}_o . e^{j\Delta} . \cos\vartheta$$

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_o \left[\sin\vartheta + (-\sin\Delta + j.\cos\Delta).\cos\vartheta\right] \qquad (4)$$

Daraus folgt:

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_o \left[\sin\vartheta + (-\sin\Delta + j.\cos\Delta).\cos\vartheta + \sin\vartheta.\cos\Delta - \sin\vartheta.\cos\Delta\right]$$

$$= \mathfrak{E}_o \left[\sin\vartheta - \sin(\vartheta+\Delta)\, j.\cos\Delta(\cos\vartheta - j.\sin\vartheta)\right]$$

$$\mathfrak{E} = E_o . \cos\Delta . e^{j(\omega t - \vartheta + \pi/2)} + E_o . \left[\sin\vartheta - \sin(\vartheta+\Delta)\right] . e^{j\omega t} \qquad (5)$$

Der erste Teil dieser Gleichung stellt einen rotationssymmetrischen Teil dar, dessen Amplitude unabhängig von ϑ, aber um den Faktor $\cos\Delta$ verkleinert ist. Er entspricht für $\Delta = 0$ der Gl.(3). Die Phasendifferenz von $\pi/2$ gegenüber Gl. (3) erklärt sich daraus, daß in der dortigen Rechnung von den Primärströmen, hier aber von den induzierten Spannungen ausgegangen wurde.
Der zweite Teil in obiger Gleichung stellt einen überlagerten linearen Anteil dar, der von Δ bestimmt wird. Trägt man $|\mathfrak{E}|$ über ϑ auf, so ergibt sich ein Verlauf entsprechend Abb.6 (Darstellung für $\Delta = 0^\circ$ und 90°, d.h. gleichphasige Speisung der Spulen und einen Zwischenwert).
Bei Darstellung in Polarkoordinaten beschreibt die Spitze des Spannungsvektors eine Ellipse. Durch Ausmessung der Elliptizität, d.h. des Verhältnisses von E_{max} zu E_{min} läßt sich Δ ermitteln.

Aus Gl.(4) folgt:

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_o \left[(\sin\vartheta - \sin\Delta \cdot \cos\vartheta) + j.\cos\vartheta.\cos\Delta\right]$$

$$|\mathfrak{E}|^2 = E_o^2 \left[(\sin\vartheta - \sin\Delta \cdot \cos\vartheta)^2 + \cos^2\vartheta.\cos^2\Delta\right]$$

$$|\mathfrak{E}|^2 = E_o^2 \cdot \left[1 - \sin 2\vartheta.\sin\Delta\right] \qquad (6)$$

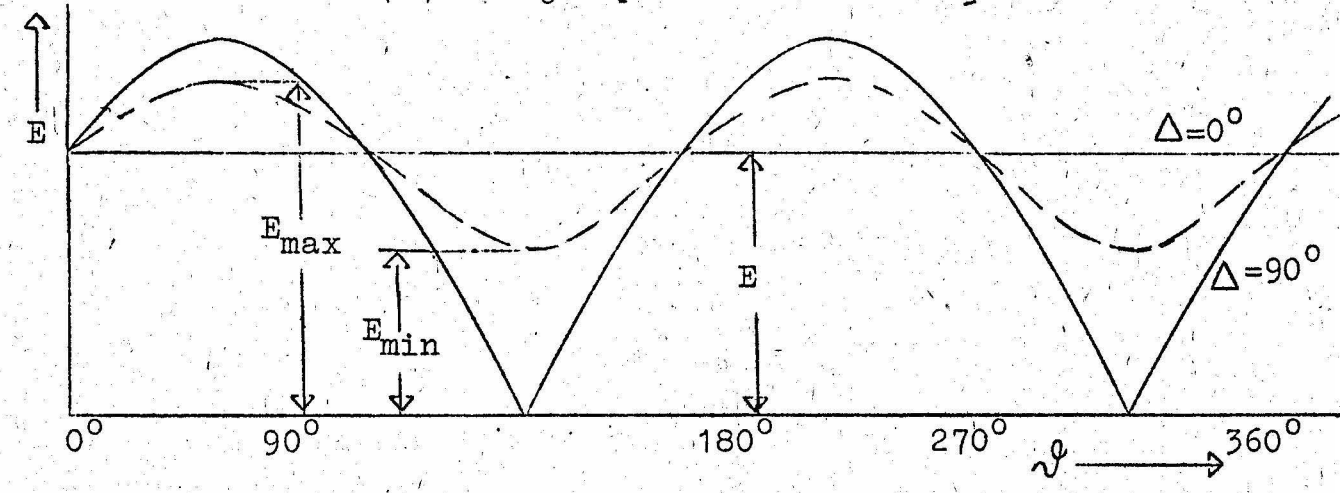


Abb.6 Zur Elliptizität des Goniometers

An Hand dieser Gleichung läßt sich auch der Einfluß einer Inhomogenität der Goniometerfelder abschätzen. Weicht der Feldverlauf nur wenig vom sin-Verlauf ab, so kann man die Abweichung, die einen viertelkreisigen Fehler darstellt, in guter Näherung durch einen sin-Verlauf doppelter Periodizität darstellen. Anstelle von ϑ wäre dabei zu setzen $\vartheta + \Delta\vartheta \cdot \sin 2\vartheta$. Dies würde in Gl. (5) zunächst eine Phasenschwankung ergeben, wie sie bereits in Abs. 2.1 behandelt wurde. Auch der lineare Anteil würde entsprechend schwanken, so daß eine Verformung der Ellipse auftritt. Dies bedeutet auch eine Verschiebung der Maxima und Minima, deren Größe von $\Delta\vartheta$ abhängt und die in der gleichen Größenordnung liegt. Auf den Absolutwert der Spannung in den Extremwerten hat dies keinen Einfluß, da diese immer dann auftreten, wenn der Koeffizient von sin Δ Null oder 1 wird.
Aus Gl. (6) ergibt sich dann für die Lage der Extremwerte:

$$\frac{\partial|\mathfrak{E}|^2}{\partial\vartheta} = -2.E_o^2.\sin\Delta.\cos 2\vartheta$$

$$\frac{\partial|\mathfrak{E}|^2}{\partial\vartheta} = 0$$

$$\cos 2\vartheta = 0 \text{ für } 2\vartheta = \frac{\pi}{2}(2\nu - 1)$$

$$\vartheta = \frac{\pi}{4};\ \frac{3}{4}\pi;\ \frac{5}{4}\pi;\ \frac{7}{4}\pi;\ \ldots$$

Für $0 < \Delta < \pi \curvearrowright \sin\Delta > 0$

Minima für $\vartheta = \frac{\pi}{4};\ \frac{5}{4}\pi;\ \ldots$

Maxima für $\vartheta = \frac{3}{4}\pi;\ \frac{7}{4}\pi;\ \ldots$

Für $0 > \Delta > -\pi \curvearrowright \sin\Delta < 0$

Minima für $\vartheta = \frac{3}{4}\pi;\ \frac{7}{4}\pi;\ \ldots$

Maxima für $\vartheta = \frac{\pi}{4};\ \frac{5}{4}\pi;\ \ldots$

Die Hauptachse der Ellipse liegt unter $\pm 45^\circ$, und aus ihrer Lage läßt sich ersehen, ob die Phasendrehung kleiner oder größer als 90° ist. Ferner läßt sich hiermit auch die Amplitudenbedingung kontrollieren. Ist nämlich $n \neq 1$, so dreht die Hauptachse aus der 45°-Lage heraus.
Die Größe von Δ ergibt sich aus dem Maximalwert und Minimalwert der Ausgangsspannung:

$$s = \frac{|\mathcal{E}_{max}|}{|\mathcal{E}_{min}|} = \sqrt{\frac{\mathcal{E}^2_{max}}{\mathcal{E}^2_{min}}}$$

$$|\mathcal{E}|^2_{max} = E_o^2 \cdot (1 + \sin\Delta)$$

$$|\mathcal{E}|^2_{min} = E_o^2 \cdot (1 - \sin\Delta)$$

Mit $-\sin\Delta = +\cos(\Delta + \pi/2)$ folgt

$$s = \sqrt{\frac{1+\sin\Delta}{1-\sin\Delta}} = \sqrt{\frac{1-\cos(\Delta+\pi/2)}{1+\cos(\Delta+\pi/2)}}$$

$$s = \tan(\Delta/2 + \pi/4) \qquad (7)$$

$$\Delta = 2 \cdot (\text{arc tan } s) - \pi/4 \qquad (8)$$

Bei einer Welligkeit von $s = 1.01$ ergibt sich ein Fehlwinkel von $\Delta = 0{,}6^\circ$.
Durch Abgleich der Ströme I_1 und I_2 auf gleiche Amplitude und $\varphi = 90^\circ$ wurde $\Delta = 0{,}4^\circ$ erzielt, jedoch zeigte es sich bei den

späterhin durchgeführten Phasenmessungen (Abs. 5.1), daß eine unzulässig hohe Phasenschwankung auftrat, die durch geringe Aenderung der Phasenverschiebung zwischen I_1 und I_2 auf kleinere Werte herabgedrückt werden konnte. Da der Phasengenauigkeit der Ausgangsspannung die größte Bedeutung zukommt, wurde der endgültige Abgleich hiernach vorgenommen. Hierbei tritt allerdings eine Amplitudenschwankung von 4 % auf, die durch entsprechende Regelung im Ausgangsverstärker herabgesetzt wird.

Der endgültige Aufbau der Speiseschaltung ist aus dem Stromlaufplan zu ersehen.

Es ist ferner möglich, mittels des Schalters S_{Ph} die Drehrichtung des elektrischen Feldes im Goniometer umzukehren, womit man eine entgegengesetzte Charakteristik erhält. Für den Einsatz des Gerätes zum Ausgleich der Alterung der Normalfrequenzanlage wird die Umschaltung nicht benötigt.

4.13 Der Tiefpaß

Zur Herabsetzung der eventuellen Oberwellenhaltigkeit der Eingangsspannung wird der Anlage ein Tiefpaß vorgeschaltet, da es wegen der geforderten Phasenkonstanz bei Temperaturänderungen nicht möglich ist, den Ausgangsverstärker sehr schmalbandig auszuführen. Wie die Versuche gezeigt haben, ist die Verwendung von zwei einfachen Halbgliedern ausreichend. Die Dämpfung beträgt bei 200 kHz 17 und bei 300 kHz 28 dB.

Die Dimensionierung ist aus dem Stromlaufplan zu ersehen.

4.14 Der Ausgangsverstärker

Der Ausgangsverstärker hat die Aufgabe, die am Goniometerausgang (Rotorspule) zur Verfügung stehende Spannung von etwa 20 mV auf etwa 1 V bei einem Abschlußwiderstand von 240 Ω zu verstärken. Er soll selektiv ausgeführt werden. Ferner ist durch eine Regelanordnung die im drehenden Goniometer auftretende kleine Amplitudenschwankung weitgehend auszuregeln.

Da die Auslegung des Verstärkers, der mit den Röhren EF 80 und EF 85 bestückt ist, unkritisch ist, soll im folgenden nur über die Dimensionierung der Resonanzkreise und die Amplitudenregelung berichtet werden.
Die Schaltung ist dem Stromlaufplan zu entnehmen.

4.141 Die Resonanzkreise

Außer obigen Forderungen ist für den Dauerbetrieb noch folgende zu stellen: Die Resonanzkreise sind so auszulegen, daß bei Schwankungen der Umgebungstemperatur (Raumtemperatur) in normalen Grenzen die Phasenlage der Ausgangsspannung sich nur unwesentlich ändert.
Die Phase der Schwingkreisspannung ist nach Abb. 7 gegeben durch

$$\tan \varphi = \frac{\mathfrak{J}_B}{\mathfrak{J}_R} = \frac{R_0}{R_B} = \frac{R_0}{\omega_0 L/y} = \frac{y}{d} \qquad (9)$$

Hierin ist

$$y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{2.\Delta\omega}{\omega_0}$$

die doppelte Verstimmung.

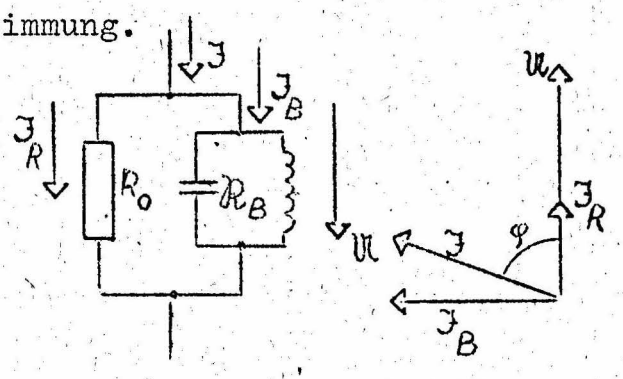


Abb.7 Zur Bestimmung der Phase der Schwingkreisspannung

Eine Phasenänderung ist nun bedingt durch den Temperaturgang der Schwingkreiselemente und die damit verbundene Aenderung der Resonanzfrequenz.
Die Berechnung ergibt

$$|y| = \Delta T(Tk_L + Tk_C) \qquad (10)$$

Mit der Vorgabe einer zulässigen Phasenänderung von $\Delta = 0{,}2^{\circ}$ bei $\Delta T = 40^{\circ}$ C und der Annahme der Temperaturkoeffizienten

$$\text{der Spule } Tk_L \approx 1{,}5.10^{-4} \ /^{\circ}C$$
$$\text{und der Kapazität } Tk_C \approx -\ 100.10^{-6} \ /^{\circ}C$$

läßt sich die erforderliche Dämpfung d berechnen, die sich mit diesen Werten zu $d \approx 0{,}6$ ergibt.
Damit lassen sich nun der Eingangs-, Zwischen- und Ausgangskreis berechnen. Auf die Durchführung der Berechnung soll hier verzichtet werden.
Die Auswahl der Kapazitäten erfolgte nach dem geforderten Tk. Da entsprechende Kondensatoren nicht zur Verfügung standen, wurden die einzelnen Kapazitätswerte aus mehreren mit verschiedenem Tk zusammengesetzt.
Da die Tk-Werte der Spulen und Kondensatoren zunächst nur Annahmen für die Rechnung waren, ist das Temperaturverhalten durch Messung zu überprüfen. Abb. 8 stellt die gemessene Phasenabweichung als Funktion der Temperatur dar.

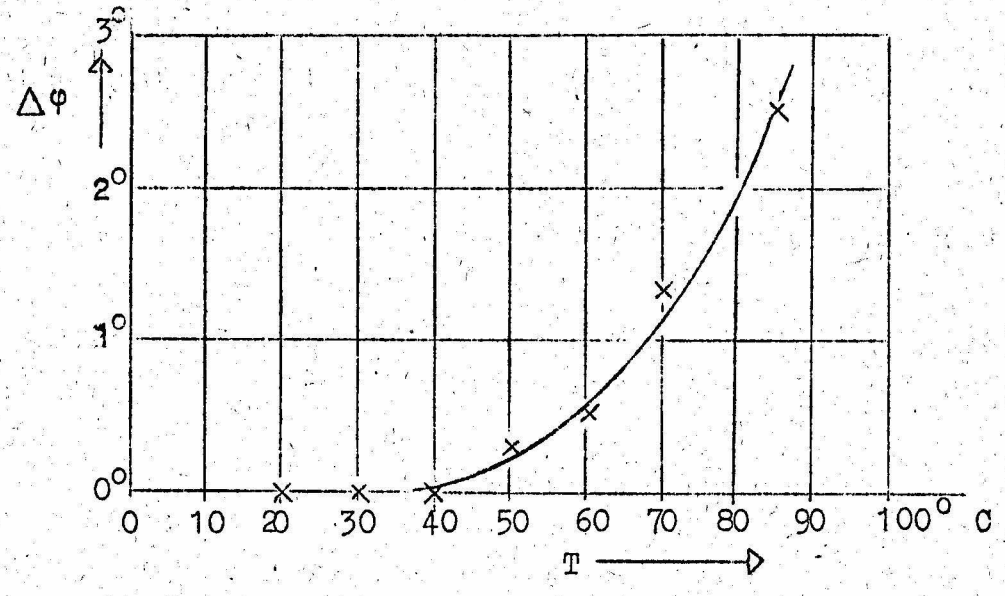


Abb.8 Phasenabweichung bei Temperaturänderung

4.142 Die Amplitudenregelung

Da die Ausgangsspannung durch die Elliptizität des Goniometerfeldes um etwa 4 % schwankt, soll der Verstärker eine Amplitudenregelung erhalten, die diese Schwankung auf unter 1 %

herabsetzen kann, gleichzeitig aber noch eine weitgehende Unabhängigkeit der Ausgangsspannung von Aenderungen der Eingangsspannung infolge Belastungsschwankungen durch parallelgeschaltete Geräte bewirken soll.
Es wurde hier von einer Art Schwundregelung Gebrauch gemacht, indem von der Eingangsspannung des HF-Verstärkers (Gitter der EF 80) eine Regelspannung abgeleitet wird, die dann der Regelröhre EF 85 derart zugesetzt wird, daß sie eine der Schwankung entgegengesetzte Aenderung der Steilheit bewirkt und so die Verstärkung beeinflusst.
Die Eingangsspannung wird hierfür zunächst in der Doppeltriode ECC 81, deren beide Systeme stark stromgegengekoppelt sind, verstärkt und in einem System der EAA 91 gleichgerichtet, so daß eine negative Richtspannung entsteht. Bei steigender Eingangsspannung steigt auch der Betrag der Richtspannung und bewirkt am Gitter der EF 85 eine Verlagerung des Arbeitspunktes in Richtung kleinerer Steilheit. Die an der Diode entstehende Gleichspannung ist in einem nachfolgenden Siebglied zu sieben. An die Zeitkonstante dieser R-C-Kombination sind folgende Forderungen zu stellen: Sie muß einerseits groß sein, so daß die Restwechselspannung, die auf das Gitter der Regelröhre gelangt, sehr klein gegenüber der dortigen Signalspannung ist, da sie diese sonst infolge ihres Phasenunterschiedes verzerrt. Andererseits ist die Zeitkonstante zugleich die Regelzeitkonstante und bestimmt damit die Geschwindigkeit, mit der bei sprunghafter Aenderung am Eingang der Regelvorgang wirksam wird.
Da die Goniometerschwankungen infolge der langsamen Drehzahlen auch langsam verlaufen, wurde Wert auf gute Siebung gelegt.
Die Zeitkonstante beträgt τ = 5 msec.
Die Regelspannung wird über einen Widerstand 100 kΩ dem Gitter der EF 85 zugeführt. Dieser soll einen Kurzschluß der Steuerspannung über den Siebkondensator verhindern.
Die Wirkung der Regelung zeigt Abb. 9. Das Diagramm stellt in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_e, die im Normalfall (nur ein Gerät mit 240 Ω Eingangswiderstand angepasst angeschlossen) 0,65 V beträgt, die Ausgangsspannung U_a und die bei der Goniometerdrehung hervorgerufene verbleibende Restschwankung dar. Es ist zu ersehen, daß die Ausgangsspannung bei Pa-

rallelschalten eines weiteren Gerätes mit 240 Ω Eingangswiderstand (hier beträgt die Eingangsspannung dann nur noch 0,43 V) nahezu konstant bleibt, während die Restschwankung ebenfalls noch unter 1 % liegt.

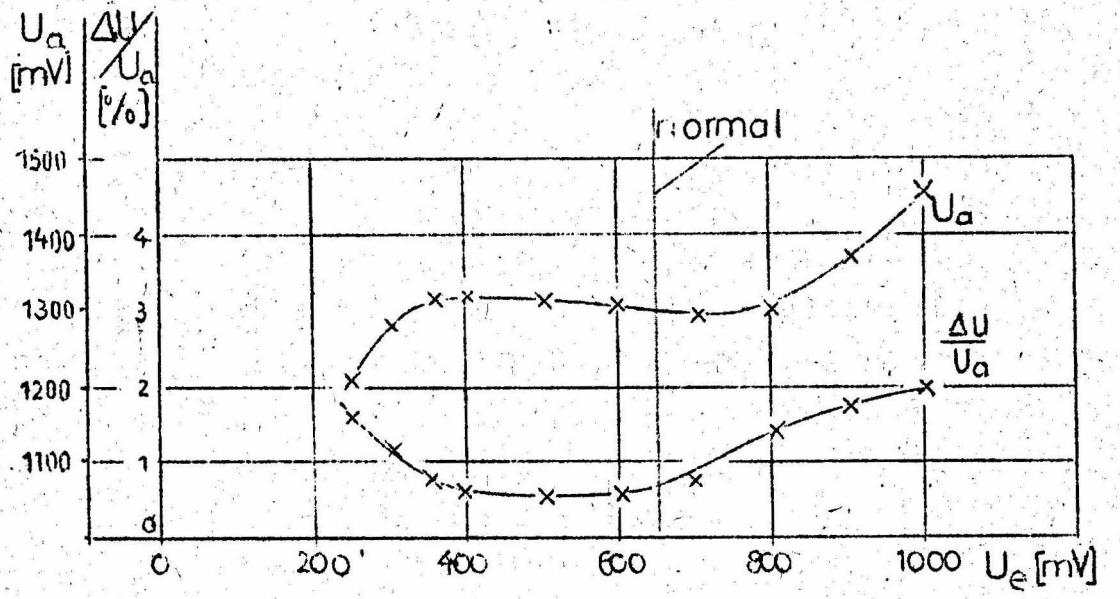


Abb. 9 Ausgangsspannung und Restschwankung als Funktion der Eingangsspannung

Infolge der starken Krümmung der Kennlinien der Regelröhren entstehen quadratisch mit der Aussteuerung wachsende Verzerrungen, die sich besonders durch einen großen K_2 (Klirrfaktor infolge 2. Harmonischer) bemerkbar machen. Durch die Bedämpfung des Ausgangskreises wird die Siebung ungenügend und die 2. Harmonische bewirkt, da sie sich der Grundwelle phasenverschoben zusetzt, eine unsymmetrische Verzerrung der Kurvenform. Aus diesem Grund wird ausgangsseitig ein weiterer Tiefpaß angeordnet, der in seinem Aufbau dem eingangsseitigen entspricht.

4.2 Mechanischer Antrieb

4.21 Antriebsmöglichkeiten

Da mit Hilfe des Goniometers kleine Frequenzablagen zwischen $- 1{,}5$ und $+ 1{,}5 \cdot 10^{-8}$ kompensiert werden sollen, muß der Antrieb sein Uebersetzungsverhältnis stetig so ändern, daß die

abgehende Welle, die das Goniometer antreibt, von einer maximalen Drehzahl von 5,4 U/h in einer Drehrichtung abnehmend über Null und wieder ansteigend in umgekehrter Drehrichtung bis zur gleichen Drehzahl dreht.

Wenn man sich darauf beschränkt, den linearen Anteil der Alterung zu kompensieren, so muß auch die Aenderung des Uebersetzungsverhältnisses linear mit der Zeit erfolgen.

Für die Multiplikation einer durch einen Synchronmotor erzeugten konstanten Drehzahl mit einem Faktor, der in dem benutzten Bereich zeitproportional sein soll, scheiden Multiplikationsgetriebe, die nach dem Prinzip des Strahlensatzes arbeiten und nur zwei begrenzte Faktoren miteinander multiplizieren ebenso aus wie solche Getriebe, die, mit entsprechenden Kurvenkörpern versehen, von der Tatsache Gebrauch machen, daß konstante Produkte zweier Faktoren auf gleichseitigen Hyperbeln liegen.

Brauchbar hingegen sind Reibradgetriebe in Form von Reibscheibengetrieben, Reibkalottengetrieben und Kegelwalzengetrieben, die aus zwei Kegelstümpfen mit parallel verlaufenden Achsen bestehen, die durch ein Reibrad miteinander gekuppelt werden.

Reibscheibengetriebe haben den Vorteil einfacher Fertigung in der Werkstatt und mit den Kugelkalottengetrieben gemeinsam die Eigenschaft, daß der zweite Faktor einen direkten Durchgang durch Null mit Vorzeichenumkehr des Produktes ermöglicht. Während beim Reibscheibengetriebe der Abstand des Berührungspunktes vom Scheibenmittelpunkt direkt linear als Faktor in das Produkt eingeht, geht beim Kalottengetriebe (Abb. 10) der Sinus des Kalottenkippwinkels ein. Erfolgt der Antrieb des Kippwinkels über ein einfaches Sinusgetriebe, so ist diese Abhängigkeit wieder linear. Erfolgt - wie bei diesen Kalottengetrieben üblich - der Rotationsantrieb über ein Kegelradpaar, so bewirkt auch der Antrieb des zeitproportionalen Faktors der Uebersetzung eine geringe Rotationskomponente.

Da das gummibelegte Reibrad aus Gründen der begrenzten Flächenpressung eine endliche Breite haben muß, ergeben sich gewisse Schwierigkeiten in unmittelbarer Nähe des Nulldurchganges, sowohl beim Reibscheiben- wie auch beim Kalottengetriebe.

Diese Schwierigkeiten lassen sich umgehen, wenn man das Kegelstumpfgetriebe (Abb. 11) benutzt oder beim Reibscheibengetriebe nur knapp eine Hälfte ausnutzt und zusätzlich von der Ausgangsdrehzahl des Getriebes mit Hilfe eines Differentialgetrie-

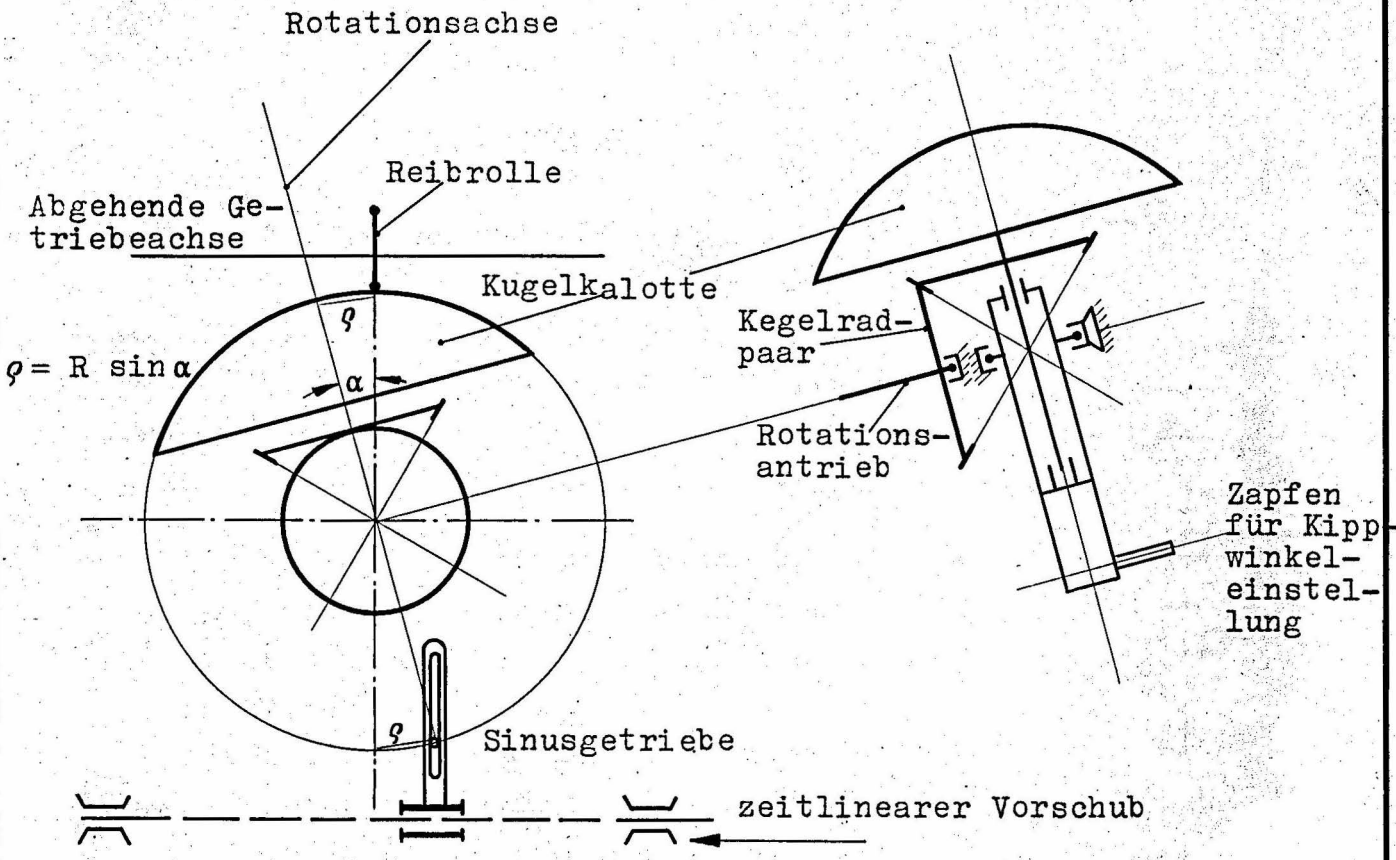


Abb.10 Kugelkalottengetriebe

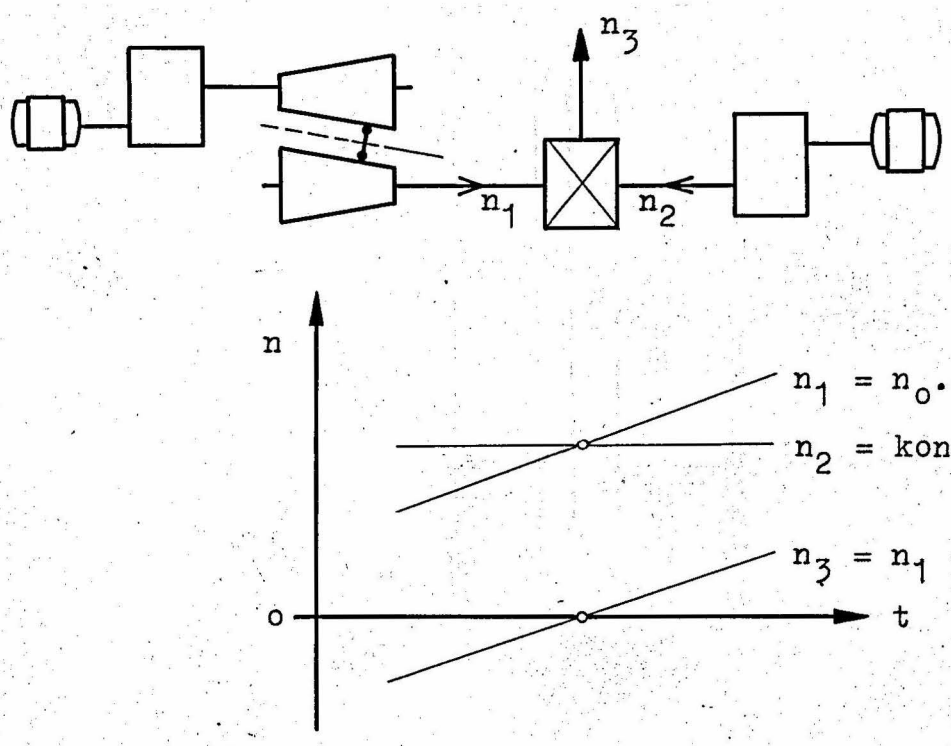


Abb.11 Kegelwalzengetriebe mit Differentialgetriebe

bes eine konstante Drehzahl subtrahiert, die dem Mittelwert des verbliebenden Getriebebereiches gleich ist.

Das hier angegebene Prinzip des zeitlinearen Vorschubes läßt sich noch erweitern, indem man den Alterungswert ($d\omega/dt$) nicht von Hand auf einen konstanten Wert einstellt, sondern ihn in ähnlicher Weise zeitabhängig steuert. Man kann also die lineare Näherung der Alterung leicht auf eine quadratische oder noch höhere Potenz erweitern.

4.22 Aufbau

Das verwendete Antriebssystem besteht aus zwei Reibradgetrieben, die von einem selbstanlaufenden Synchronmotor (50 Hz) angetrieben werden. Der prinzipielle Aufbau ist aus Abb. 12 ersichtlich.
Die stetige Frequenzabnahme wird durch Aenderung der Goniometerdrehzahl bewirkt, indem das die Antriebswelle treibende Reibrad kontinuierlich entlang einer durch den Mittelpunkt des treibenden Tellerrades verlaufenden Linie auf diesem von

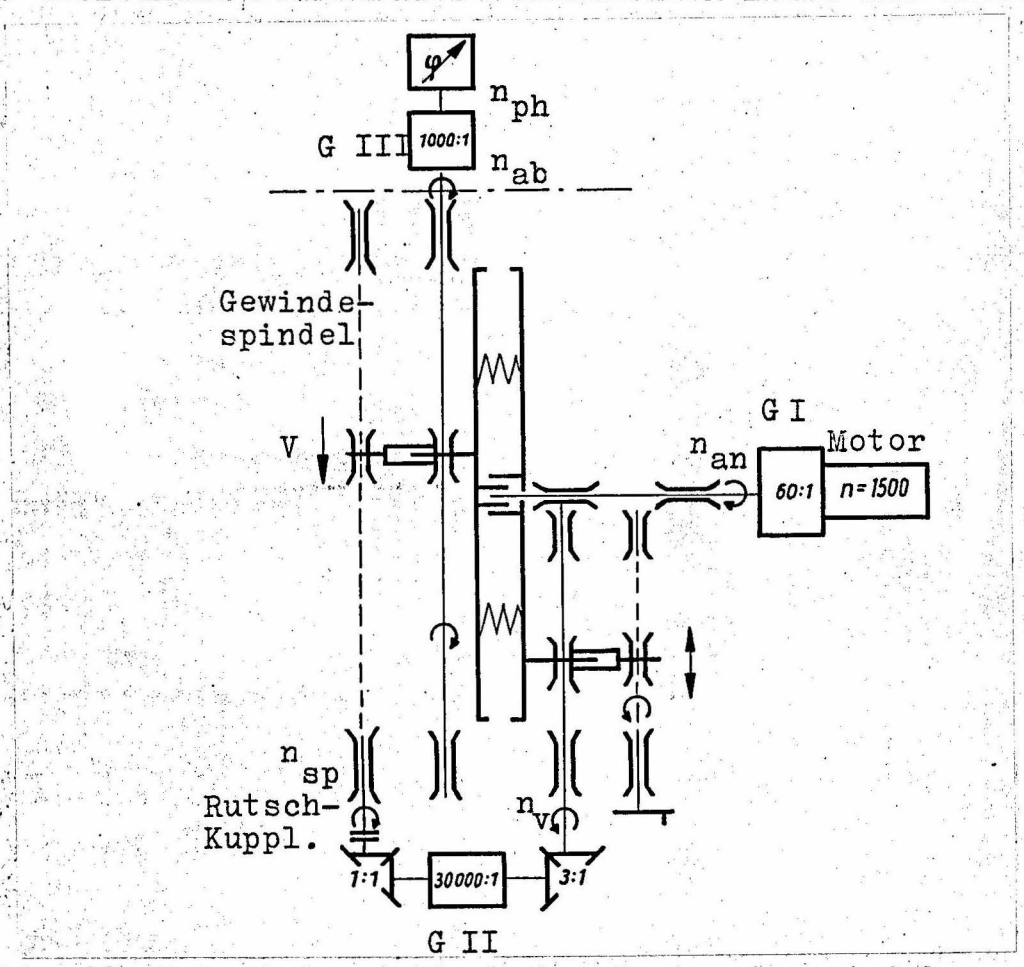


Abb. 12 Prinzipdarstellung des Goniometerantriebes

einem Rand zum anderen verschoben wird. Dadurch ändert sich die Drehzahl von einem Maximalwert über Null bis zu einem gegenläufigen Maximalwert. Der Vorschub dieses Reibrades wird durch das zweite Reibradgetriebe bewirkt. Dieses Reibrad läuft auf einem zweiten Tellerrad auf der Rückseite des ersten. Es treibt über das Untersetzungsgetriebe G_{II} die Vorschubspindel, die die Führungsgabel mit dem Antriebsreibrad verschiebt. Um zu verhindern, daß das Getriebe Schaden erleidet, wenn die Führungsgabel die Endlage erreicht, ist zwischen dem Getriebe G_{II} und der Vorschubspindel eine Rutschkupplung eingeschaltet. Die Endstellung der Führungsgabel wird durch eine rote Signallampe angezeigt.

Für die Rückführung des das Goniometer treibenden Reibrades ist eine Handkurbel vorgesehen, jedoch ist eine manuelle Rückführung nicht erforderlich, da durch Umschaltung der Motordrehrichtung auch der Rücklauf ausgenutzt werden kann. Dabei wird sowohl die Transportrichtung des Reibrades wie auch dessen Drehsinn umgekehrt, womit man die gleiche Frequenzcharakteristik erhält. Die Umschaltung erfolgt bei Nachstellung der

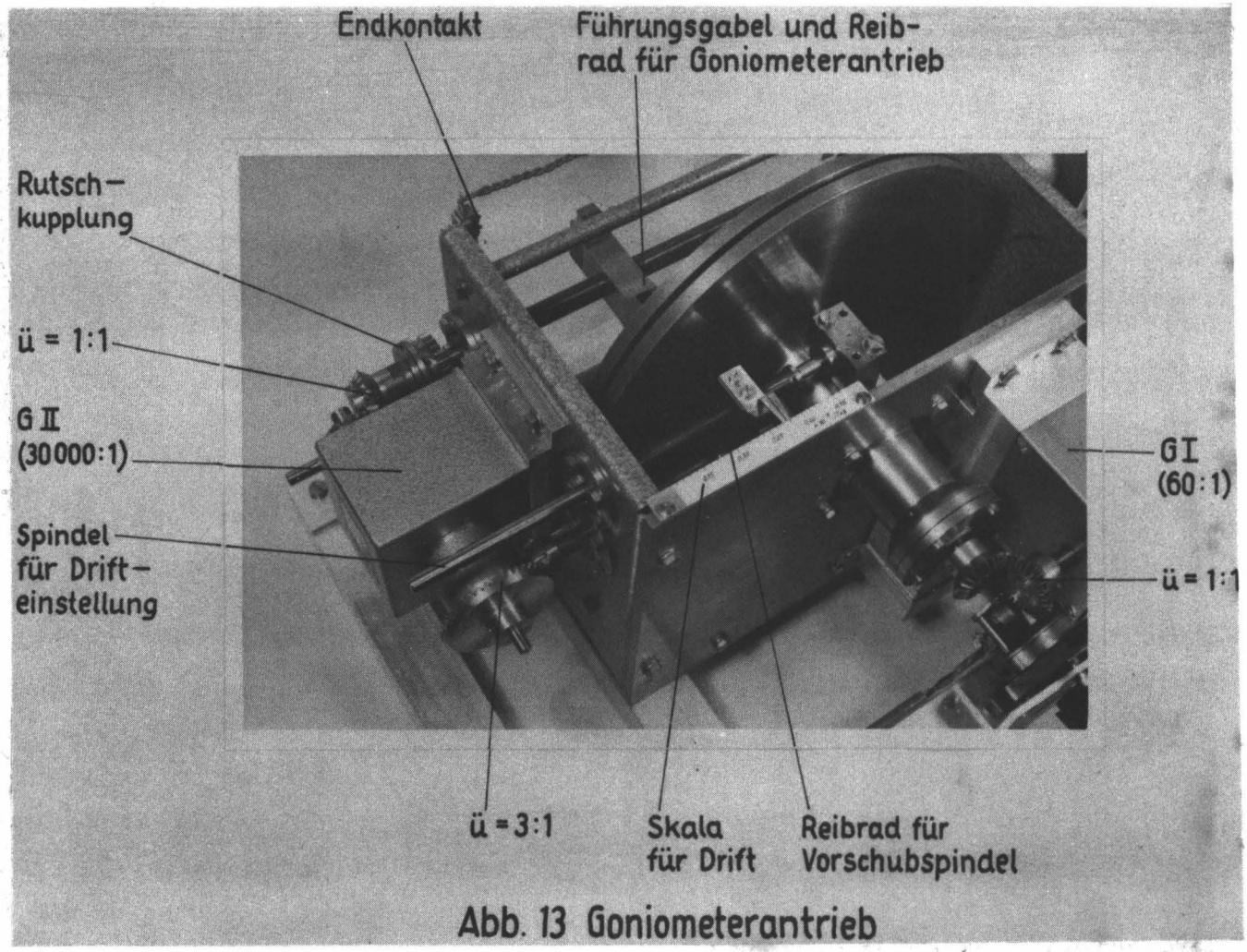


Abb. 13 Goniometerantrieb

Normalfrequenzanlage bei Erreichen der Abweichung + $1{,}5.10^{-8}$.

Die die Reibräder tragenden Wellen sind in Gleitlagern starr gelagert, der erforderliche Anpreßdruck wird durch die axial federnden Tellerräder erzielt.

Die in Abs. 2.2 geforderte maximale Abtriebsdrehzahl wird um 20 % höher gewählt, so daß das Gerät bis zu einer Abweichung von $1{,}8.10^{-8}$ ohne Nachstellung der Quarzfrequenz ausgenutzt werden kann. Die dabei auftretende Drehzahl des Goniometers beträgt 113.10^{-3} U/min.

Die Motordrehzahl von 1500 U/min wird über zwei feste Getriebe (G I und G III) und das variable Reibgetriebe auf die gewünschte Drehzahl n_{ph} herabgesetzt. Die Aufteilung des festen Untersetzungsverhältnisses in 2 Stufen erfolgte aus folgenden Gründen. Triebe der Motor das Reibgetriebe direkt, so müssten die Lager entsprechend den hohen Drehzahlen ausgebildet sein, ferner würden große Zentrifugalkräfte an vorhandenen Unwuchten der großen Tellerräder angreifen und zu unrundem Lauf Anlaß geben. Auch müsste der Motor stärker sein. Würde die gesamte Uebersetzung aber vor dem Reibgetriebe liegen, so wären die Drehzahlen so gering, daß die Lagerteile bereits im Bereich der Haftreibung arbeiten würden, die gegenüber der Gleitreibung nicht so konstant ist. Ferner würden sich alle Schwankungen direkt auf das Goniometer übertragen. Durch die Aufteilung der Untersetzung wird besonders der letzte Nachteil vermieden. Im Reibgetriebe auftretende Drehzahlschwankungen werden mit G III 1000:1 untersetzt. Da G III durch eine starre Kupplung mit dem Goniometer verbunden ist, wird die wirksame Drehzahlschwankung durch das Zahnspiel des Getriebes bestimmt, das vom Hersteller mit max. 1^{o} angegeben wird.

Die Drehzahl des den Vorschub bewirkenden Reibrades kann auf Grund der Tellerradlagerung nicht bis auf Null herabgeregelt werden. Die erzielbare Aenderungsgeschwindigkeit beträgt $0{,}38.10^{-9}$ bis $0{,}12.10^{-9}$/Tag und kann in diesem Bereich stufenlos variiert werden. Durch Aenderung des Kegelradübersetzungsverhältnisses am Ausgang von G II von 1:1 auf 2:1 kann der Bereich auf 0,19 bis $0{,}06.10^{-9}$/Tag verschoben werden.

5. Messungen an der Anlage

5.1 Mechanischer Antrieb

Zur Kontrolle der durch mechanische Ungenauigkeiten bedingten Frequenzabweichung wurden über einen Zeitraum von mehreren Wochen täglich mehrere Male die Goniometerskalenwerte abgelesen und mit einer aus den Einstelldaten berechneten theoretischen Kurve verglichen. Die aufgetretenen Frequenzabweichungen sind im Diagramm Abb. 14 dargestellt. Daraus ist zu ersehen, daß in der Zeit vom 19.6. 61 bis 13.8. 61 die Schwankung unter $\pm$ 2.10^{-11} liegt. Am 12.7. betrug die erforderliche Frequenzverschiebung 0 Hz, d.h. das das Goniometer treibende Reibrad stand im Mittelpunkt des Tellerrades (Drehzahl Null). Bereits vor Erreichen des Nullpunktes (ca. 4 h vorher) blieb das Reibrad infolge der breiten Auflagefläche gänzlich stehen und wurde in dieser Stellung über den Nullpunkt hinweg geschoben. Durch das Stillsetzen tritt ein positiver Fehler auf, der linear bis auf Null abnimmt und nach Ueberschreiten des Nullpunktes im negativen Bereich linearer ansteigt, solange das Reibrad steht. Die hierbei auftretende maximale Abweichung liegt kurz vor dem Zeitpunkt, zu dem das Rad vom Tellerrad wieder voll mitgenommen wird. Ist das der Fall, so muß die Abweichung sofort auf etwa Null zurückgehen.

Infolge des Spieles zwischen Gabelführung und Reibrad, sowie des großen Abstandes zwischen Spindel und Reibradachse im Verhältnis zur Breite der Führungsbuchse (langer Hebelarm) verklemmte das Reibrad und späterhin auch die Spindel (s. hierzu auch Abs. 6), so daß der Transport stillgesetzt wurde und die Rutschkupplung ansprach. Nach Anstoß von Hand lief die Apparatur wieder normal, es blieb jedoch infolge des ausgefallenen Transportes eine mittlere Abweichung von etwa - 12.10^{-11} bestehen.

5.2 Phasenschieber

Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß bei Drehung des Goniometers eine Phasenschwankung auftritt. Die gemessenen Werte sind im Diagramm Abb. 15 dargestellt. Wie das Diagramm

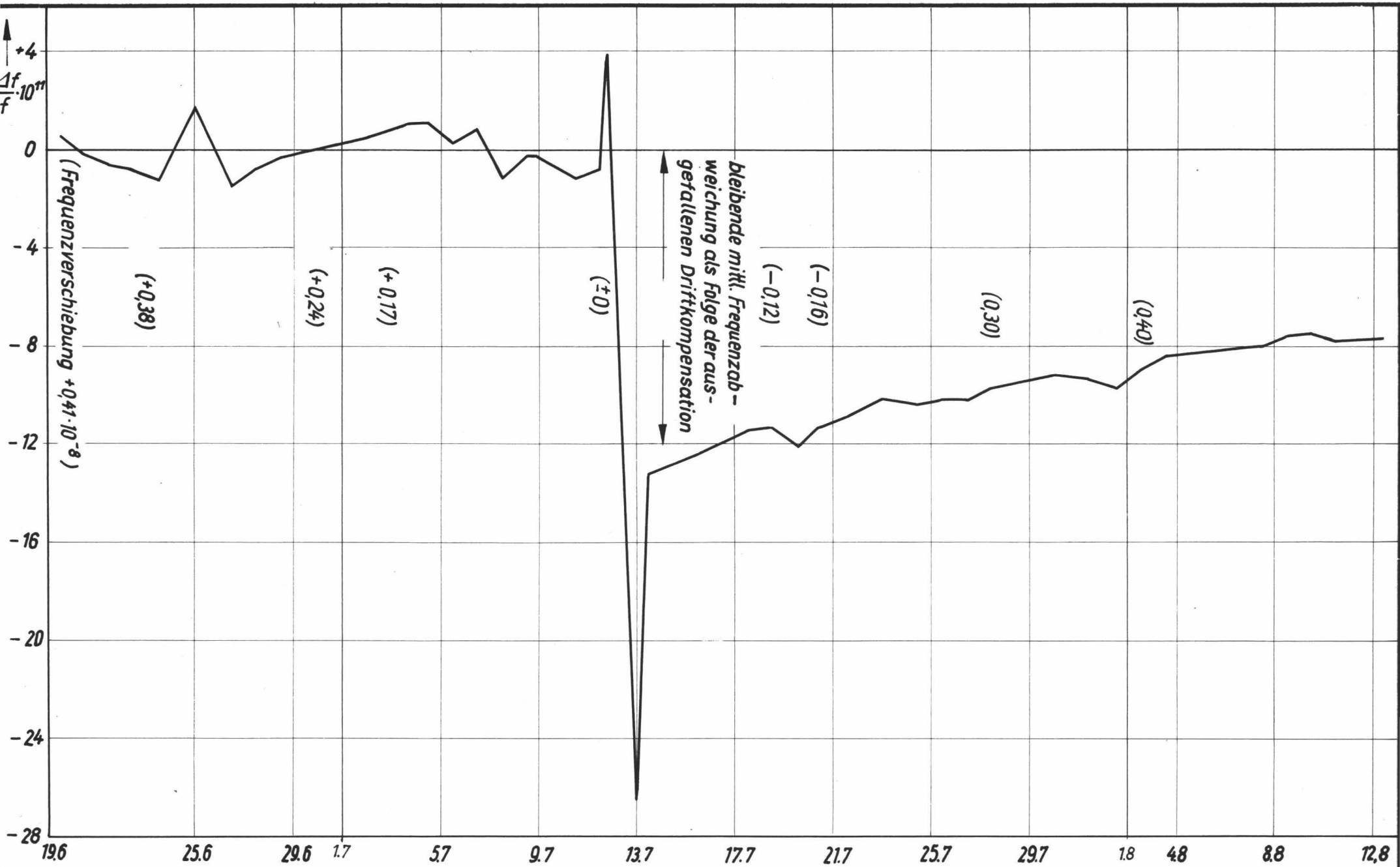


Abb. 14 Frequenzabweichung als Folge der mechanischen Drehzahlschwankungen

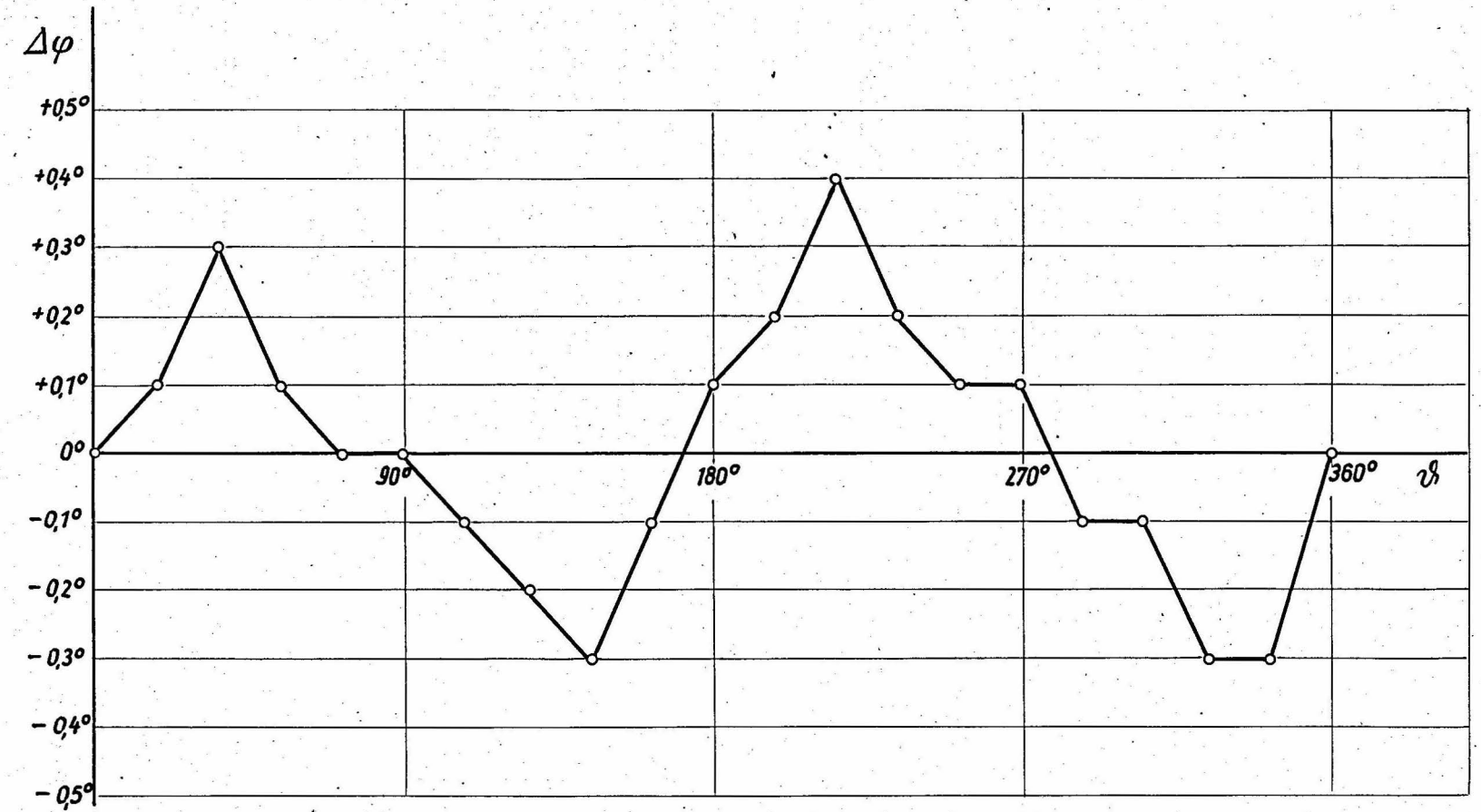


Abb. 15 Phasenfehler

zeigt, tritt ein viertelkreisiger Fehler mit max. $\pm$ 0,35° Abweichung auf. Die dadurch bedingte Frequenzabweichung ist entsprechend Gl. (2) von der Goniometerdrehzahl abhängig, sie beträgt im ungünstigsten Fall bei einer Frequenzverschiebung von $\Delta f/f = \pm 1{,}5 \cdot 10^{-8}$ etwa $\pm 1{,}5 \cdot 10^{-10}$.

Zur Messung des Phasenfehlers wurde das Verfahren mit Lissajousschen Figuren angewandt. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit wurde die dem vertikalen Plattenpaar zugeführte Spannung in ihrer Frequenz verzehnfacht. Damit erhält man eine Figur, die mit $\pi/10$ mehrdeutig, d.h. alle 18° gleich ist. Die kleinste Meßunsicherheit erhält man bei der Phasenverschiebung 0, 18°, 36°, ... mit besser als 0,1°.
Da keine Absoluteichung des Gerätes erforderlich ist, brauchen die Phasendrehungen der Hilfsgeräte (Frequenzvervielfacher, Oszillographenverstärker) nicht bekannt zu sein und der Bezugspunkt 0° kann völlig beliebig gewählt werden.

6. Neuentwicklung

An einem erforderlichen Zweitgerät, das sich z.Z. im Bau befindet, wurden Verbesserungen vorgenommen, die sich auf Grund der im 7-monatigen Dauerbetrieb des ersten Gerätes gewonnenen Erfahrungen als notwendig erwiesen haben.
Da der elektrische Aufbau zufriedenstellend arbeitete, ist an eine prinzipielle Aenderung zunächst nicht gedacht worden. Es soll jedoch die Verstärkereinheit mit Messerleisten einsteckbar vorgesehen werden, um bei auftretenden Fehlern nicht den Antrieb ausschalten zu müssen, damit der Verstärker von der Unterseite des Gerätes zugänglich wird.
Auf der mechanischen Seite sind die Schwierigkeiten zu überwinden, die beim Nulldurchgang des Reibrades auftreten.

Der Grund des Klemmens bei stehendem Reibrad und fortschreitendem Transport der Gabel ist im Gewindespiel, der Führungsfläche zwischen Gabel und Reibrad mit dem dazwischenliegenden Spiel und der damit möglichen Schrägstellung der Gabel, dem großen Abstand zwischen Spindel und Abtriebsachse und der kurzen Führungsbuchse des Reibrades zu suchen.
Die Neukonstruktion, die im Prinzip in Abb. 16 dargestellt ist, soll diese Schwächen umgehen.

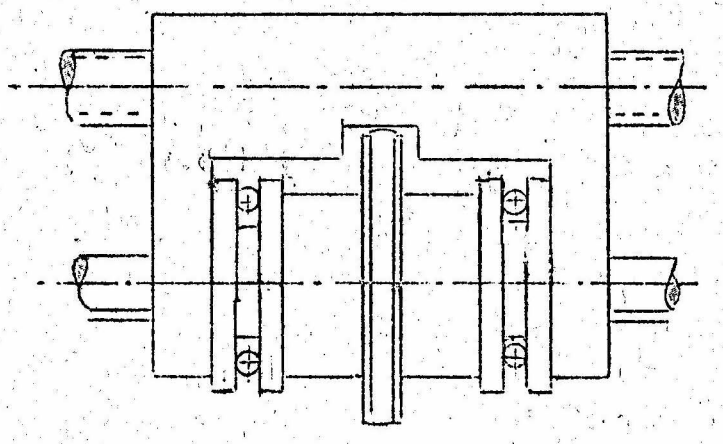


Abb. 16

Die Verbesserungen sind folgende: Die Führung der Gabel in der Spindel und des Reibrades auf der Abtriebswelle werden wesentlich verlängert. Zwischen der Führungshülse des Reibrades und der Gabel werden Axialrillenkugellager angebracht, um die Gleitreibung auszuschalten.

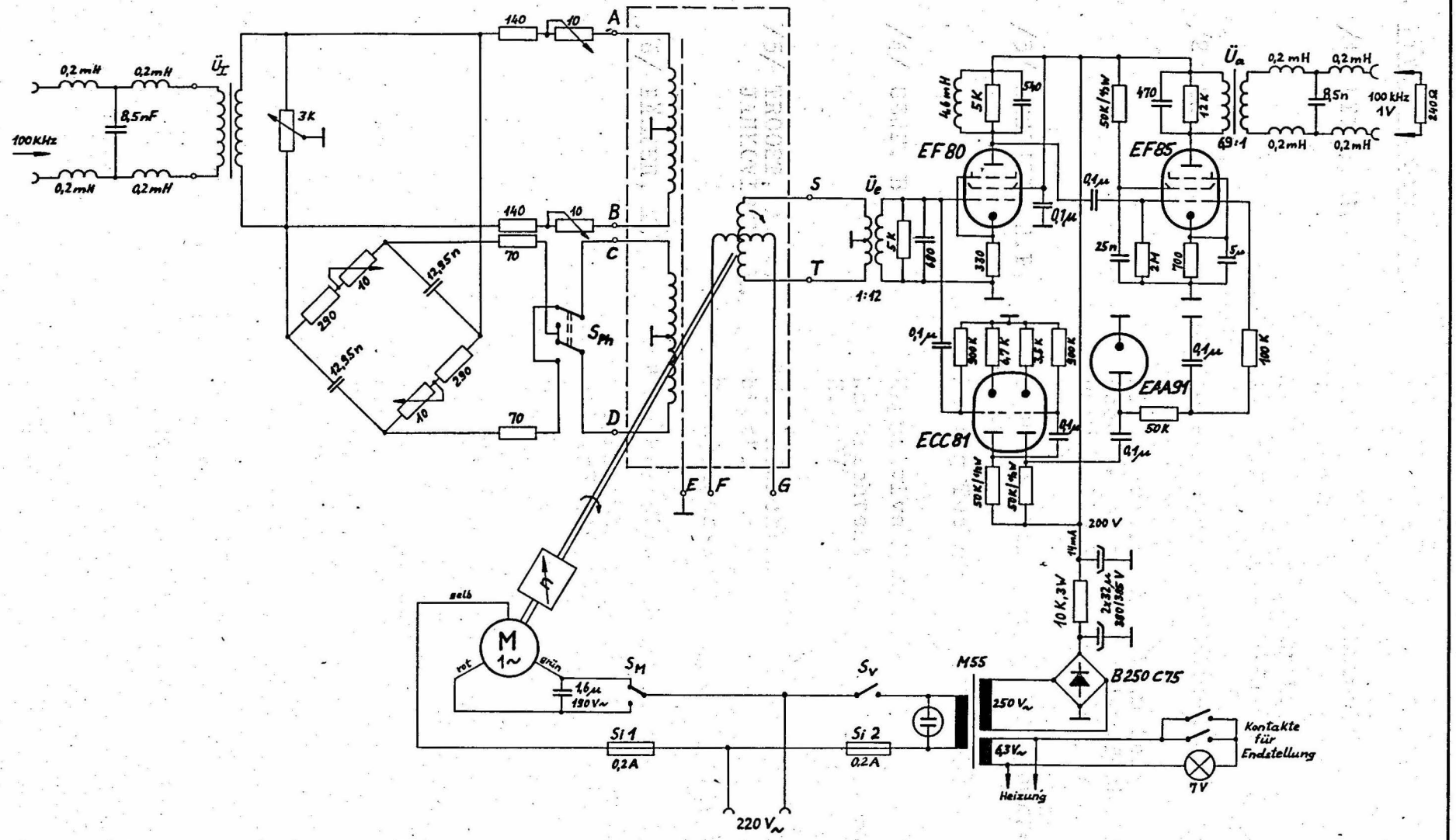


Abb. 17 Stromlaufplan

7. Literaturhinweise

/1/ UTECH, H. "Der neue 100-kHz-Normalfrequenzgenerator des HHI".
Technischer Bericht Nr. 42 des Heinrich-Hertz-Instituts, 1961

/2/ ZAHN, J. "Kontinuierlicher Phasenschieber für 100 kHz".
Diplomarbeit Nr. 64 am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Berlin, 1960

/3/ ASSEJEW, B.P. "Phasenbeziehungen in der Funktechnik"
Verlag Technik Berlin, 1957

/4/ SENF, B. "Kapazitive Phasendreher"
Nachrichtentechnik 7 (1957), H. 11, S. 507

/5/ TROOST, A. u. JANKOVISKY, R. "Neuentwicklung auf dem Goniometergebiet".
Telefunken-Zeitung 24 (1951), H. 91

/6/ PÄSLER, M. "Das belastete Goniometer"
Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 57 (1941), H. 1, S. 14