

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 90

Peilanlagen
zur Messung von spektralen Amplitudenverteilungen,
Amplitudenverhältnissen und Gruppenlaufzeitdifferenzen
von Atmospheric

von

Ing. G. HEYDT

Berlin

1 9 6 6

H 90

Peilanlagen

zur Messung von spektralen Amplitudenverteilungen,
Amplitudenverhältnissen und Gruppenlaufzeitdifferenzen
von Atmospheric

Zusammenfassung:

Zunächst werden die entwickelten Verfahren zur Messung von spektralen Amplituden, Amplitudenverhältnissen, Gruppenlaufzeitdifferenzen und Einfallsrichtungen von Atmospheric beschrieben. Es folgt die Erläuterung des Aufbaues automatischer Registrieranlagen, die die genannten Meßverfahren in sich vereinigen. Mit Hilfe dieser Anlagen soll die Wirkung von Wellenausbreitungsvorgängen auf die Atmospheric untersucht werden. Gleichzeitig soll geklärt werden, in welcher Weise sich diese Vorgänge als Hilfsmittel zur Ortung von Gewitterherden von einer Beobachtungsstation aus verwenden lassen.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter
gez. G. Heydt
(Ing. G. Heydt)



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

Der Institutsdirektor
gez. Cremer
(Prof. Dr.-Ing. L. Cremer)

Berlin-Charlottenburg, den 30.1.1967

A. Einleitung

Untersuchungen von Atmosphericics sind in zweierlei Hinsicht von Interesse : einerseits dienen die Atmosphericics als natürliche, breitbandige und auf die verschiedensten Entfernungen vom Empfangsort verteilte Versuchssender für Untersuchungen der tieferen Ionosphäre. Andererseits bieten geeignete Messungen von Atmosphericics dem Meteorologen die Möglichkeit, sich über die Lage und über die Intensität von Gewitterzentren zu informieren.

Bei der Auswertung der für meteorologische Zwecke bestimmten Atmosphericics-Messungen müssen die Wellenausbreitungsvorgänge im Längstwellengebiet berücksichtigt werden. Die empfangenen Atmosphericics werden durch diese Vorgänge derart stark beeinflusst, daß sie als Hilfsmittel für die Entfernungsbestimmung des Ursprungsortes von Atmosphericics von einer Beobachtungsstation aus verwendet werden können [Volland, 1964a].

Ähnlich muß bei der Auswertung von Atmosphericics-Messungen für Ionosphären-Untersuchungen mit dem Einfluß meteorologischer Faktoren bei der Entstehung der Atmosphericics gerechnet werden. Die quantitative Erfassung und Trennung der Wirkung der Ausbreitungsvorgänge und der meteorologischen Faktoren ist ein Problem der Radiometeorologie, für dessen Lösung die in diesem Bericht beschriebenen Atmosphericics-Empfangsanlagen die technischen Voraussetzungen schaffen.

Vier derartige Anlagen sollen an verschiedenen Empfangsorten eingesetzt werden und durch synchrone Peilung die Ortsbestimmung von Gewitterherden ermöglichen. Gleichzeitig sollen die Anwendungsmöglichkeiten der in diesem Bericht beschriebenen Meßverfahren zur Ortsbestimmung von Gewitterherden von einer Beobachtungsstation

aus und zur Untersuchung der Ausbreitungsvorgänge im Längstwellengebiet geprüft werden. Nach erfolgreicher praktischer Prüfung der Meßverfahren könnten die Anlagen zur großräumigen quantitativen Überwachung der Gewittertätigkeit dienen.

B. Das Spektrum von Atmosphericics

Ein einzelnes Atmosphericic erzeugt am Ausgang einer Antenne eine impulsartige Spannung, von deren zeitlichem Verlauf Bild 1 ein Beispiel gibt.



Bild 1: Zeitlicher Verlauf eines Atmosphericic

Dieser Spannungsverlauf ist eine Folge der Verformung des in der Nähe des Ursprungsortes des Atmosphericic auftretenden Impulses $E_s(t)$ beim Durchlaufen des von der Erdoberfläche und der tieferen Ionosphäre begrenzten Wellenleiters. Eine sinnvolle quantitative Auswertung der Atmosphericics wird durch die Untersuchung des Spektrums der Atmosphericics möglich. Dabei geht man von der Vorstellung aus, daß das Spektrum $A(\omega)$ des empfangenen Impulses $E(t)$ als das Produkt aus dem Spektrum $g(\omega)$ des gesendeten Impulses $E_s(t)$ und der Übertragungsfunktion F des Wellenleiters angesehen werden kann.

$$A(\omega) = g(\omega) \cdot F \quad (1)$$

Das Spektrum $A(\omega)$ läßt sich durch Fouriertransformation der Zeitfunktion $E(t)$ des empfangenen Impulses ermitteln:

$$A(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt = \frac{1}{2} (a(\omega) - jb(\omega)) \quad (2)$$

$$\text{mit } a(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E(t) \cdot \cos \omega t \, dt$$

$$\text{und } b(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E(t) \cdot \sin \omega t \, dt.$$

Als Amplitudenspektrum ergibt sich:

$$| A(\omega) | = \frac{1}{2} \sqrt{a^2(\omega) + b^2(\omega)} \quad (3)$$

und als Phasenspektrum :

$$\phi(\omega) = \text{arc tg} \left(- \frac{b(\omega)}{a(\omega)} \right) \quad (4).$$

Das Spektrum $g(\omega)$ des von einem Blitz gesendeten Impulses hängt in starkem Maße von der Stärke des Blitzes, von seiner Richtung und von meteorologischen bzw. luftelektrischen Faktoren ab. Es ist daher zweckmäßig, das Impulsspektrum von Atmospherics an einer großen Anzahl von Impulsen zu untersuchen, um die Wirkung individueller Eigenschaften der gesendeten Impulse durch Anwendung statistischer Methoden zu verringern.

Die Übertragungsfunktion F des Wellenleiters ist stark von der Frequenz und von der Länge des Übertragungsweges abhängig. Außerdem variiert sie tages- und jahreszeitlich, sowie mit der Richtung des Übertragungsweges. Sie läßt sich unter Annahme vereinfachender Modelle für kürzere Entfernungen strahlenoptisch und für größere Entfernungen nach der mode-Theorie berechnen [Volland 1964 b].

C. Beschreibung der zu messenden Größen

Um die langwierige nachträgliche Frequenzanalyse einer großen Anzahl registrierter Zeitfunktionen von Atmospherics zu vermeiden, sind Registriergeräte nötig, die die interessierenden spektralen Größen unmittelbar anzeigen

und eine möglichst einfache statistische Auswertung gestatten.

Aus diesem Grunde wurden Meßgeräte entwickelt und nunmehr in einer Anlage vereinigt, die die Eingangsspannungen derart verarbeiten, daß an ihren Ausgängen insgesamt vier Meßspannungen zur Verfügung stehen, von denen die ersten drei Messungen von Größen gestatten, die aus dem Amplituden-, bzw. Phasenspektrum der Atmospheric abgeleitet werden.

Im einzelnen handelt es sich um folgende Spannungen:

1. Eine Spannung u_A , die dem Betrag der spektralen Amplitude des jeweiligen Atmospheric bei der gewählten Meßfrequenz ω_1 proportional ist.

$$u_A = K_1 \cdot |A(\omega_1)| \quad (5)$$

Die Konstante K_1 , sowie die später verwendeten Konstanten K_2 , K_3 und K_4 berücksichtigen Empfänger- und Antennendaten.

2. Eine Spannung u_V , die eine Funktion des Verhältnisses der spektralen Amplituden des jeweiligen Atmospheric bei zwei gewählten Meßfrequenzen ω_1 und ω_2 ist.

$$u_V = K_2 \cdot \arctg \frac{|A(\omega_1)|}{|A(\omega_2)|} = K_2 \cdot \arctg \frac{|g(\omega_1)| \cdot |F(\omega_1)|}{|g(\omega_2)| \cdot |F(\omega_2)|} \quad (6)$$

Nimmt man entsprechend Gl.6 vereinfachend an, daß die Form der Spektren der von Blitzen verschiedener Stärke und Richtung gesendeten Impulse am Ursprungsort gleich ist und sich Stärke und Richtung nur durch Multiplikation des jeweiligen Spektrums mit einem Faktor auswirken, so bleibt dieser Faktor bei der Bildung des Verhältnisses der spektralen Amplituden wirkungslos, da er sowohl in $|g(\omega_1)|$, als auch in $|g(\omega_2)|$ enthalten ist. Die Spannung u_V ist also unter der genannten Voraussetzung nur von der Form des Spektrums des jeweili-

gen Atmospheric, nicht aber von seiner Stärke abhängig.

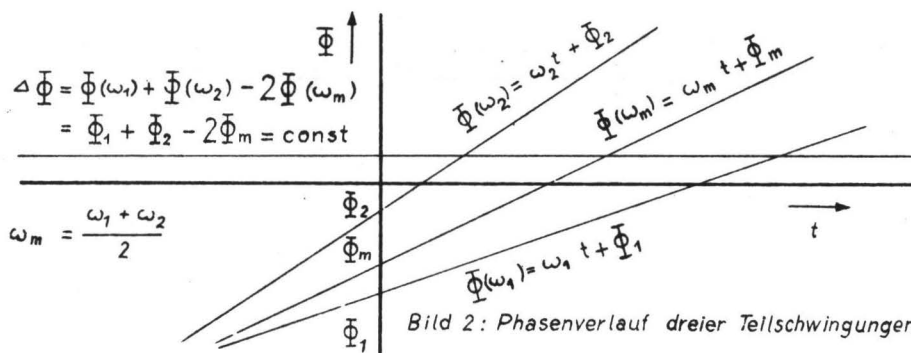
3. Eine Spannung $u_{\Delta t_g}$, die der Gruppenlaufzeitdifferenz Δt_g zwischen zwei benachbarten Frequenzen proportional ist.

$$u_{\Delta t_g} = K_3 \cdot \Delta t_g \quad (7)$$

Beim Betrachten des zeitlichen Verlaufes der Feldstärke von Atmospheric (Bild 1) fällt auf, daß die höheren Frequenzanteile vor denen mit niedrigerer Frequenz auftreten. Diese Dispersion wird bei längeren Übertragungstrecken und bei Frequenzen unter 10 kHz überwiegend durch die Übertragungsfunktion des Wellenleiters verursacht.

Im Verlauf des Phasenspektrums macht sich die Dispersion durch Steigungsänderungen der Kurve $\phi(\omega)$ bemerkbar. Entsprechend der Fourierzerlegung setzt sich der Atmosphericimpuls $E(t)$ aus unendlich vielen Teilschwingungen zusammen, die eine Amplitudendichte $|A(\omega)|$ und zum Zeitpunkt $t=0$ die Phasenwinkel $\phi(\omega)$ haben.

Die Dauer der Teilschwingungen geht von $-\infty$ bis $+\infty$ und nur während der Dauer des Impulses ist die Summe der Teilschwingungen von 0 verschieden und identisch mit dem zeitlichen Verlauf des Impulses. Der Phasenwinkel $\phi(\omega_1)$ einer Teilschwingung läßt sich am Empfangsort nicht bestimmen, da er zeitlich variiert und der Zeitpunkt des Beginns des Impulses nicht definiert ist (Bild 2).



Die Differenz $\phi(\omega_1) - \phi(\omega_2)$ der Phasenwinkel zweier Teilschwingungen mit den Frequenzen ω_1 und ω_2 ist, wie aus Bild 2 hervorgeht, ebenfalls zeitlich nicht konstant und daher bei nicht zu bestimmendem Zeitpunkt des Impulsbeginns nicht zu Messungen geeignet. Bei Verwendung einer dritten Teilschwingung mit der Frequenz ω_m werden dagegen die Verhältnisse anders, wenn man ω_m so wählt, daß

$\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = \omega_m$ ist. Bildet man nun unter dieser Voraussetzung

die Phasendifferenz $\Delta\phi = \phi(\omega_1) + \phi(\omega_2) - 2\phi(\omega_m)$ so ergibt sich, daß $\Delta\phi$ zeitlich konstant ist. Die Phasendifferenz $\Delta\phi$ ist offenbar eine Größe, die die Phasenbeziehungen der drei Teilschwingungen untereinander charakterisiert und die, wenigstens theoretisch, zu jedem beliebigen Zeitpunkt als konstant gemessen werden kann.

Trägt man die Phasenwinkel $\phi(\omega)$ zum Zeitpunkt $t=0$ in Abhängigkeit von der Frequenz auf (Bild 3) und zeichnet die Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_m , sowie die zugehörigen Phasenwinkel ϕ_1 , ϕ_2 und ϕ_m ein, so ergibt sich :

Die Gruppenlaufzeit bei der Frequenz $\frac{\omega_1 + \omega_m}{2}$:

$$t_{g1} \approx \frac{\phi_m - \phi_1}{\Delta\omega} \text{ mit } \Delta\omega = \omega_m - \omega_1 = \omega_2 - \omega_m = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$$

Die Gruppenlaufzeit bei der Frequenz $\frac{\omega_2 + \omega_m}{2}$:

$$t_{g2} \approx \frac{\phi_2 - \phi_m}{\Delta\omega}$$

Damit wird die Gruppenlaufzeitdifferenz :

$$t_{g2} - t_{g1} = \Delta t_g \approx \frac{\phi_1 + \phi_2 - 2\phi_m}{\Delta\omega} = \frac{\Delta\phi}{\Delta\omega} \quad (8)$$

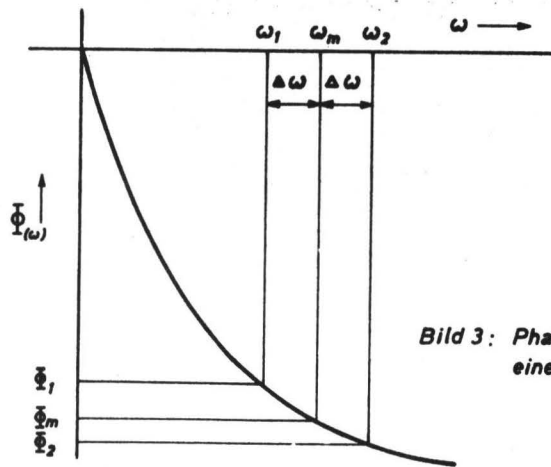


Bild 3: Phasenspektrum eines Impulses.

Die weiter oben als zeitlich konstant aus den drei Teilschwingungen abgeleitete Größe $\Delta\Phi$ ist also der Gruppenlaufzeitdifferenz Δt_g proportional; ihre Messung kann daher zur Bestimmung von Δt_g verwendet werden. Die Gruppenlaufzeitdifferenz selbst gibt an, um wieviel später die Teilschwingung mit der Frequenz $\frac{\omega_1 + \omega_m}{2}$ als die mit der Frequenz $\frac{\omega_2 + \omega_m}{2}$ am Empfangsort wirksam wird.

4. Eine Spannung u_φ , die der Einfallsrichtung φ des Atmospheric proportional ist.

$$u_\varphi = K_4 \cdot \varphi \quad (9)$$

Mit Hilfe dieser Spannung ist eine Peilung der Atmospheric bei gleichzeitiger Registrierung der unter 1 ... 3 erläuterten Größen möglich.

D. Prinzip des Registrierverfahrens

Die vier Spannungen werden nun entsprechend Bild 4 unter Verwendung eines XY-Oszillographen zu einem photographischen Registrierverfahren benutzt:

Am Y-Eingang des Oszillographen liegt ständig die zur Peilung benutzte Spannung u_φ , während an seinen X-Eingang wahlweise die Spannung u_A , u_V oder $u_{\Delta t_g}$ ge-

schaltet werden kann. Nach jedem Atmospheric wird der Oszillograph kurzfristig hellgesteuert, so daß auf seinem Schirm ein Leuchtpunkt entsteht, dessen vertikale Lage die Einfallsrichtung und dessen horizontale Lage die Größe der spektralen Amplitude bzw. das Amplitudenverhältnis oder die Gruppenlaufzeitdifferenz des jeweiligen Atmospheric bei den gewählten Meßfrequenzen angibt.

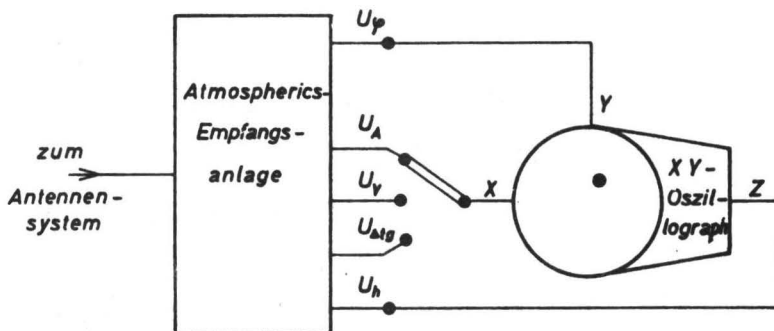


Bild 4: Prinzip des Registrierverfahrens.

Bei photographischer Registrierung einer großen Anzahl derartiger Lichtpunkte ergeben sich charakteristische Punkthäufungen, aus denen sowohl bevorzugte Einfallsrichtungen als auch die Amplitudenverteilung, bzw. mittlere Amplitudenverhältnisse oder mittlere Gruppenlaufzeitdifferenzen der Atmospheric abgelesen und verschiedenen Gewitterherden zugeordnet werden können.

Erste Beispiele für die Registrierung von Amplitudenverteilung, Amplitudenverhältnis und Gruppenlaufzeitdifferenz bei gleichzeitiger Peilung zeigen die Bilder 5, 6, und 7. Der Vorteil dieses Peilverfahrens gegenüber der Peilung mit dem üblichen Oszillographen-Sichtpeiler ist

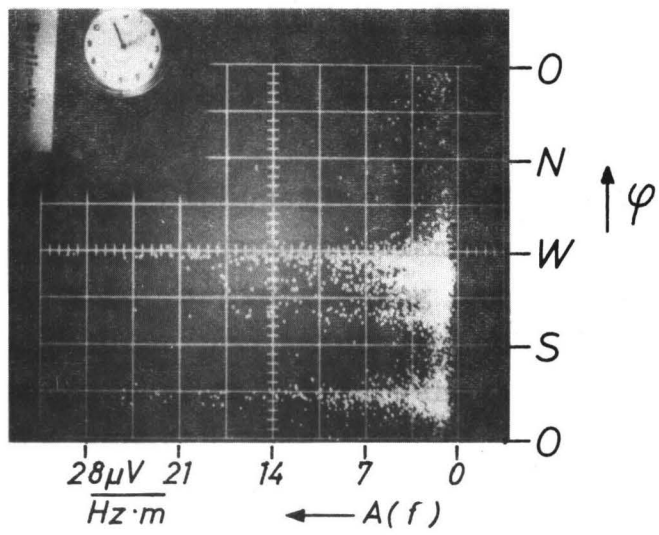


Bild 5: Registrierung der spektralen Amplitudenverteilung.
9. Nov. 1966 23⁰⁵-23¹⁰ MEZ, Meßfrequenz 9 kHz.

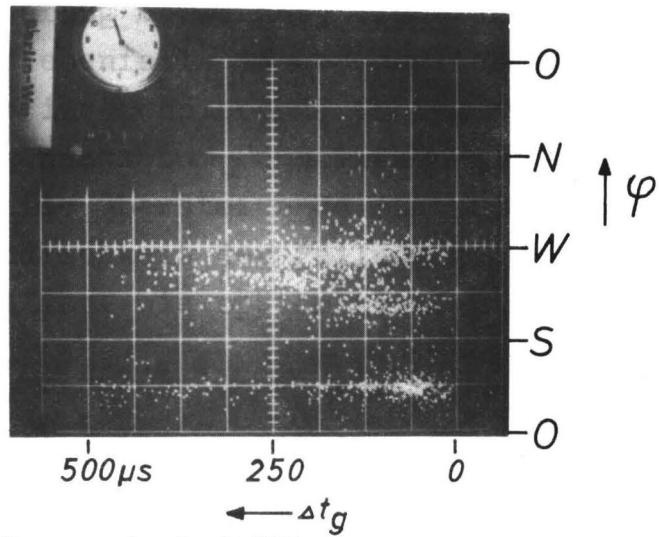


Bild 6: Registrierung der Gruppenlaufzeitdifferenz.
9. Nov. 1966 23¹⁵-23²⁰ MEZ, $f_m = 8$ kHz, $\Delta f = 2$ kHz.

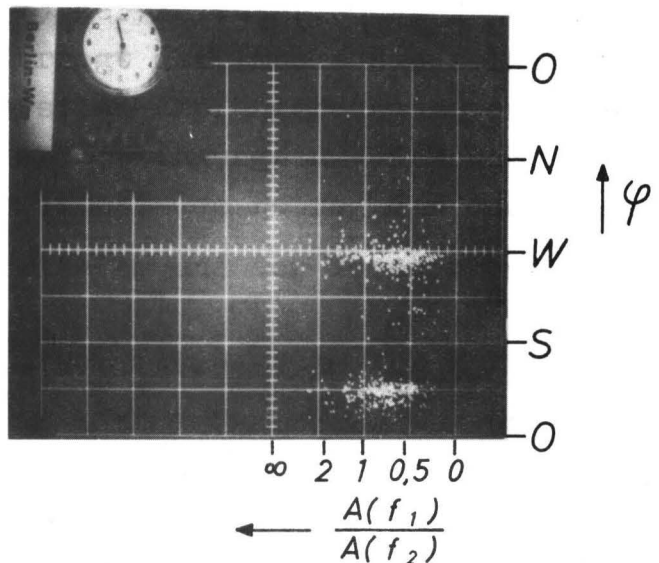


Bild 7: Registrierung des Amplitudenverhältnisses.
9. Nov. 1966 23²⁵-23³⁰ MEZ, $f_1 = 6$ kHz, $f_2 = 9$ kHz.

offensichtlich: während der Sichtpeiler den XY-Oszillographen fast völlig für die Richtungsbestimmung ausnutzt und durch die strichförmige Registrierung der Atmospheric nur wenige Amplituden pro Aufnahme ablesbar sind, wird bei dem beschriebenen Peilverfahren nur der Y-Kanal für die Peilung besetzt. Der X-Kanal ist für die Registrierung der interessierenden spektralen Größen frei und durch die punktförmige Registrierung läßt sich erheblich mehr Information auf dem Film speichern.

Gegenüber dem Schmalsektorpeiler, der ebenfalls eine punktförmige Registrierung verwendet, liegt der Vorteil dieses Peilverfahrens ebenfalls in der Möglichkeit, mit dem X-Kanal beliebige interessierende Größen zu messen. Außerdem wird, im Gegensatz zum Schmalsektorpeiler, jedes die Ansprechschwelle übersteigende Atmospheric registriert; die Empfindlichkeit der Peilung gegenüber Polarisierungseffekten ist, wie später gezeigt werden wird, geringer.

E. Die Messung der spektralen Amplitude

Der Betrag $|A(\omega)|$ der spektralen Amplitude eines Atmospheric bei einer Frequenz läßt sich am einfachsten mit Hilfe eines schmalbandigen Empfängers messen. Legt man an den Eingang des Empfängers eine Spannung, die dem zeitlichen Verlauf $E(t)$ der Feldstärke des Atmospheric proportional ist, so erregt der Impuls die selektiven Elemente des Empfängers. Am Empfängerausgang entsteht dann ein hochfrequenter Schwingungszug, dessen maximale Amplitude $u_{A_{max}}$ proportional dem Betrag der spektralen Amplitude, der Bandbreite $\Delta\omega$ und der Verstärkung V des Empfängers ist :

$$u_{A_{max}} \sim V \cdot |A(\omega)| \cdot \Delta\omega \quad (10)$$

Dies gilt unter der Voraussetzung, daß die Abklingzeit des Empfängers groß gegen die Dauer des zu untersuchenden Impulses ist. Da Verstärkung und Bandbreite Empfängerkonstanten sind, ist die Spannung $u_{A_{\max}}$ dem Betrag der spektralen Amplitude $|A(\omega)|$ proportional.

Macht man für statistische Untersuchungen die Voraussetzung, daß während der gesamten Dauer der Messung des statistischen Spektrums die Gewittertätigkeit konstant bleibt, können die Messungen auf den verschiedenen Frequenzen nacheinander erfolgen. Für derartige Messungen ist es vorteilhaft, als Empfänger einen Überlagerungsempfänger zu verwenden, der bei konstanter Bandbreite des ZF-Verstärkers eine einfache Einstellung der gewünschten Empfängerfrequenz durch Veränderung der Oszillatorfrequenz erlaubt.

Die in den Peilanlagen verwendeten Empfänger zur Messung von $|A(\omega)|$ sind daher nach dem in Bild 8 dargestellten Prinzip aufgebaut. Die von einer Stabantenne aufgenommenen Impulse werden zur Unterdrückung von Spiegelfrequenzen über einen Tiefpaß geführt und anschließend in einer Mischstufe mit der Oszillatorfrequenz gemischt. Die Ausgangsimpulse des anschließenden ZF-Verstärkers werden gleichgerichtet. Der Spitzenwert der gleichgerichteten Impulse entspricht der Meßspannung u_A , wobei die Hellsteuerung des Oszillographen zum Zeitpunkt t_{\max} erfolgen muß, an dem das Maximum des Impulses und damit der richtige Wert von u_A erreicht ist.

F. Die Messung des Verhältnisses von spektralen Amplituden

Dieser Messung liegt das in Bild 9 gezeigte Prinzip zugrunde : zwei schmalbandige Überlagerungsempfänger liefern, wie unter E beschrieben, an ihren Ausgängen gleich-

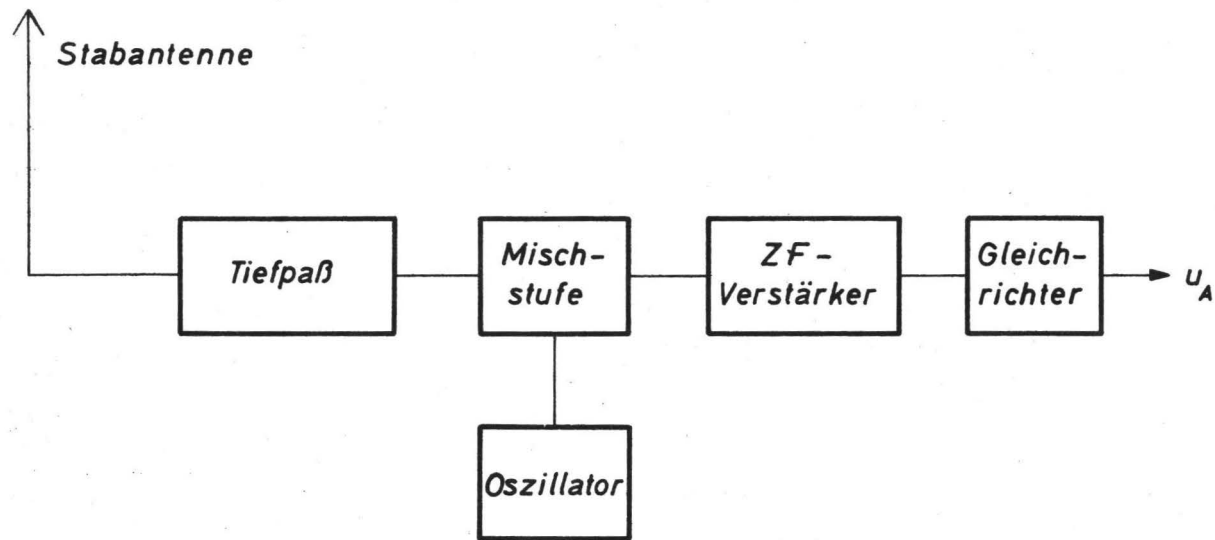


Bild 8: Blockschaltbild eines Empfängers zur Messung des Betrages der spektralen Amplituden von Atmosphericis.

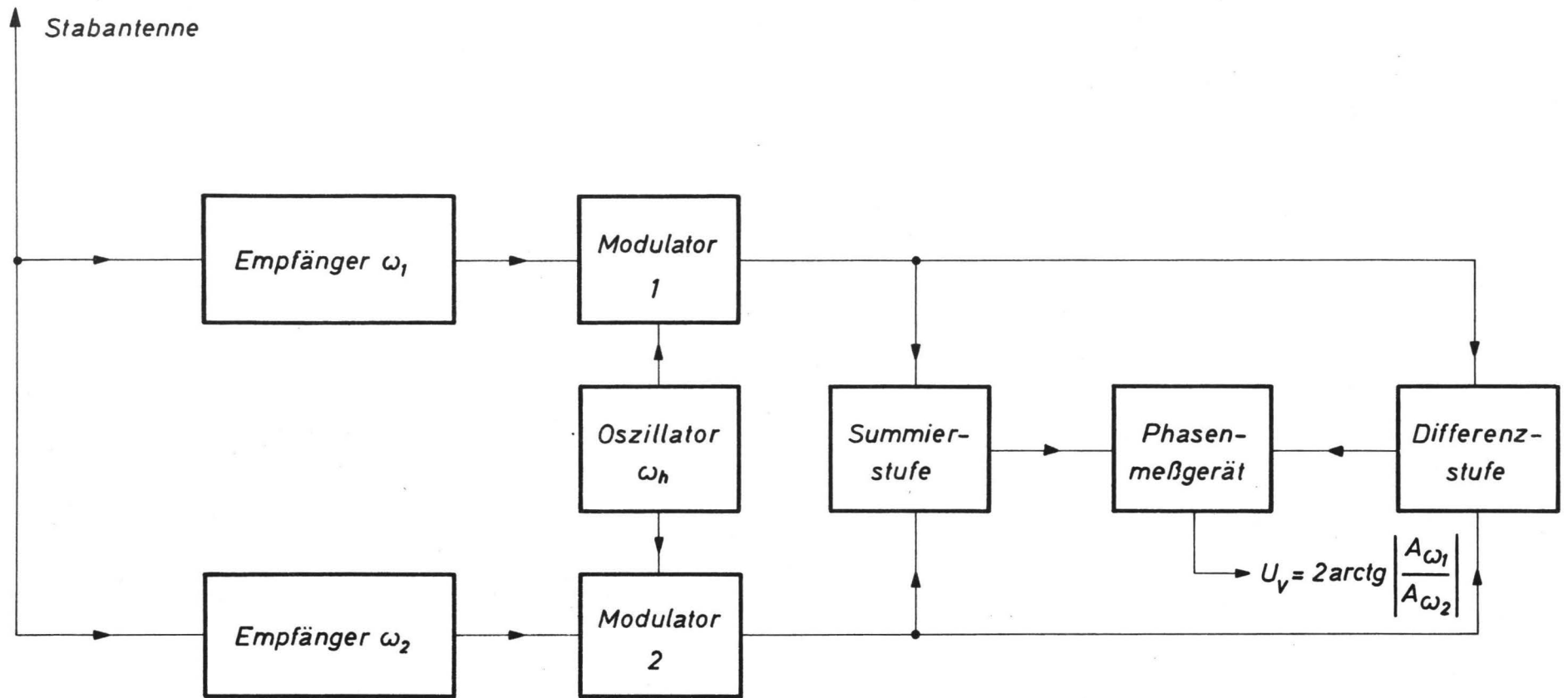


Bild 9: Blockschaltbild der Anordnung zur Messung des Verhältnisses der spektralen Amplituden von Atmosphericis.

gerichtete ZF-Impulse, deren Maximalwerte den spektralen Amplituden des jeweiligen Atmospheric bei den Frequenzen ω_1 und ω_2 , auf die die Empfänger abgestimmt sind, entsprechen. Die Ausgangsspannungen $u_A(\omega_1)$ und $u_A(\omega_2)$ werden durch je eine Modulationsschaltung derart in hochfrequente Schwingungszüge von der Frequenz ω_h umgewandelt, daß $u_A(\omega_1)$ zu $u_A(\omega_1) \cdot \sin \omega_h t$ und $u_A(\omega_2)$ zu $u_A(\omega_2) \cdot \cos \omega_h t$ wird.

Als Summe beider Schwingungszüge ergibt sich :

$$\begin{aligned} u_A(\omega_1) \cdot \sin \omega_h t + u_A(\omega_2) \cdot \cos \omega_h t &= \\ = \sqrt{u_A^2(\omega_1) + u_A^2(\omega_2)} \cdot \sin(\omega_h t + \psi) & \quad (11) \end{aligned}$$

und als Differenz

$$\begin{aligned} u_A(\omega_1) \cdot \sin \omega_h t - u_A(\omega_2) \cdot \cos \omega_h t &= \\ = \sqrt{u_A^2(\omega_1) + u_A^2(\omega_2)} \cdot \sin(\omega_h t - \psi) & \quad (12) \end{aligned}$$

Dabei ist der Phasenwinkel

$$\psi = \arctg \frac{u_A(\omega_1)}{u_A(\omega_2)} = \arctg \frac{|A(\omega_1)|}{|A(\omega_2)|}$$

Der Phasenwinkel ψ ist also eine Funktion des Verhältnisses der spektralen Amplituden $|A(\omega_1)|$ und $|A(\omega_2)|$ des jeweiligen Atmospheric bei den Frequenzen ω_1 und ω_2 .

Dementsprechend gibt man die Ausgangsspannungen der Modulatoren auf eine Summier- und auf eine Differenzstufe und mißt die Phasendifferenz 2ψ zwischen der Summen- und der Differenzspannung mit einem Phasenmeßgerät. Die Ausgangsspannung des Phasenmeßgerätes ist dann

$$u_V \sim \arctg \frac{|A(\omega_1)|}{|A(\omega_2)|} \quad (13)$$

und damit eine eindeutige Funktion des Verhältnisses der spektralen Amplituden.

G. Die Messung der Gruppenlaufzeitdifferenz

Die Messung erfolgt nach dem in Bild 10 gezeigten Prinzip: Die von den Atmosphericics erzeugten Impulse stoßen drei Schwingkreise an, die auf die Kreisfrequenzen ω_1 , ω_2 und ω_m derart abgestimmt sind, daß entsprechend Bild 2

$$\omega_m = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad \text{und} \quad \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} = \Delta\omega \quad \text{ist.}$$

Sind die Abklingzeiten T der Kreise untereinander gleich und groß gegenüber der Dauer der Impulse, dann stehen nach dem Ende eines Impulses an den Kreisen gedämpfte Schwingungen folgender Form:

$$u_{K_1} \sim |A(\omega_1)| \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1) \cdot \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \quad (14)$$

$$u_{K_2} \sim |A(\omega_2)| \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2) \cdot \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \quad (15)$$

$$u_{K_m} \sim |A(\omega_m)| \cdot \cos(\omega_m t + \phi_m) \cdot \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \quad (16)$$

Bei multiplikativer Mischung der Spannung u_{K_m} mit sich selbst ergibt sich als erste Oberwelle:

$$u_{K_m}^2 \rightarrow |A(\omega_m)|^2 \cdot \cos(2\omega_m t + 2\phi_m) \cdot \exp\left(-\frac{2t}{T}\right) \quad (17)$$

Bei Mischung von u_{K_1} mit u_{K_2} ergibt sich:

$$u_{K_1} \cdot u_{K_2} \rightarrow |A(\omega_1)| \cdot |A(\omega_2)| \cdot \cos(2\omega_m t + \phi_1 + \phi_2) \cdot \exp\left(-\frac{2t}{T}\right) \quad (18)$$

da ja $\omega_1 + \omega_2 = \omega_m$ ist.

Läßt man auf die Mischstufen auf $2\omega_m$ abgestimmte Schwingkreise folgen, so haben die an ihnen stehenden Spannungen eine Phasendifferenz $\Delta\phi$ von

$$\Delta\phi = \phi_1 + \phi_2 - 2\phi_m$$

Dann ist aber, entsprechend Gl. 8 :

$$\Delta\phi = \Delta t_g \cdot \Delta\omega$$

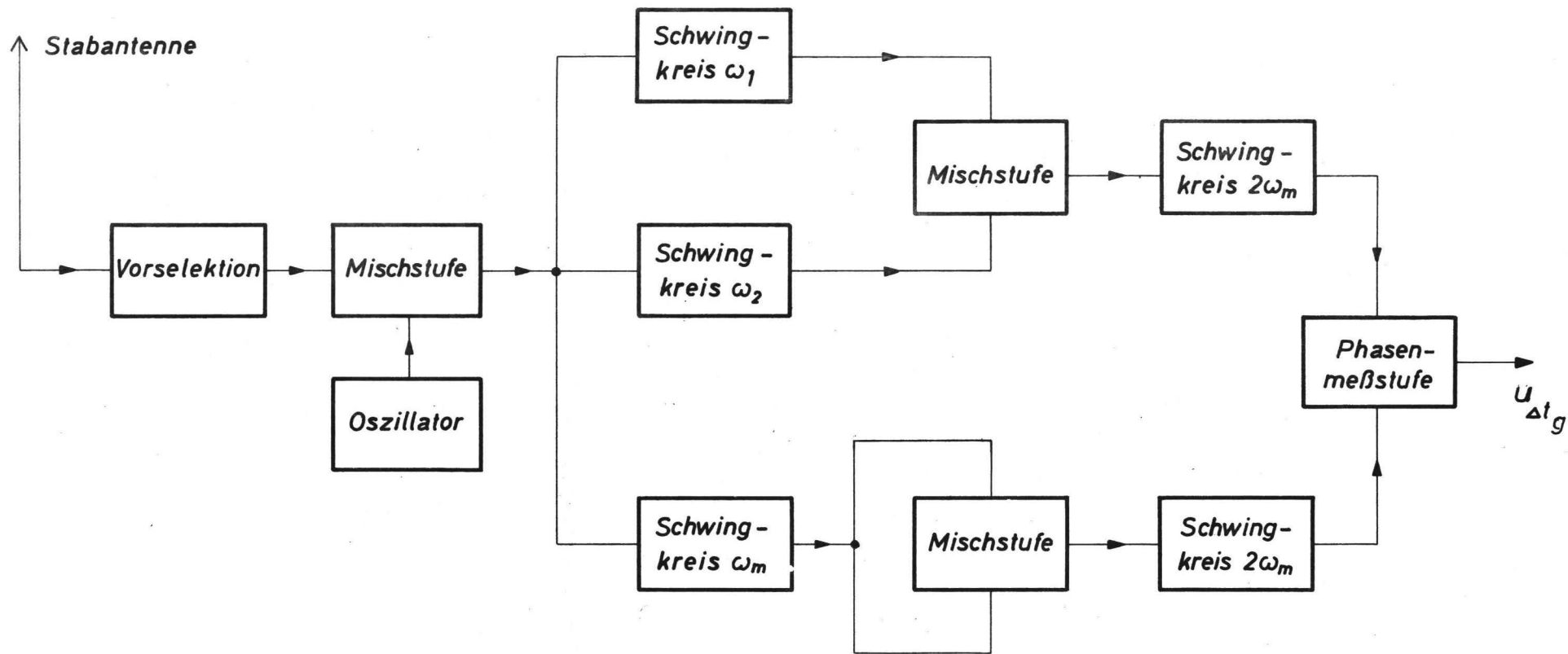


Bild 10 :

Blockschaltbild der Anordnung zur Messung der Gruppenlaufzeitdifferenzen von Atmospheric.

Da die Meßbandbreite $\Delta\omega$ eine konstante vorgegebene Größe ist, läßt sich damit durch eine Messung von $\Delta\phi$ die Gruppenlaufzeitdifferenz zwischen den Kreisfrequenzen $\frac{\omega_1 + \omega_m}{2}$ und $\frac{\omega_2 + \omega_m}{2}$ bestimmen. Am Ausgang des Phasenmeßgerätes entsteht kurz nach dem Ende des erregenden Impulses die Spannung $u_{\Delta t_g}$, die der zu messenden Gruppenlaufzeitdifferenz proportional ist und so lange vorhanden bleibt, bis die Schwingungen an den Kreisen abgeklungen sind.

Die ganze Anordnung läßt sich als Zwischenfrequenzteil eines Überlagerungsempfängers verwenden, so daß bei konstanter Meßbandbreite $\Delta\omega$ die Mittenfrequenz des Empfängers durch Verändern der Oszillatorfrequenz leicht variiert werden kann.

H. Die Messung der Einfallsrichtung φ

Bei unendlich gut leitender Erdoberfläche und bei Vernachlässigung von Polarisationserscheinungen u.a., steht im Fernfeld der Vektor der elektrischen Feldstärke eines Atmospheric senkrecht auf dem Erdboden, während der Vektor der magnetischen Feldstärke $H(t)$ parallel zum Erdboden und senkrecht zur Einfallsrichtung liegt.

In zwei senkrecht gekreuzten Rahmenantennen R_x und R_y erzeugt ein Atmospheric Spannungen u_x und u_y folgender Form:

$$u_x \sim \frac{dH(t)}{dt} \cdot \cos \varphi \quad (19)$$

$$u_y \sim \frac{dH(t)}{dt} \cdot \sin \varphi \quad (20)$$

Bildet man durch Fouriertransformation die Teilschwingungen $u_x(\omega_1)$ und $u_y(\omega_1)$ dieser Impulse bei einer Frequenz ω_1 ,

so ist :

$$u_x(\omega_1) \sim \frac{d(|A(\omega_1)| \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1))}{dt} \cdot \cos \varphi$$

und

$$u_y(\omega_1) \sim \frac{d(|A(\omega_1)| \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1))}{dt} \cdot \sin \varphi$$

Die Differenzierung ergibt nach Einführung der komplexen Schreibweise :

$$u_x(\omega_1) \sim j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1)) \cdot \cos \varphi \quad (21)$$

$$u_y(\omega_1) \sim j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1)) \cdot \sin \varphi \quad (22)$$

Verschiebt man die Phase dieser Spannungen gegeneinander um 90° , also z.B. wie im Abschnitt 4.1. beschrieben die Spannung $u_x(\omega_1)$ um $+45^\circ$ und die Spannung $u_y(\omega_1)$ um $+135^\circ$, so entstehen Spannungen u_{px} und u_{py} :

$$u_{px} \sim j\omega_1 \cdot |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ)) \cdot \cos \varphi = \quad (23)$$

$$= j\omega_1 \cdot |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ)) \cdot \frac{\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi)}{2} \quad (24)$$

$$u_{py} \sim -\omega_1 \cdot |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ)) \cdot \sin \varphi =$$

$$= -\omega_1 \cdot |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ)) \cdot \frac{\exp(j\varphi) - \exp(-j\varphi)}{2j}$$

Als Summe Σu_p der Spannungen u_{px} und u_{py} ergibt sich:

$$\Sigma u_p \sim j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ + \varphi)) \quad (25)$$

und als Differenz Δu_p

$$\Delta u_p \sim j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ - \varphi)) \quad (26)$$

Die so abgeleiteten Schwingungen Σu_p und Δu_p haben gleiche, von der Einfallrichtung unabhängige Amplituden; ihre Phase wird dagegen von der Einfallrichtung direkt beeinflußt. Aus der von dem Atmospheric in einer vertikalen Stabantenne erzeugten Spannung kann ebenfalls eine Teilschwingung $u_z(\omega_1)$ mit der Frequenz ω_1 abgeleitet werden:

$$u_z(\omega_1) \sim |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1))$$

Durch eine Phasenverschiebung um 45° entsteht die Spannung u_{pz} :

$$u_{pz} \sim |A(\omega_1)| \cdot \exp(j(\omega_1 t + \phi_1 + 45^\circ)) \quad (27)$$

Zur Bestimmung der Einfallrichtung φ bestehen nun zwei Möglichkeiten :

1. Messung der Phasendifferenz zwischen u_{pz} und Σu_p bzw. Δu_p . Hierbei ergibt sich als Phasendifferenz direkt der Wert $+\varphi$ bzw. $-\varphi$. Der Vorteil dieser Methode ist, daß der Einfallswinkel eindeutig angezeigt wird. Nachteilig ist, daß durch Einfluß der endlichen Erdbodenleitfähigkeit, durch elliptische Polarisation und im Übergangsbereich von Fernfeld zu Nahfeld Meßfehler auftreten können, deren Größe erst noch experimentell untersucht werden muß.
2. Messung der Phasendifferenz zwischen Σu_p und Δu_p . Hierbei ergibt sich als Phasendifferenz der doppelte Einfallswinkel 2φ . Die Messung ist doppeldeutig; Einfallswinkel, die sich um 180° unterscheiden, werden zunächst als gleich angezeigt. Es ist jedoch möglich, mit Hilfe der unter 1. beschriebenen Phasenmessung eine Entscheidung zu treffen, welcher der beiden möglichen Einfallswinkel der richtige ist. Der Vorteil dieser Methode liegt in der zu erwartenden größeren

Genauigkeit der Messung. Es werden nur noch die Spannungen der Rahmenantennen zur eigentlichen Messung herangezogen, während die Spannung der Stabantenne lediglich eine Hilfsfunktion erfüllt.

Bei den hier beschriebenen Peilanlagen besteht die Möglichkeit, nach beiden Methoden zu peilen; die Frage, ob der für die zweite Methode nötige Mehraufwand sich lohnt, kann erst nach dem Vorliegen entsprechenden Registriermaterials entschieden werden. Das in den Anlagen enthaltene Peilgerät arbeitet, entsprechend den bisherigen Betrachtungen, nach dem in Bild 12 gezeigten Prinzip:

Die von den Antennen kommenden Spannungen werden entsprechend den Gl. (23) , (24) , und (27) in ihrer Phase verschoben und schmalbandigen, auf die Kreisfrequenz ω_1 genau gleich abgestimmten Verstärkern zugeführt, die die nötigen Summier-, bzw. Differenzeingänge haben.

Nach der Phasenmessung stehen an den Ausgängen der beiden Phasenmeßgeräte die Spannungen u_φ , bzw. $u_{2\varphi}$. Die Spannung u_φ ist der Einfallrichtung direkt proportional. Um die Anzeige der Einfallrichtung durch die Spannung $u_{2\varphi}$ eindeutig zu machen, ist eine Erkennungsschaltung nötig; diese erhält als Eingangsspannungen die Spannungen u_φ und $u_{2\varphi}$ und liefert eine Spannung u_k , die entscheidet, ob zu dem durch $u_{2\varphi}$ angezeigten Einfallswinkel noch 180° hinzuzuzählen sind oder nicht.

Der Einfluß von Polarisierungseffekten bei der Peilung mit Hilfe der Spannung $u_{2\varphi}$ kann in folgender Weise untersucht werden:

Die Polarisationsellipse des Vektors der magnetischen Feldstärke der Teilschwingung $u(\omega_1)$ liege derart in einem von den Ebenen der Rahmenantennen R_x und R_y gebil-

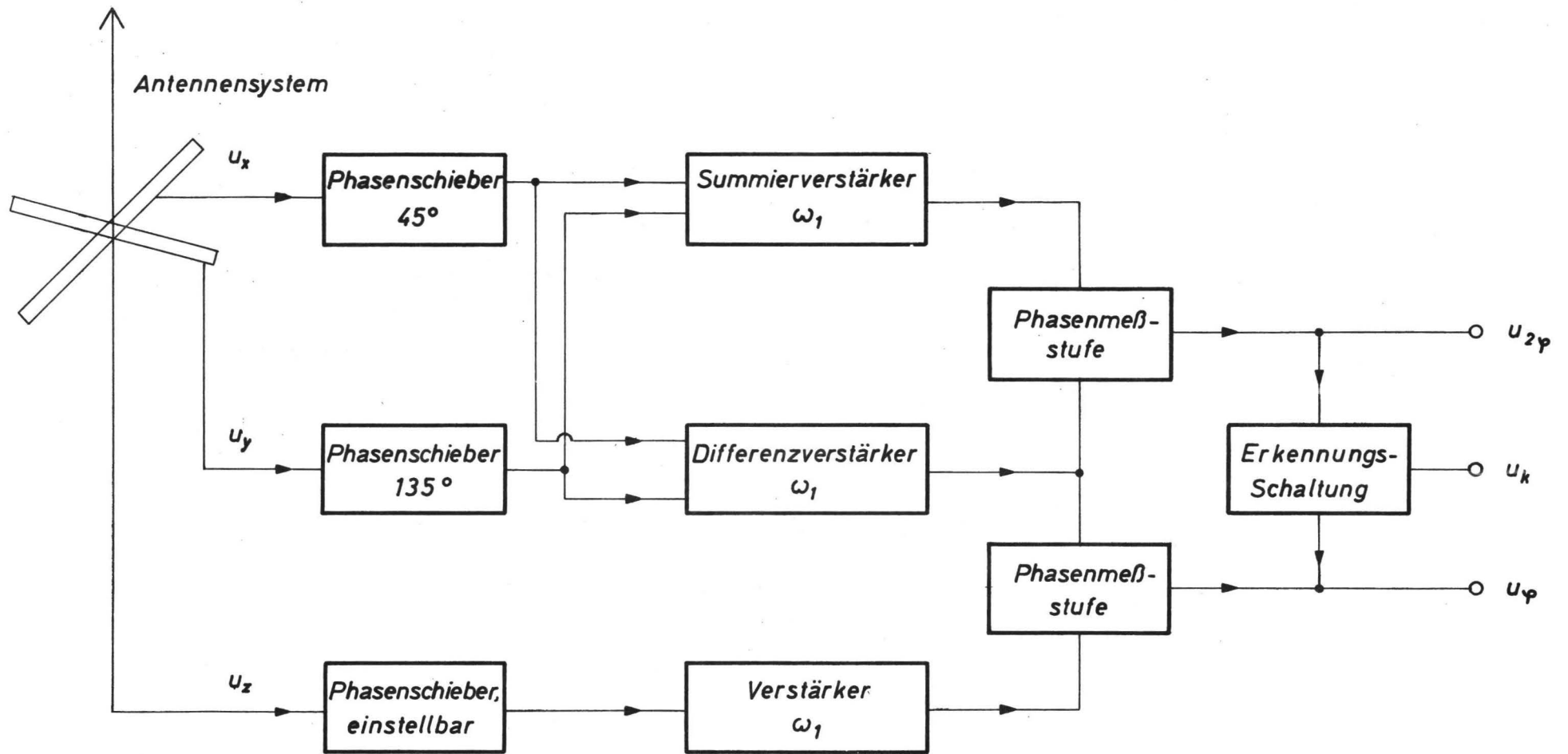


Bild 12:

Blockschaltbild der Anordnung zur Erzeugung der Spannungen $u_{2\varphi}$, u_φ und u_k .

deten Koordinatensystem, daß die Normale zur großen Achse der Ellipse den Winkel φ bildet. Das Verhältnis der kleinen zur großen Achse sei α : (Bild 11).

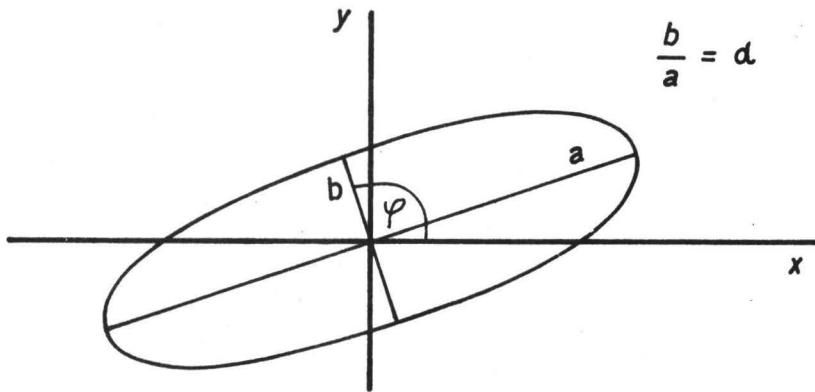


Bild 11: Polarisationsellipse des Vektors der magn. Feldstärke.

In diesem Fall setzen sich die Spannungen Σu_p bzw. Δu_p aus zwei Anteilen zusammen. Man kann von der Vorstellung ausgehen, daß der erste Anteil von einer Welle verursacht wird, deren Einfallswinkel φ ist und deren Phasenwinkel unter Vernachlässigung der für das Verständnis unwichtigen Phasenwinkel Φ_1 und 45° mit 0° angesetzt werden kann. Die Amplitude der zweiten Welle ist um den Faktor α kleiner, ihr Einfallswinkel und ihr Phasenwinkel sind um 90° gegenüber dem der ersten Welle verschoben. Demnach ergibt sich entsprechend den Gl. 25 und 26 :

$$\begin{aligned} \Sigma u_p &\sim j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot [\exp(j(\omega_1 t + \varphi)) + \alpha \cdot \exp(j(\omega_1 t + \varphi + 90^\circ + 90^\circ))] \\ &= j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot (1 - \alpha) \cdot \exp(j(\omega_1 t + \varphi)) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_p &\sim j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot [\exp(j(\omega_1 t - \varphi)) + \alpha \cdot \exp(j(\omega_1 t - \varphi - 90^\circ + 90^\circ))] \\ &= j\omega_1 |A(\omega_1)| \cdot (1 + \alpha) \cdot \exp(j(\omega_1 t - \varphi)) \end{aligned} \quad (29)$$

Die Phase der Spannungen Σu_p und Δu_p wird demnach vom Achsenverhältnis der Ellipse nicht beeinflusst, während ihre Amplitude um die Größe α verringert bzw. vergrößert wird. Die Messung der Phasendifferenz beider Spannungen ergibt den Wert 2φ ; demnach wird von der Spannung $u_{2\varphi}$ bei elliptischer Polarisierung die Richtung der Normalen zur großen Achse der Ellipse angezeigt.

Ein Aussetzen der Peilung bei Polarisierungseffekten wie beim Schmalsektorpeiler tritt bei dem hier verwendeten Peilverfahren nur bei zirkularer Polarisierung auf, da dann die Amplitude von Δu_p oder von Σu_p Null wird.

I. Der Aufbau der Atmospheric-Empfangsanlagen

Neben der Notwendigkeit, die beschriebenen Meßspannungen zu erzeugen, waren für die Entwicklung der Anlagen folgende Gesichtspunkte maßgebend:

Die Anlagen sollen eine automatische Dauerregistrierung nach einem Meßprogramm ermöglichen, das möglichst einfach variiert werden kann.

Daneben sollen in den Pausen des Meßprogramms interessierende Registrierungen mit Hilfe einer Polaroidkamera zur sofortigen Auswertung möglich sein, ohne daß die dabei nötigen Einstellungen an den einzelnen Geräten der Anlage das automatische Meßprogramm beeinflussen.

Unter Berücksichtigung dieser Forderungen besteht daher die gesamte Empfangs- und Registrieranlage aus folgenden Geräten:

1. Antennensystem

Das Antennensystem besteht aus zwei senkrecht gekreuzten Ferritstabantennen für die Peilung und einer vertikalen Stabantenne mit zugehörigen Trennverstärkern.

2. Atmospherics-Meßgerät (AM)

Das Atmospherics-Meßgerät enthält zwei Überlagerungs-empfänger zur Messung der spektralen Amplituden im Frequenzbereich 5 ... 50 kHz, ein Verhältnismeßgerät zur Erzeugung der Spannung u_V , ein Hellsteuerteil zur punktförmigen Hellsteuerung des Oszillographen sowie einen Niederfrequenzverstärker mit Lautsprecher zum Abhören der empfangenen Impulse.

3. Dispersionsmeter (DM)

Das Dispersionsmeter gestattet die Messung von Gruppenlaufzeitdifferenzen bei Mittenfrequenzen f_m von 5, 6, 7, 8 und 10 kHz bei Meßbandbreiten Δf von 1,0; 1,4 und 2,0 kHz. Ein Eichgenerator dient der Überprüfung der Messung der Gruppenlaufzeitdifferenz und der Messung der spektralen Amplituden durch das AM.

4. Peilgerät (PG)

Das Peilgerät enthält die in H. genannten Baugruppen zur Erzeugung der Spannungen u_φ , $u_{2\varphi}$ und u_k . Es arbeitet bei einer Empfangsfrequenz von 11,0 kHz.

5. Programmwahlgerät (PW)

Das Programmwahlgerät enthält Vielfachschalter, die insgesamt sechs wählbare Kombinationen der Einstellungen der wichtigen Funktionen der Geräte AM, DM und PG für das automatische Meßprogramm ermöglichen.

6. Programmsteuergerät (PS)

Das Programmsteuergerät schaltet in 6 zeitlichen Registrierintervallen nacheinander die am PW eingestellten Kombinationen der Gerätefunktionen ein

und steuert entsprechend eine automatische Kamera. Die Dauer der einzelnen Registrierintervalle läßt sich wählen zu 2,5 , 5 oder 10 Minuten; die Folgezeit der gesamten Registrierperiode von 6 Registrierintervallen ist wählbar zu 30, 60 oder 120 Minuten.

7. Netzgerät (NG)

Im Netzgerät werden zur Stromversorgung der gesamten Anlage folgende Spannungen erzeugt: $U_1 = + 150 \text{ V}$, 200 mA; $U_2 = + 14 \text{ V}$, 700 mA; $U_3 = + 12 \text{ V}$, 2 A; $U_4 = -12 \text{ V}$, 2A, sowie Wechselspannungen von 12,6 V und 6,3 V, 50 Hz zur Röhrenheizung.

8. Anzeigegeräte

Als Anzeigegeräte für die automatische und für die von Hand betriebene Registrierung werden zwei XY-Oszillographen Typ 503 der Fa. Tektronix verwendet.

9. Automatische Registrierkamera

Zur automatischen Registrierung auf Kleinbildfilm 24 x 24 mm dient eine Kamera Motor-Recorder der Fa. Robot mit 60 m-Ansatzkassette und Einspiegelungssystem für eine Uhr und einen Datumszähler. Die zur Zeitkontrolle der Registrierung benutzte Uhr enthält einen Transistor-Oszillator und hat eine wartungsfreie Betriebszeit von über einem Jahr. Es handelt sich um die Type Railroad, Accutron der Fa. Bulova.

10. Polaroidkamera

Als Polaroidkamera wird eine Kamera der Fa. Beattie-Coleman Modell K-5 verwendet.

Die unter 2.....7 genannten sechs Geräte wurden in 19-Zoll-Einschüben aufgebaut und befinden sich in einem gemeinsamen Schrank. Die Anordnung der einzelnen

Geräte im Schrank zeigt Bild 13, den fertigen Schrank mit danebenstehenden Oszillographen und Registrierkamas Bild 14.

<i>AM</i>	<i>PW</i>
<i>DM</i>	<i>PS</i>
<i>PG</i>	<i>NG</i>

Bild 13: Anordnung der Geräte im Gestellschrank.

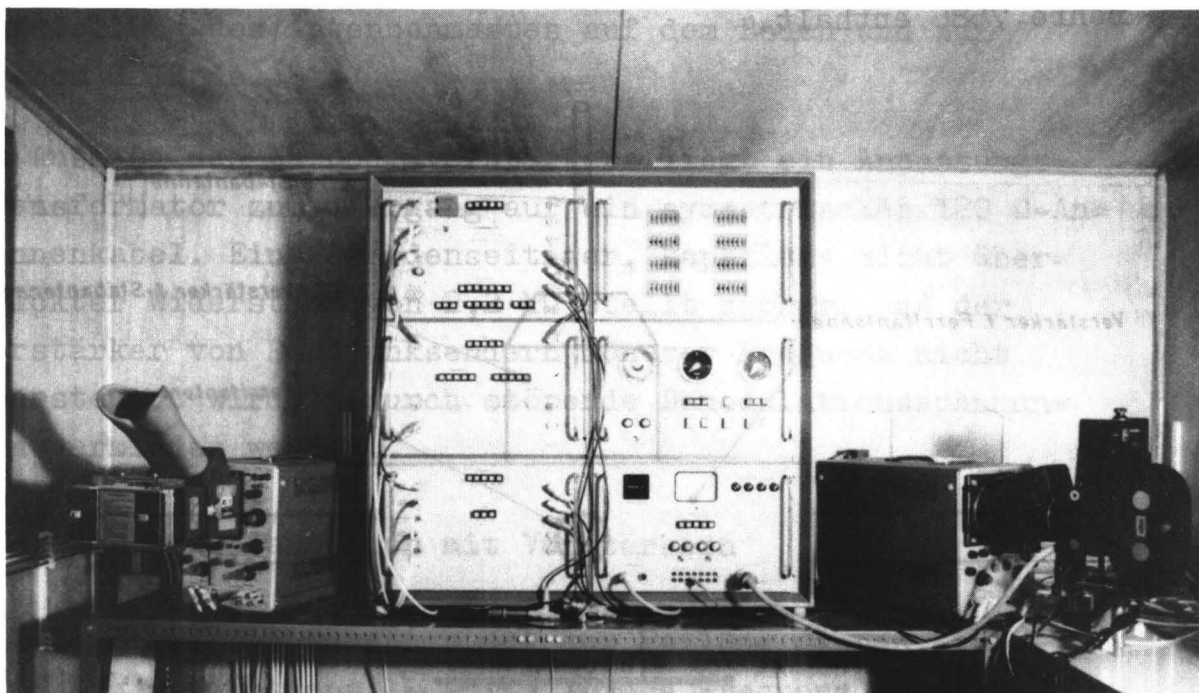


Bild 14: Fertig installierte Atmospheric-*Peil*anlage

Einleitend zu der nun folgenden Beschreibung der Schaltung der einzelnen Geräte sei gesagt, daß bei der Entwicklung der Schaltungen möglichst oft die gleichen Baugruppen, nötigenfalls mit geringen Abwandlungen, verwendet wurden. Der dadurch mitunter größere Mehraufwand an Bauteilen gegenüber einer optimal auf den jeweiligen Anwendungsfall dimensionierten Schaltung wird durch den geringeren Aufwand an Entwicklungsarbeit, durch bessere Übersichtlichkeit der Schaltung und leichtere Fehlersuche bei Störungen aufgewogen.

K. Beschreibung der einzelnen Geräte

1. Antennensystem

1.1 Stabantenne mit Trennverstärker

Die Stabantenne ist eine 4,8 m lange Peitschenantenne, die an der Spitze mit einem kleinen Ellipsoid zur Verminderung von Sprüheffekten bei hohen luftelektrischen Spannungen versehen wurde. Ihr Fußpunkt liegt unmittelbar an einem dem Ferritstab-Antennensystem aufgesetzten kleinen Gehäuse (Bild 15), das einen Kathodenverstärker mit der Nuvistorröhre 7586 enthält.

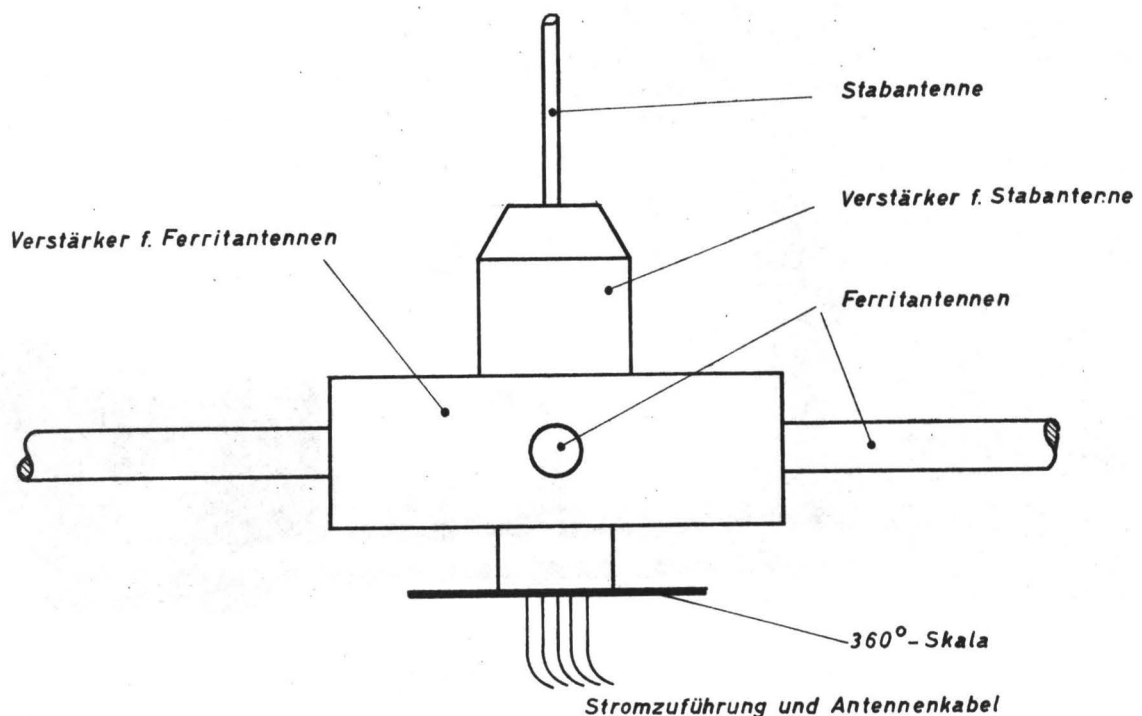


Bild 15: Aufbau des Antennensystems.

Der Kathodenverstärker (Bild S.1.1) kann bei etwaigen Beschädigungen durch nahe Blitzeinschläge leicht ausgetauscht werden und wird durch eine Glimmlampe am Eingang gegen zu hohe Eingangsspannungen bei Nahgewittern geschützt.

An den Eingang des Verstärkers kann durch Schließen der Kontakte h 111 (Test 1) bzw. h 112 (Test 2) ein Eichimpuls gelegt werden. Während im Zustand Test 1 der Impuls praktisch direkt am Eingang des Verstärkers liegt, koppelt man bei Test 2 den Impuls lose über eine kleine Kapazität an den Eingang des Verstärkers an. Durch die lose Ankopplung können evtl. vorhandene Isolationsfehler an der Antenne entdeckt werden, da das Verhältnis der spektralen Ausgangsspannung der Antenne bei Test 1 und Test 2 im ungestörten Zustand konstant und zwar bei 10 kHz $3,2 : 1$ sein muß.

Die effektive Höhe der Antenne, bezogen auf den Eingang des Verstärkers wurde durch Vergleichsmessungen mit Rahmenantennen zu 1,4 m bestimmt. Dies gilt jedoch nur bei Aufstellung des Antennenmastes auf dem Boden und auf ebenem Gelände.

Am Ausgang des Kathodenverstärkers liegt ein Anpassungstransformator zum Übergang auf ein symmetrisches 120 Ω -Antennenkabel. Ein kathodenseitiger, kapazitiv nicht überbrückter Widerstand von 2,2 k Ω stellt sicher, daß der Verstärker von Rundfunksendern höherer Frequenz nicht übersteuert wird, wodurch störende Demodulationsspannungen vermieden werden.

1.2. Ferritstabantennen mit Verstärkern

Da die Ferritstabantennen nur zur Peilung dienen, ist ihre Arbeitsfrequenz 11,0 kHz. Diese Frequenz wurde gewählt, weil bei Frequenzen knapp über 10 kHz die Reich-

weite der Atmosphericics am größten ist.

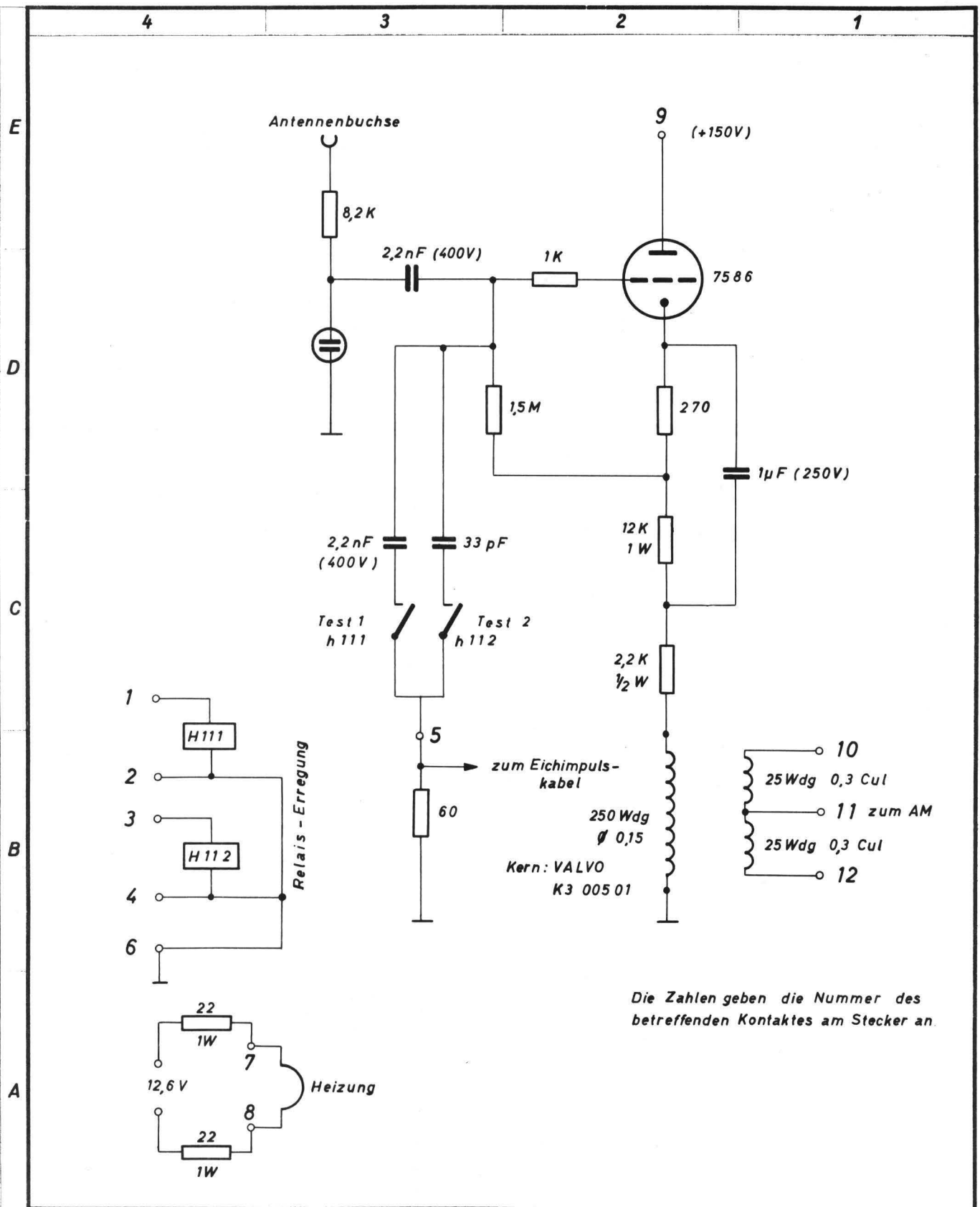
Obwohl die Antennen nur auf einer Frequenz empfangen müssen, ist es nicht ratsam, sie abgestimmt zu betreiben, da sie bei den großen im Freien auftretenden Temperaturunterschieden nicht mit der notwendigen Konstanz arbeiten würden.

Die Dimensionierung einer nicht abgestimmten Ferritantenne ist ein Kompromiß : Einerseits soll die Windungszahl möglichst hoch sein, um eine große effektive Höhe zu erzielen. Andererseits wird die Windungszahl nach oben hin durch die Eigenresonanz der Antenne begrenzt, die bei hoher Windungszahl zu nahe an die Arbeitsfrequenz der Antenne herankommt.

Jede Antenne besteht aus insgesamt vier Ferritstäben von 240 mm Länge und 10 mm Durchmesser (Steatit, Material 05166), die auf einem Hartpapierrohr von 12 mm Durchmesser eine einlagige Wicklung von 1000 Windungen 0,1 CuL haben. Bei dem gewählten Ferritmaterial ist es unzumutbar, die Wicklung unmittelbar auf dem Ferritstab anzuordnen, da dann die große Dielektrizitätskonstante des Ferrits eine hohe Eigenkapazität der Wicklung bewirkt.

Je zwei Ferritstäbe werden hintereinander geschaltet und in einem Hartpapierrohr mit einer Vergußmasse (Araldit AY 103) vergossen. Die Induktivität der so entstandenen Antennenstäbe liegt bei 200 mH; sie haben je einen Anschlußstecker und können in die vier entsprechenden Buchsen gesteckt werden, die sich am Verstärkergehäuse befinden (Bild 15). Überwurfrohre aus Hartgewebe, die mit dem Verstärkergehäuse verschraubt werden, schützen die Antennenstäbe und Anschlußstellen

Diese Zeichnung darf weder kopiert, noch dritten Personen mitgeteilt, noch anderweitig mißbrüchlich benutzt werden.



Die Zahlen geben die Nummer des betreffenden Kontaktes am Stecker an.

				Freimaßtoleranzen		Trennverstärker für Stabantenne					
				Tag		Name		S. 1.1		Maßstab	
				Bearb. 30.7.65		Ki					
				Gep.							
				Norm.						Vervielf.Paus.Nr.	
				Heinrich-Hertz-Institut						Arbeitspause Nr.	
Ausgabe		Änderung		Tag		Name		Ersatz für:		Ersetzt durch:	

vor Witterungseinflüssen; ein sinngemäßer Anstrich dieser Rohre mit Leitsilber schirmt die Ferritstäbe gegen elektrische Feldstärken ab.

Die Eigenresonanz dieser Antennen bei angeschlossenen Verstärkern liegt bei 36 kHz, bei einer Güte von 12.

Rechnungen mit vereinfachten Ersatzschaltbildern zeigen, daß unter diesen Bedingungen bei den durch Fertigungsstreuungen bedingten Schwankungen der Resonanzfrequenz und der Güte von ca. 10 % bei den einzelnen Stäben der dadurch zu erwartende Peilfehler in jedem Fall unter 1° bleibt.

Die effektive Höhe der aus 4 Stäben bestehenden Ferrit-antenne berechnet sich für $f = 11,0$ kHz zu :

$$h_{\text{eff}} = \frac{2 \pi \cdot n \cdot F}{\lambda} \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot q \quad (30)$$

mit $n = 4000$; $F = 1,15 \text{ cm}^2$ und $\lambda = 27 \text{ km}$, sowie einer effektiven Permeabilität von 80 und einem durch die Eigenresonanz bedingten Faktor $q = 1,1$ ergibt sich :

$$h_{\text{eff}} = 0,94 \text{ cm.}$$

Den Anschluß der Ferritantennen an die zugehörigen Verstärker zeigt das Schaltbild S.1.2. Jeder Verstärker besteht aus einer um den Faktor 8 verstärkenden Stufe und einem zur Impedanzwandlung nachgeschalteten Kathodenverstärker. Die zwei zu einer Antenne gehörenden Verstärker werden an einen Anpassungstransformator angeschlossen, dessen Sekundärseite ein symmetrisches 120 Ω -Antennenkabel speist. Die Verstärker sind ebenfalls mit der Nu-visor-Triode 7586 bestückt. Die Verwendung von Röhren im Antennensystem erfolgte wegen der großen Temperaturunterschiede im Freien und wegen der größeren Spannungs-

festigkeit bei durch Nahblitze auftretenden Überspannungen.

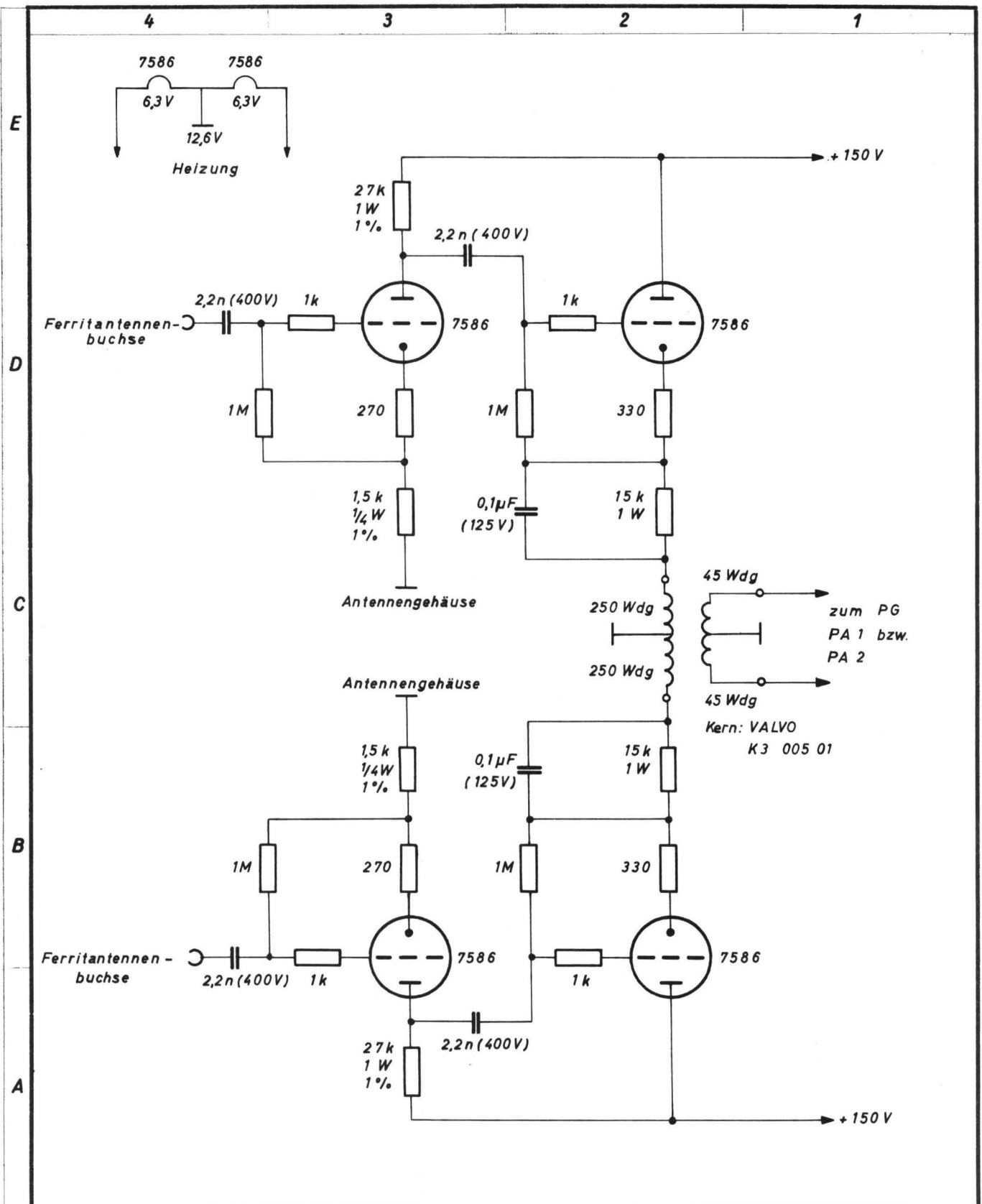
Das Antennensystem ist unten mit einer 360°-Skala versehen und wird von einem 2m langen Eisenrohr getragen. Eine Länge der Anschlußkabel von 25 m gestattet die Aufstellung der Antenne in einer Entfernung von knapp 20 m vom Aufstellungsort der eigentlichen Empfangsanlage.

2. Atmospheric-Meßgerät (AM)

Das Atmospheric-Meßgerät enthält entsprechend Bild 16 folgende Baugruppen:

1. Ein Eingangsteil mit Trennverstärkern für die Versorgung von Dispersionsmeter und Peilgerät mit der Spannung der Stabantenne, sowie mit Vorselektion und Verstärkerstufen für die im AM enthaltenen Überlagerungsempfänger.
2. Zwei Oszillatoren zum Abstimmen der Überlagerungsempfänger.
3. Zwei ZF-Verstärker mit vorgeschalteter Mischstufe und nachfolgender Gleichrichtung zur Messung der spektralen Amplituden.
4. u. 5. Ein Verhältnismeßgerät, das das Verhältnis der Ausgangsspannungen der beiden Überlagerungsempfänger mißt. Es besteht aus 2 Modulationsstufen (Baugruppe 4) und dem Phasenmeßgerät (Baugruppe 5).
6. Ein Hellsteuerteil, das aus den Ausgangsimpulsen der Überlagerungsempfänger zum richtigen Zeitpunkt den Impuls zur Hellsteuerung des Oszillographen ableitet.
7. Ein Oszillator mit Mischstufe zur Transponierung der HF-Spannungen der Überlagerungsempfänger in den Tonfrequenzbereich.

Diese Zeichnung darf weder kopiert, noch dritten Personen mitgeteilt, noch anderweitig mißbräuchlich benutzt werden.



				Freimaßtoleranzen	Ferritantennen - Verstärker			
				Tag	Name	S 1.2		Maßstab
				Bearb.	2. 8. 1965			Ki
				Gepr.				
				Norm				
				Heinrich - Hertz Institut			Vervielf. Paus. Nr.	
Ausgabe	Änderung	Tag	Name	Ersetzt für:		Ersetzt durch:		Arbeitspause Nr.

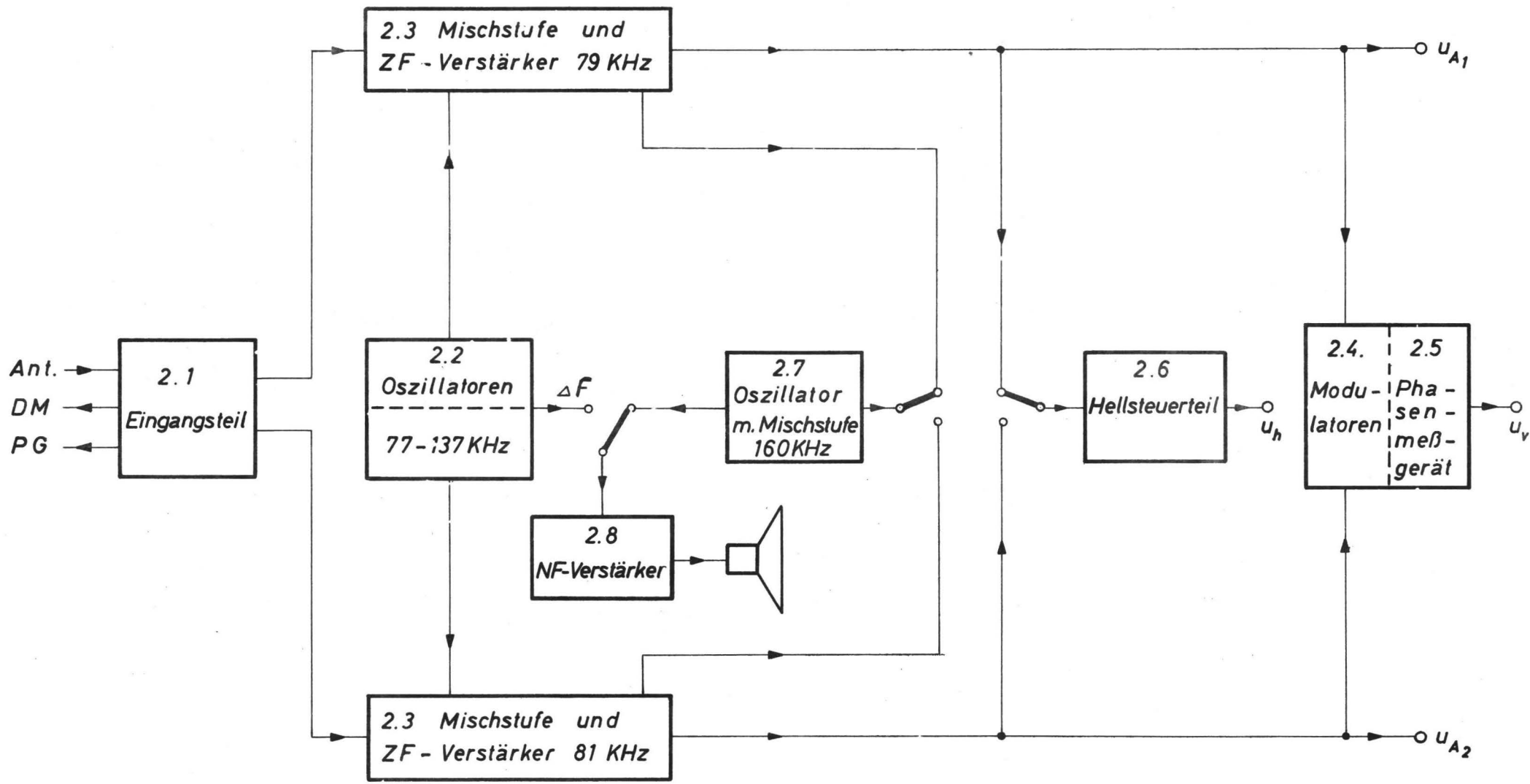


Bild 16: Baugruppen des Atmospheric - Meßgerätes.

8. Ein NF-Verstärker mit Lautsprecher zum Abhören der Impulse der Überlagerungsempfänger und der Differenzfrequenz der Oszillatoren der Baugruppe 2.

Vor der Erläuterung der Schaltungen der einzelnen Baugruppen soll auf die Art der Steuerung der wichtigen Funktionen des AM, DM und PG eingegangen werden.

Diese Funktionen (z.B. Wahl der Meßfrequenzen, Meßbandbreite, Dämpfungen u.ä.) sollen sowohl durch Drucktasten an den Frontplatten der Geräte von Hand eingestellt, als auch beim Durchlaufen des automatischen Meßprogramms über das Programmsteuer- und Programmwahlgerät gesteuert werden können. Dabei soll die jeweils von Hand gewählte Einstellung der Drucktasten das automatische Meßprogramm nicht beeinflussen.

Die Steuerung der Funktionen erfolgt durch die in Bild 17 gezeigte Schaltung.

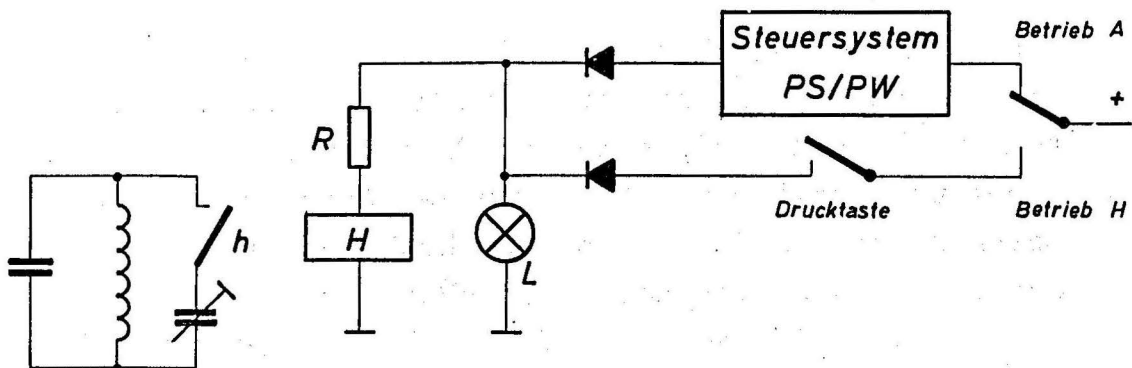


Bild 17: Ansteuerung einer vollsteuerbaren Funktion.

Die einzelnen Bauelemente werden durch Schutzgaskontakte MSRR 2 der Fa. Hamlin geschaltet. Die Erregerwicklung

für die Kontakte erhält, wenn der Umschalter in Stellung " Betrieb H " steht, durch Drücken der Drucktaste Strom. Änderungen im Steuersystem PS/PW bleiben in dieser Stellung wirkungslos. Umgekehrt kann die Relaiswicklung in der Stellung " Betrieb A " über das Steuersystem PS/PW erregt werden, während das Betätigen der Drucktaste den Schaltzustand des Relais nicht beeinflußt. Eine in der Drucktaste enthaltene Glühlampe L zeigt den Schaltzustand des Relais an. Die in der Schaltung enthaltenen Dioden verhindern Rückströme und dadurch entstehende Verkopplungen der verschiedenen Funktionen untereinander. Wenn bei einer Funktion zwei Kontakte geschaltet werden müssen, kann der Widerstand R durch die Erregerwicklung für den zweiten Kontakt ersetzt werden. Die Funktionen, die in den Geräten in der eben beschriebenen Weise gesteuert werden können, werden im folgenden als " voll steuerbar " bezeichnet und sind in den jeweiligen Schaltungen durch einen Stern gekennzeichnet.

2.1. Eingangsteil.

Die Schaltung des Eingangsteils zeigt Bild S 2.1.: Ein Eingangstransformator dient zur Anpassung des Antennenkabels an den folgenden Dämpfungsschalter. Vor dem Dämpfungsschalter wird die von der Antenne kommende Spannung an den Eingang zweier Kathodenverstärker gelegt, deren Ausgangsspannungen dann über Kabel an die entsprechenden Eingänge vom DM und PG gelangen. Der voll steuerbare Dämpfungsschalter gestattet die Einstellung der Dämpfung in 5 Stufen je 6 dB. Auf den Dämpfungsschalter folgt ein Kathodenverstärker und ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 60 kHz zur Vorselektion. Am Ausgang des Tiefpasses liegen zwei Verstärkerstufen, von denen jede an die Mischstufe der folgenden zwei Überlagerungsempfänger angeschlossen wird. Das Eingangsteil ist mit Nuvistoren bestückt. Die Verwendung von Röhren

ist wegen der größeren Übersteuerungsfestigkeit besonders beim Vorhandensein naher Rundfunksender (z.B. in Berlin der Langwellensender Remate auf 185 kHz) zweckmäßig.

Ein Schutzgaskontakt h 216 gestattet einen Kurzschluß am Eingang, der nach jedem Hellsteuerimpuls für ca. 15 ms möglich ist. Dieser Kurzschluß war gegen Störungen der Messung durch schnell aufeinander folgende Impulse gedacht. Er hat sich jedoch als nicht wirkungsvoll erwiesen. Daher ist die Erregung für dieses Relais z.Zt. nicht an das Hellsteuerteil angeschlossen.

2.2. Oszillatoren 77 ... 135 kHz.

Die beiden Oszillatoren liefern die Oszillatorspannungen für die Mischstufen der Überlagerungsempfänger. Jeder Oszillator besteht aus einem zweistufigen Verstärker, einer Auskoppelstufe und einem Schwingkreis am Eingang des Verstärkers. Eine Rückkoppelung über einen hochohmigen Widerstand vom Ausgang des Verstärkers auf den Eingang bringt den Oszillator zum Schwingen.

Dieser Oszillatortyp wird in den Geräten mehrfach verwendet. Er zeichnet sich durch hohe Frequenz- und Amplitudenkonstanz, Unabhängigkeit der Frequenz von der Art der Belastung und einfache Umdimensionierung durch Anschalten eines anderen Schwingkreises und Rückkopplungswiderstandes bei anderen Frequenzen aus.

An den Schwingkreis des zum Überlagerungsempfänger 1 (E 1) gehörenden Oszillators lassen sich durch die voll steuerbare Funktion Meßfrequenzwahl fünf Drehkondensatoren schalten, die durch Schraubenzieher von der Frontplatte des Gerätes eingestellt werden können. Damit ist der Empfänger E 1 auf fünf verschiedene Meßfrequenzen programmierbar, die beliebig zwischen 5 und 50 kHz wählbar sind.

Ähnlich können an den zweiten Oszillator zwei Drehkondensatoren geschaltet werden, von denen einer ebenfalls von der Frontplatte aus mit Hilfe eines Schraubenziehers betätigt werden kann. Der andere Drehkondensator trägt eine geeichte Trommelskala, auf der die jeweils eingestellte Meßfrequenz abgelesen werden kann. Das Einstellen der Empfänger auf eine gewünschte Meßfrequenz mit Hilfe der Drehkondensatoren ohne Skala kann mit einem Meßsender erfolgen, dessen Spannung über das Eichspannungskabel an die Antenne gelegt wird. Steht kein genauer Generator zur Verfügung, kann die Frequenzeinstellung mit Hilfe der geeichten Skala des Drehkondensators 7 und dem Schwebungsnulld der Differenzfrequenz beider Oszillatoren erfolgen: Dieser Schwebungston wird in einer Mischstufe erzeugt und bei gedrückter Taste " NF-Kanal Δf " im NF-Verstärker (Baugruppe 8) verstärkt und über den eingebauten Lautsprecher abgehört.

Der Scheitelwert der Spannung der Oszillatoren am symmetrischen Auskoppeltransformator beträgt ca. 2 V, die Spannung kann mit einem Potentiometer symmetriert werden.

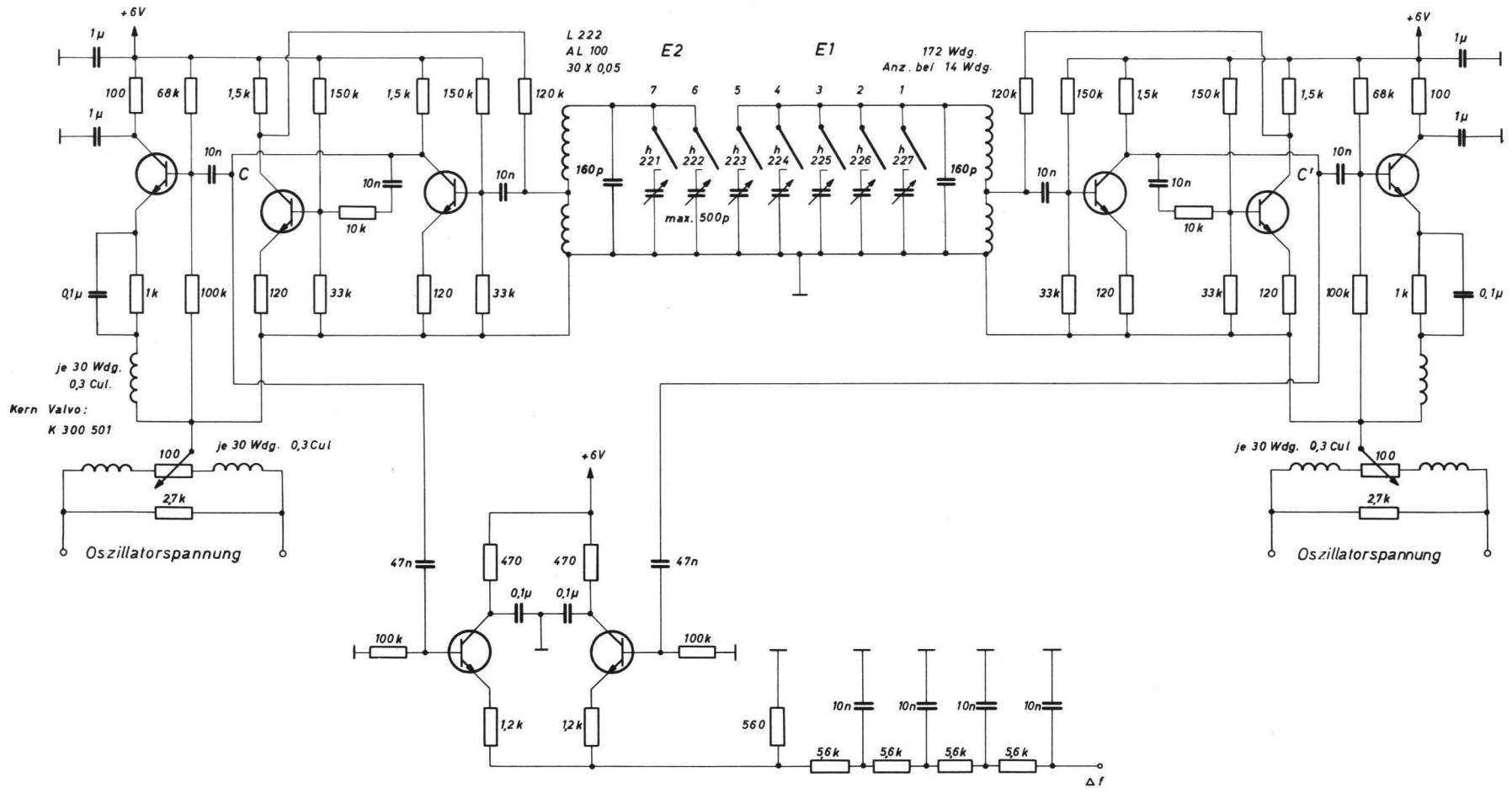
2.3. ZF-Verstärker mit Mischstufen

Diese Baugruppe ist im AM in zweifacher Ausführung enthalten.

Ihr Schaltbild zeigt Bild S 2.3:

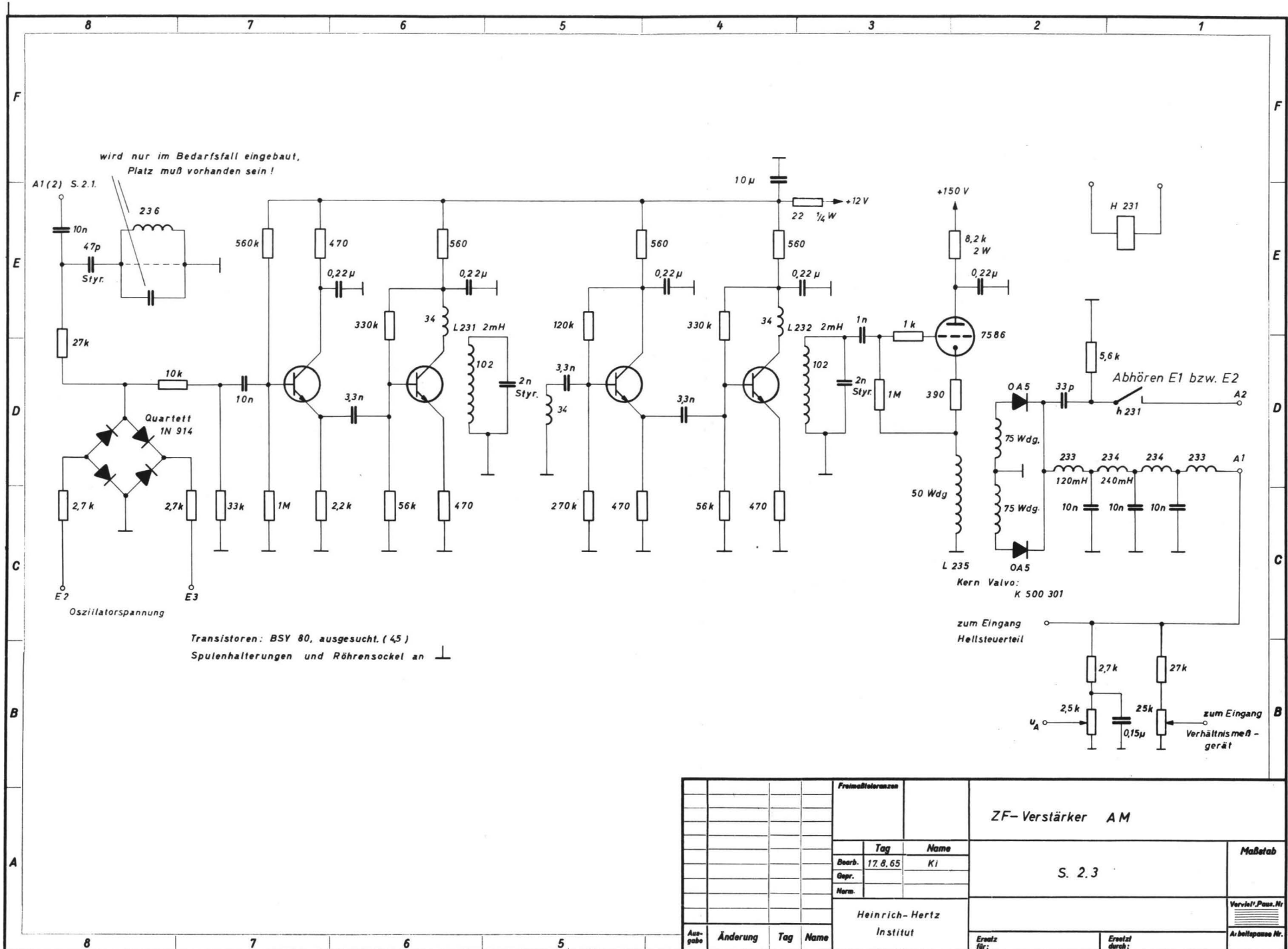
Die Ausgangsspannung des Eingangsteils wird an einen Cowan-Modulator gelegt, der von der Oszillatorspannung gesteuert wird und als Gegentaktmischstufe dient. Die Verwendung einer Gegentaktmischstufe zur Unterdrückung der Oszillatorfrequenz ist nötig, da einerseits bei der niedrigsten geforderten Empfangsfrequenz von 5 kHz die Oszillatorfrequenz nur um 5 kHz von der Resonanzfrequenz des ZF-Verstärkers entfernt ist und andererseits die Selektion des ZF-Verstärkers wegen der damit verbun-

Meßfrequenzwahl *



Transistoren BSY 80

		Freiwilligeleistungen		Oszillatoren 77...135 kHz AM	
		Tag	Name	Maßstab	
		Bearb.		S. 2.2	
		Gedr.		Verf./Pass.Nr.	
		Nam.		Arbeitspaß Nr.	
		Heinrich-Hertz Institut			
Ausgabe		Änderung	Tag	Name	
		Erstellt durch:		Erstellt für:	



				Freimoleranzen			
				Tag	Name		
				Bearb.	17.8.65	KI	
				Gepr.			
				Norm.			
				Heinrich-Hertz Institut			
				ZF-Verstärker AM			
				S. 2.3			
				Maßstab			
				Verw./Pass. Nr.			
				Arbeitspaar Nr.			
Ausgabe		Änderung		Tag		Name	
Erstellt für:				Erstellt durch:			

denen Zeitverzögerung nicht beliebig hoch sein kann.

Der zweikreisige ZF-Verstärker ist bis auf die letzte Stufe mit Transistoren BSY 80 bestückt. Vor jeder selektiv verstärkenden Stufe befindet sich eine Trennstufe in Kollektorschaltung zur Vermeidung von Rückwirkungen. Die am zweiten Schwingkreis entstehende Spannung dient als Eingangsspannung für einen Kathodenverstärker, an dessen Ausgang ein Transformator liegt. Es folgt eine Zweiweg-Gleichrichterschaltung und ein Tiefpaß zur Aussiebung der ZF-Anteile der gleichgerichteten Spannung. Der große Aufwand bei der Aussiebung der ZF-Anteile ist nötig, da in der Hellsteuerschaltung die Ausgangsspannung des Tiefpasses zweimal differenziert werden muß, wodurch eine starke Anhebung hoher Frequenzanteile auftritt.

Zur Vermeidung von Kopplungen der beiden ZF-Verstärker untereinander ist ein ZF-Verstärker auf 79 kHz und der andere auf 81 kHz abgestimmt.

Beim Anlegen eines Spannungstoßes an den Eingang eines ZF-Verstärkers entsteht am zweiten Schwingkreis ein zeitlicher Spannungsverlauf $F(t)$ entsprechend Bild 18 (obere Spur) und am Ausgang des ZF-Verstärkers ein Impuls entsprechend Bild 18 (untere Spur). Zur Erklärung dieses zeitlichen Spannungsverlaufes dient folgende Betrachtung : Die Übertragungsfunktion $f(\omega)$ einer Verstärkerstufe mit einem Parallelschwingkreis kann bei loser Ankopplung des Kreises (Bild 19) wie folgt bestimmt werden :

Ist V ein Verstärkungsfaktor und $R_k \gg R_p$, so ist :

$$f(\omega) = V \cdot \frac{u_2}{u_1} \approx V \cdot \frac{Z_{kr}}{R_k} ;$$

Der Wechselstromwiderstand des Schwingkreises ist:

$$Z_{Kr} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC + \frac{j\omega L}{R_p}}$$

Mit den für Kreise großer Güte Q üblichen Vereinfachungen:

$$\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad ; \quad Q = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_p \approx \frac{R_p}{\omega L} \approx \omega C R_p ,$$

$$\text{sowie } 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \approx \frac{2}{\omega_0} (\omega_0 - \omega)$$

$$\text{ergibt sich: } Z_{kr} \approx \frac{j\omega_0 L}{\frac{2}{\omega_0} (\omega_0 - \omega) + \frac{j}{Q}}$$

und bei Einführung der Abklingzeit $T = 2 R_p C = \frac{2Q}{\omega_0}$

$$Z_{kr} \approx \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{\frac{1}{T} + j(\omega - \omega_0)} \quad (31)$$

Damit wird die Übertragungsfunktion einer Stufe:

$$f(\omega) = \frac{V}{2R_k C} \cdot \frac{1}{\frac{1}{T} + j(\omega - \omega_0)} \quad (32)$$

und die Übertragungsfunktion von n gleichen Stufen:

$$f_n(\omega) = \left(\frac{V}{2R_k C} \right)^n \cdot \frac{1}{\left[\frac{1}{T} + j(\omega - \omega_0) \right]^n} \quad (33)$$

Bei Erregung des Systems durch einen Spannungssprung der Höhe u_0 und bei Einführung der Untervariablen $p = j\omega$ für die Laplace-Transformation ergibt sich als Empfangsspektrum $A_n(p)$:

$$A_n(p) = \frac{u_0}{\pi \omega_0} \cdot \left(\frac{V}{2R_k C} \right)^n \cdot \frac{1}{\left[p - j\omega_0 + \frac{1}{T} \right]^n} \quad (34)$$

Dazu gehört , (vergl. Rint, Handbuch f. Hochfrequenz- u. Elektrotechniker, Band 3, S. 193) folgende Zeitfunktion :

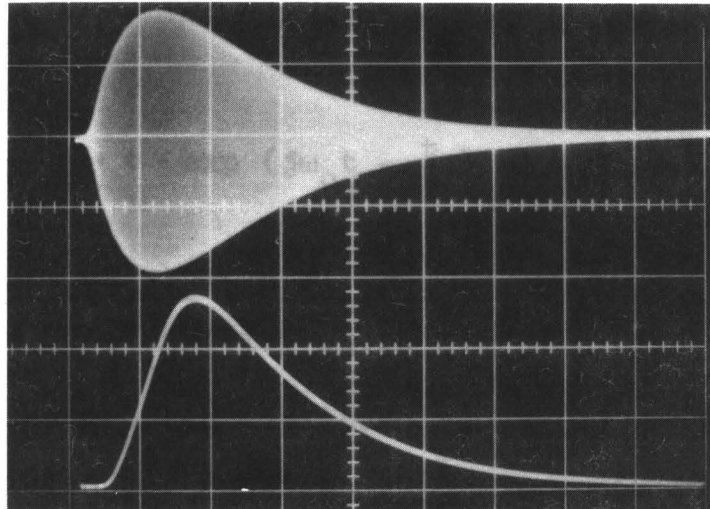


Bild 18: Zeitlicher Verlauf der Spannung u_A und der Spannung am zweiten Schwingkreis der ZF-Verstärker beim Anlegen eines Eichimpulses an den Antenneneingang. Zeitmaßstab: 1ms/Skt.

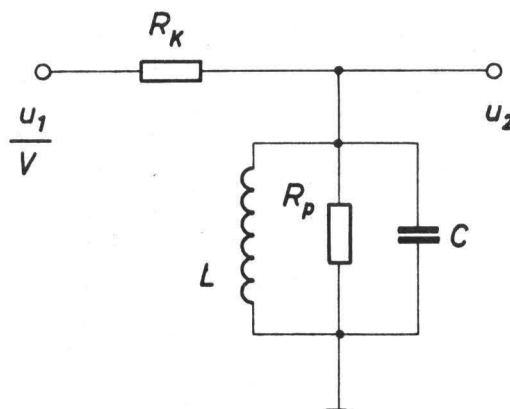


Bild 19: Erregung eines Parallel-Schwingkreises.

$$F_n(t) = \frac{u_o}{\pi \omega_o} \cdot \left(\frac{V}{2R_k C} \right)^n \cdot \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} \cdot \exp(j\omega_o t - \frac{t}{T}) \quad (35)$$

Bei 2 Stufen wird z.B.:

$$F(t) = \frac{u_o}{\pi \omega_o} \cdot \left(\frac{V}{2R_k C} \right)^2 \cdot t \cdot \exp(j\omega_o t - \frac{t}{T})$$

Dieser Verlauf entspricht der Darstellung des Spannungsverlaufes am zweiten Schwingkreis(obere Spur von Bild 18).

Den Zeitpunkt t_{\max} der größten Amplitude von $F_n(t)$ kann man durch Differenzieren der Funktion $\frac{t^{n-1}}{(n-1)!} \cdot \exp(-\frac{t}{T})$ nach der Zeit bestimmen.

Es ergibt sich:

$$t_{n_{\max}} = (n - 1) T \quad (36)$$

Bei zwei gleichen selektiven Stufen wird also das Maximum des Schwingungszuges zur Zeit T erreicht. Damit kann aus Bild 18 unmittelbar die Abklingzeit der Kreise bestimmt werden.

Es ist $T = 1,1 \text{ ms}$ und damit $Q = \frac{\omega_o T}{2} \approx 280$;

daraus folgt eine Bandbreite $\Delta f_{3\text{db}} = 185 \text{ Hz}$

Die Charakterisierung des ZF-Verstärkers durch Angabe der Anzahl der Kreise und der Abklingzeit ist bei für den Empfang von Atmospheric vorgesehenen Verstärkern zweckmäßiger als die Angabe der Bandbreite. Bei vorgegebenen Werten der Ausgangsfunktion eines Verstärkers lassen sich mit Hilfe der Gl.(35) und (36) Anzahl und Abklingzeit der Kreise leicht optimal dimensionieren.

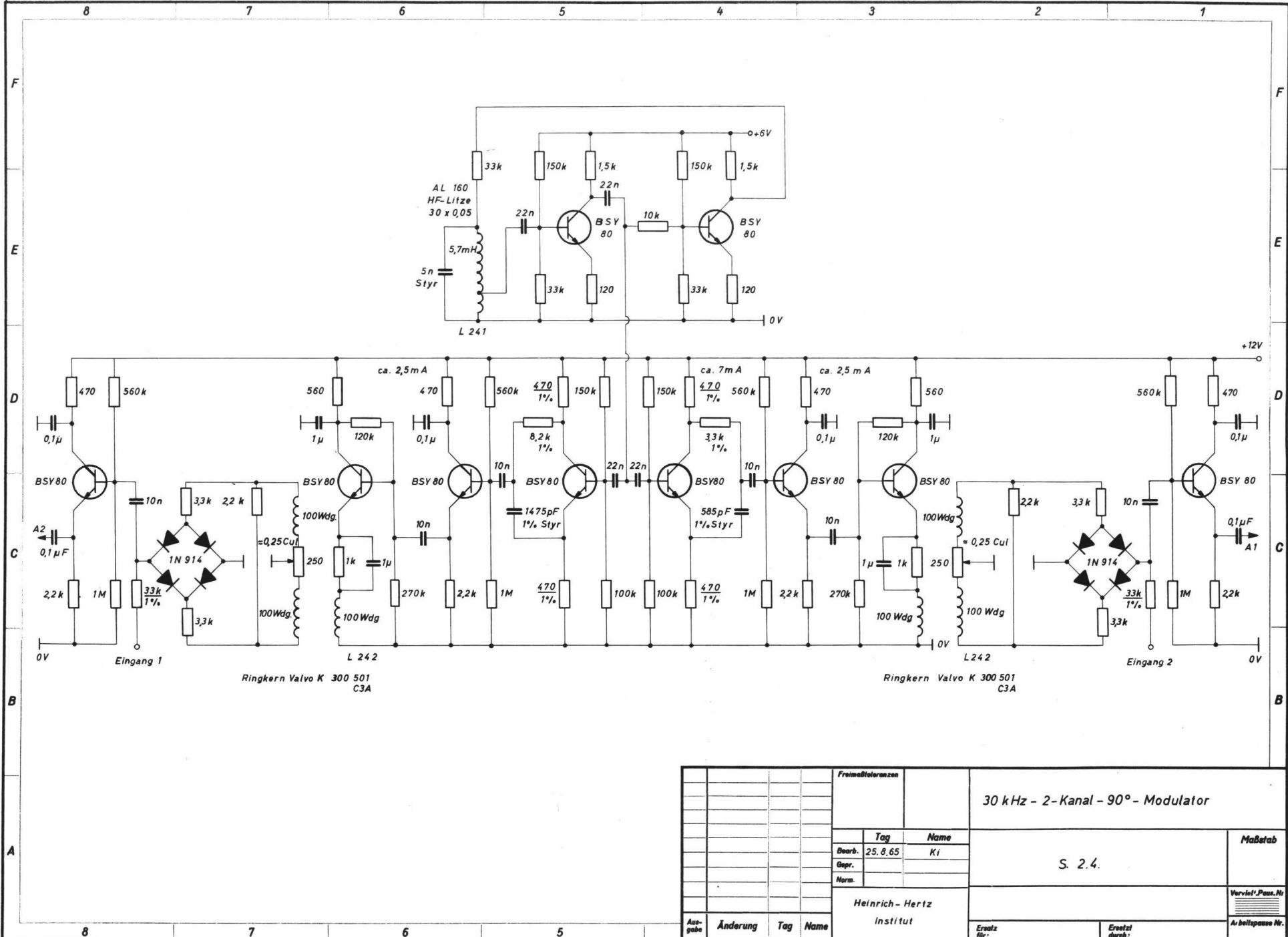
Die am Ausgang des Verstärkers stehenden Impulse werden durch ein RC-Glied noch etwas verformt und stehen dann als Spannung u_A zur Messung der spektralen Amplituden der Atmosphericics zur Verfügung. Die maximal ausgenutzte Größe der Ausgangsimpulse am Ausgang A 1 beträgt 4,0 V. Die Ausgangsimpulse dienen außerdem zur Ansteuerung des Hellsteuerteils und zur Ansteuerung des Verhältnismeßgerätes. Über einen von Hand steuerbaren Kontakt (Taste NF-Kanal E 1 bzw. E 2) kann die doppelte Zwischenfrequenz von der Gleichrichterstufe her für die Überlagerung im Abhörkanal ausgekoppelt werden.

Über den Frequenzgang und über die absolute Empfindlichkeit der Empfänger und die Art ihrer Eichung wird im Abschnitt 3.8. eingehend berichtet.

2.4. Verhältnismeßgerät (Modulatorstufe).

Die Modulatorstufen (Bild 2.4.) bestehen aus einem 30 kHz-Oszillator, der ähnlich den Oszillatoren der Baugruppe 2.2. aufgebaut ist, zwei Phasenschieberstufen zur Erzeugung der zwei um 90° phasenverschobenen 30 kHz-Spannungen und zwei von diesen Spannungen gesteuerten Cowan-Modulatoren.

Am Eingang der Modulatoren liegt jeweils die Ausgangsspannung u_A eines der Überlagerungsempfänger, die durch den Modulator im 30 kHz-Takt zerhackt wird. Durch Symmetrierpotentiometer kann die Restspannung am Modulator bei der Eingangsspannung Null weitgehend unterdrückt werden, was zur Vermeidung von Meßfehlern bei kleinen Eingangsimpulsen nötig ist. An den Ausgängen A 1, bzw. A 2 der auf die Modulatoren folgenden Trennstufen stehen die um 90° phasenverschobenen HF-Spannungen für die Weiterverarbeitung in der nächsten Baugruppe zur Verfügung.



				Freimaßtoleranzen		30 kHz - 2-Kanal - 90° - Modulator	
				Tag	Name	Maßstab	
				Bearb.	25.8.65	KI	S. 2.4.
				Gepr.			
				Norm.			
				Heinrich - Hertz		Vertrieb: Pos. Nr.	
				Institut		Arbeitspassage Nr.	
Angabe	Änderung	Tag	Name	Erstellt für:		Erstellt durch:	

2.5. Verhältnismessgerät - Phasenmeßstufe.

Die an A 1 und A 2 liegenden Spannungen werden nun entsprechend den Gleichungen (11) und (12) derart an zwei auf 30 kHz abgestimmte Schwingkreise angekoppelt, daß an einem Kreis die Summe und an dem anderen Kreis die Differenz der 30 kHz-Komponenten der beiden Spannungen entsteht. (Schaltbild S.2.5.1.).

Die Summen- und die Differenzspannung werden über eine Trennstufe an den Eingang eines zur Begrenzung dienenden Bausteins gelegt. Dieser Baustein (Schaltbild S.2.5.2.), der ebenfalls in den Phasenmeßgeräten des DM und des PG verwendet wird, besteht aus einer Symmetrierstufe und zwei hintereinander geschalteten symmetrisch angesteuerten Differenzverstärkern. Die begrenzende Wirkung des Bausteins beginnt bei einer effektiven Eingangsspannung von ca. 1 mV . Erst bei effektiven Eingangsspannungen von über 1 V ergeben sich Phasenfehler infolge Übersteuerung der Eingangsstufen.

Auf die Begrenzerbausteine folgt je eine Schmitt-Triggerstufe zur Impulsformung. Die von diesen Stufen zur Phasenmessung angesteuerte Flip-Flop-Stufe (s. auch F.Eppen u. G. Heydt, Techn. Bericht Nr. 32 d. HHI) liegt von der Stromversorgung her zwischen den Potentialen + 6V und - 6V, so daß die zur Auskoppelung dienenden, zwischen den Potentialen + 6V und - 0V liegenden folgenden Stufen je nach dem Schaltzustand des Flip-Flop entweder völlig durchgeschaltet oder völlig gesperrt sind.

An einer der Auskoppelstufen kann für eine evtl. spätere digitale Verarbeitung die Schaltspannung des Flip-Flop unverändert abgenommen werden. Am Ausgang der anderen Auskoppelstufe liegt eine RC-Kette, die

die 30 kHz-Anteile der Schaltspannung mitsamt den Oberwellen unterdrückt. Am Ausgang der RC-Kette entsteht daher eine Spannung, die der Phasendifferenz der an den 30 kHz-Schwingkreisen entstehenden Spannungen proportional ist und die Änderungen dieser Phasendifferenz mit einer Zeitkonstanten von ca. 0,5 ms folgt.

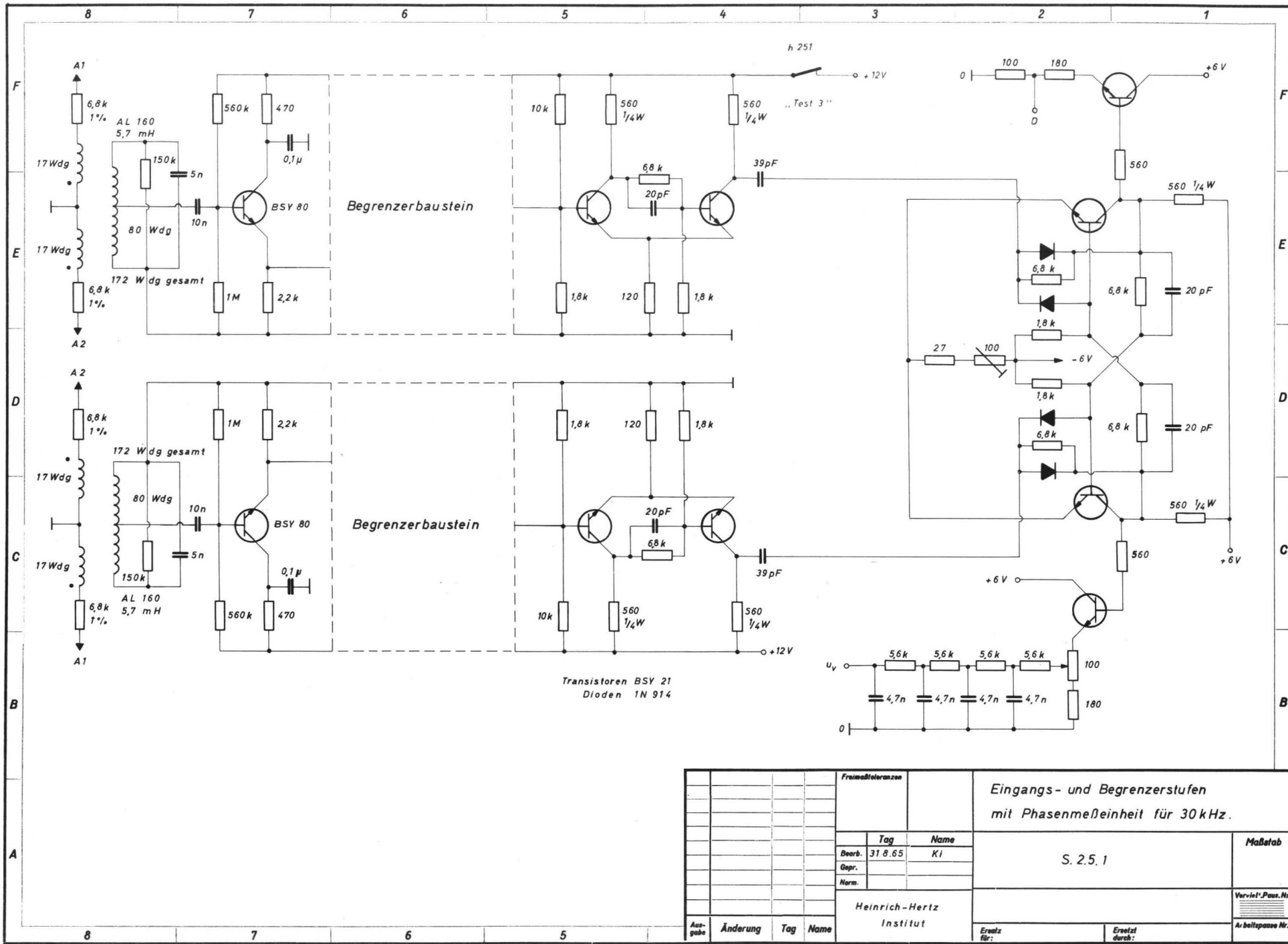
Bei einer Phasendifferenz von 0° entsteht am Ausgang der RC-Kette die Spannung 0 V. Bei einer Phasendifferenz von 360° entsteht die maximale Ausgangsspannung, die durch ein Potentiometer auf einen Wert von + 4,0 V justiert werden kann. Durch Unterbrechen der Stromversorgung der entsprechenden Schmitt-Triggerstufen mit Hilfe des Kontaktes h 251, der über die von Hand steuerbare Taste Test 3 geöffnet werden kann, ist die Flip-Flop-Stufe zum Justieren der Ausgangsspannung jederzeit in die Extremlage zu bringen, die einer Phasendifferenz von 360° entspricht.

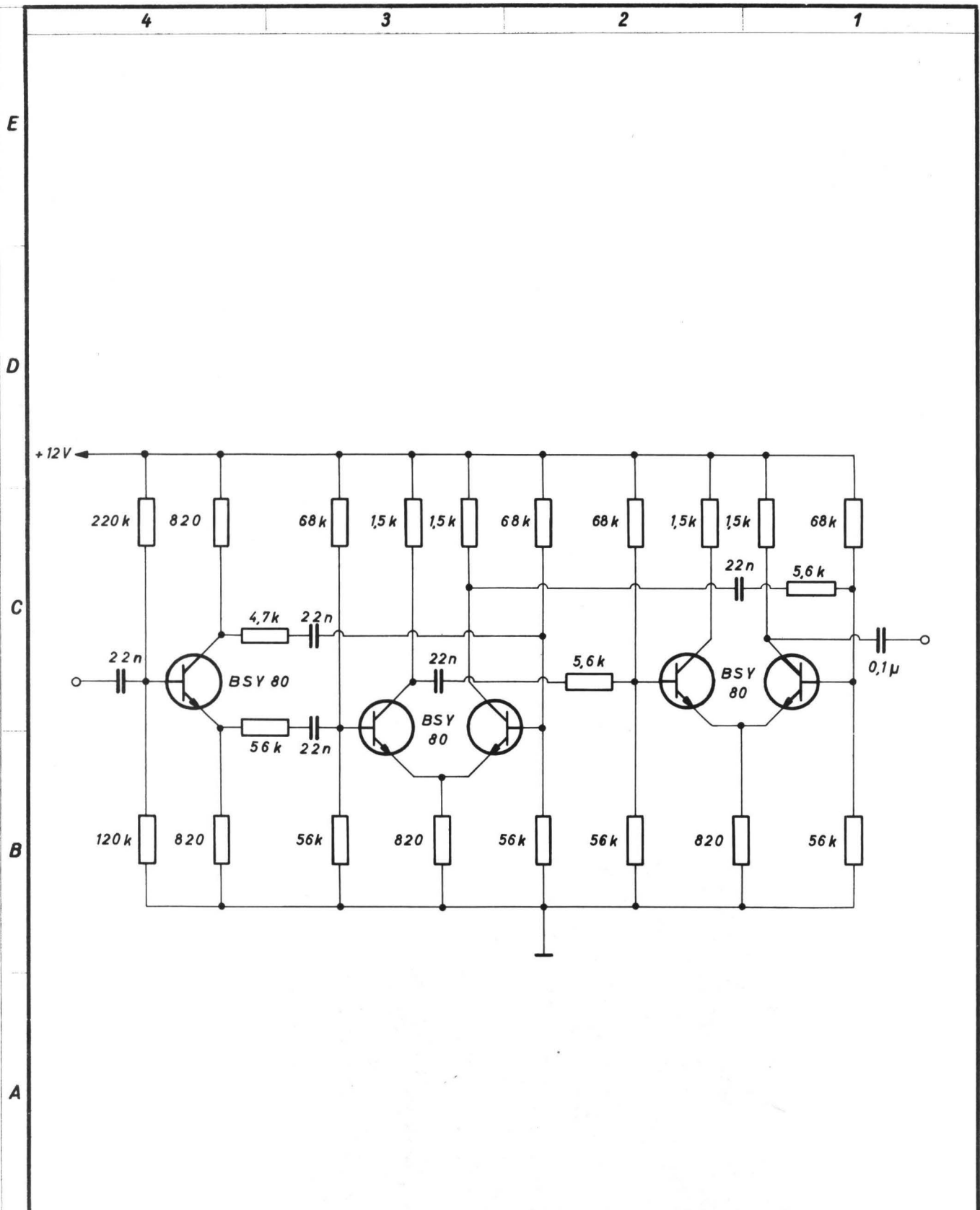
Der für die hier vorliegenden Zwecke für die Messung verwendbare Bereich der Ausgangsspannung des Verhältnismessgerätes liegt zwischen 0 und +2,0 V, da der Spannungsbereich zwischen + 2,0 und + 4,0 V negativen Amplitudenverhältnissen entspricht, die, da die Eingangsspannungen des Gerätes immer positiv sind, nicht vorkommen können.

Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung u_V des Verhältnismessgerätes vom Verhältnis der Eingangsspannungen zeigt Bild 20.

Bild 21 zeigt den Verlauf der Spannung u_V beim Anlegen eines gleichgroßen Impulses (untere Spur in Bild 21) an beide Eingänge des Verhältnismessgerätes:

Vor dem Eintreffen des Impulses hat die Spannung u_V Werte, die vom Rauschen und von kleinen Impulsen be-





				Freimaßtoleranzen		Begrenzerbaustein	
				Tag		Name	
				11.8.65		Ki	
				Gepr.			
				Norm			
						S. 2.5.2	
						Gedruckte Schaltung	
						Vervielf. Paus. Nr.	
						Arbeitspause Nr.	
Ausgabe	Änderung	Tag	Name	Ersetzt für:		Ersetzt durch:	

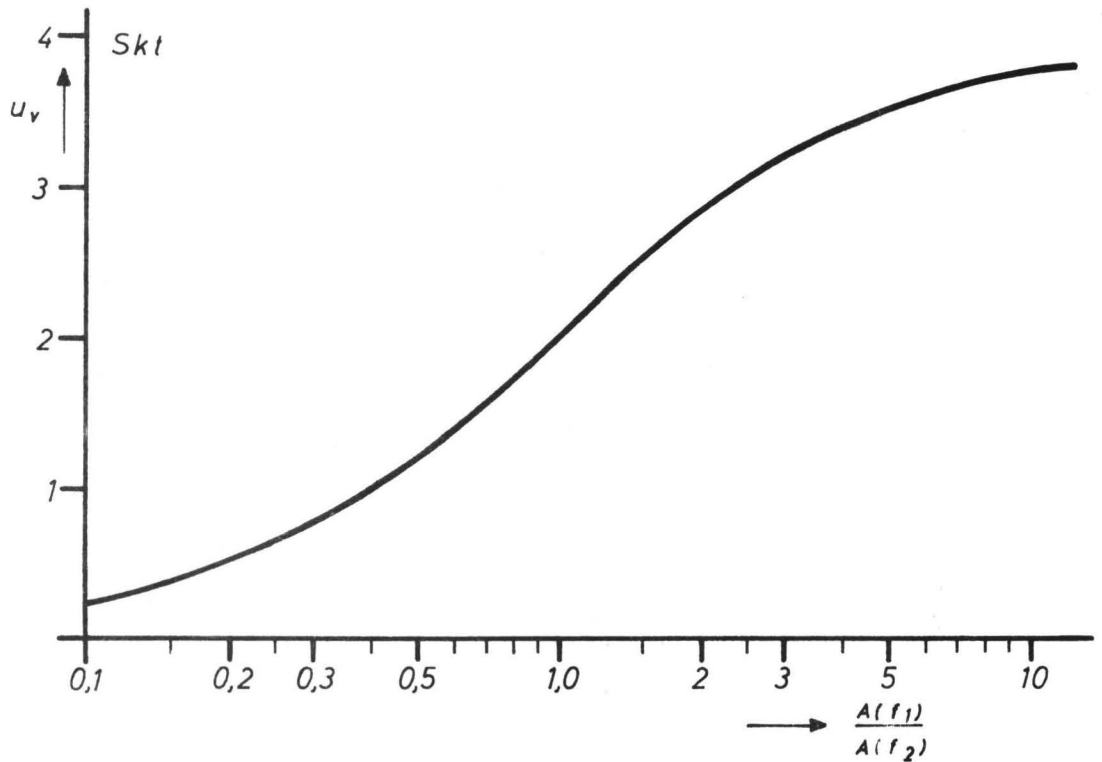


Bild 20: Abhängigkeit der Spannung u_v vom Amplitudenverhältnis.

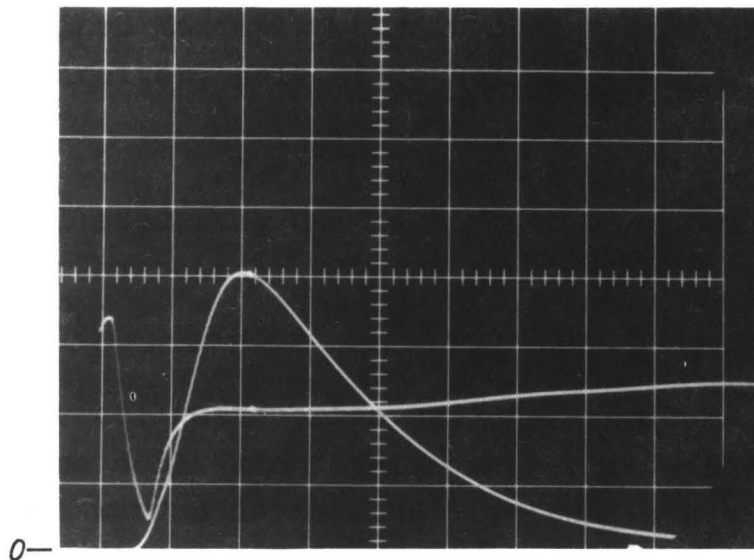


Bild 21: Zeitlicher Verlauf der Spannung u_v und der Spannung u_A beim Anlegen eines Eichimpulses an den Antenneneingang. Meßfrequenz beider Empfänger 10 kHz.
Zeitmaßstab: 1ms/Skt.; Spannungsmaßstab: 0,5V/Skt.

stimmt werden. Mit dem Wirksamwerden des Impulses nimmt die Spannung u_V einen Wert an, der einem Amplitudenverhältnis von 1:1 entspricht (+1,0 V), um dann nach dem Abklingen des Impulses wieder Werte anzunehmen, die durch Störspannungen bestimmt werden.

2.6. Hellsteuerteil

Das Hellsteuerteil hat folgende Funktionen:

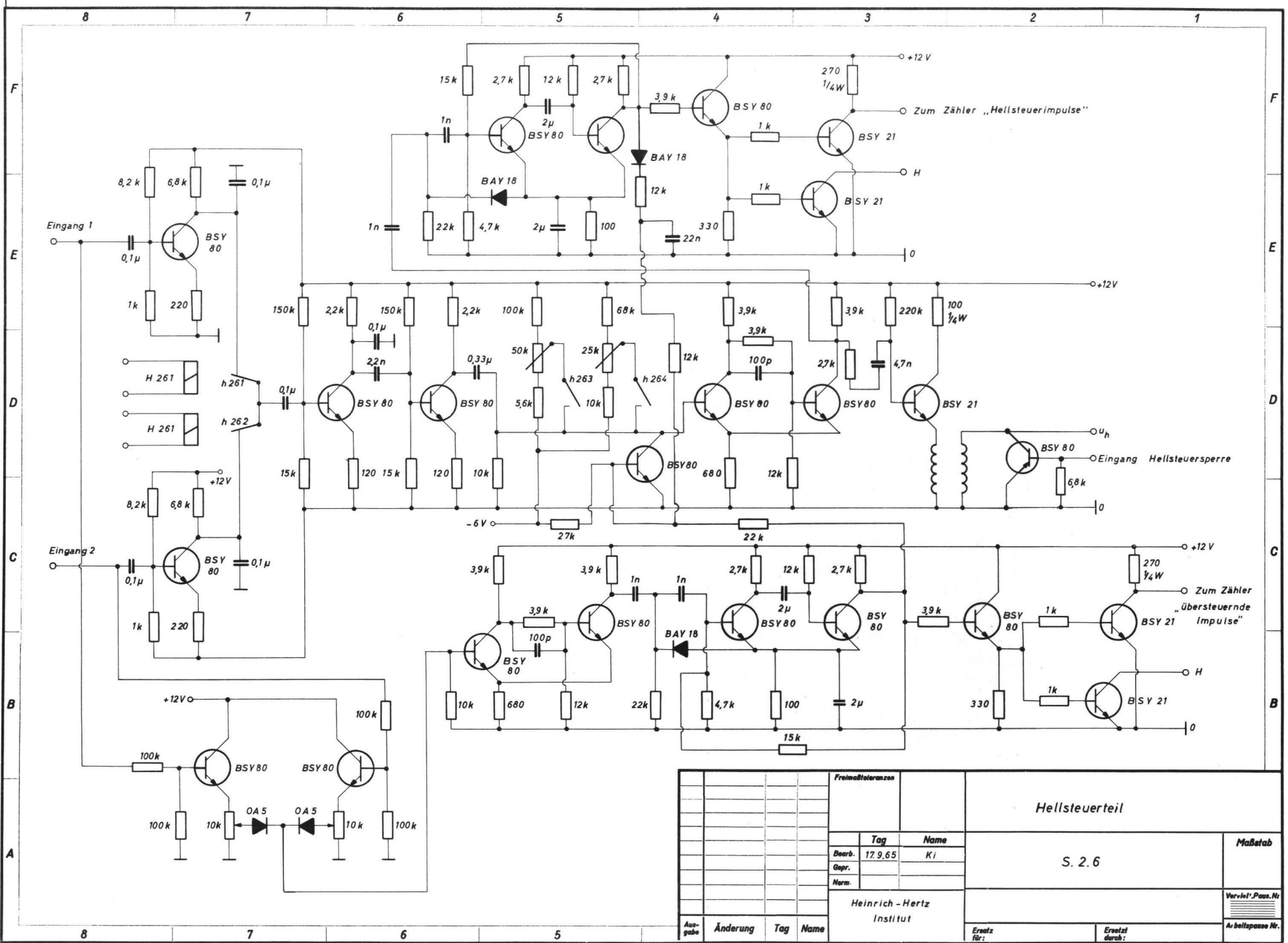
1. Beim Erreichen des Maximums eines Ausgangsimpulses u_A der Überlagerungsempfänger soll ein kurzer positiver Impuls zur Hellsteuerung der Oszillographen erzeugt werden.
2. Ein Hellsteuerimpuls soll nur dann erzeugt werden, wenn der Impuls u_A eine einstellbare Schwelle, die Hellsteuerschwelle überschreitet.
3. Wenn der Ausgangsimpuls eines oder beider Überlagerungsempfänger einen Maximalwert, die Übersteuerungsschwelle, überschreitet, soll keine Hellsteuerung erfolgen.
4. Nach jeder Hellsteuerung und nach jeder Übersteuerung soll erst nach frühestens 15 ms eine neue Hellsteuerung möglich sein.
5. Die Anzahl der hellgesteuerten und die der übersteuernden Impulse soll durch Zähler angezeigt werden. Diese Forderungen wurden durch eine Schaltung entsprechend dem Schaltbild S 2.6. verwirklicht.

Die Ausgangsimpulse jedes Überlagerungsempfängers werden zunächst differenziert und verstärkt. Durch die Schaltung der Kontakte h 261 und h 262 kann nun gewählt werden, von welchem Empfänger aus der Hellsteuerungskanal angesteuert werden soll. Die Steuerung dieser Funktion geschieht durch die Tasten " Hellsteuerung v. E 1" und " Hellsteuerung v. E 2", die im Betrieb H normal betätigt werden können; während bei der automatischen Registrierung der Empfänger 1 automatisch an das Hellsteuerteil angeschaltet wird.

Durch eine zweite Differenzierung und durch anschließende Verstärkung wird erreicht, daß zum Zeitpunkt des Maximums des jeweiligen Eingangsimpulses ein positiver Impuls entsteht. Dieser Impuls liegt nun am Eingang einer Schmitt-Triggerstufe, deren Ansprechschwelle durch Potentiometer variiert werden kann. Durch Betätigen der Kontakte h 263 und h 264 werden zwei verschiedene Potentiometer in der Schaltung wirksam, wodurch zwei verschiedene Hellsteuerschwellen eingestellt und gewählt werden können (s. Abschnitt 2.9.).

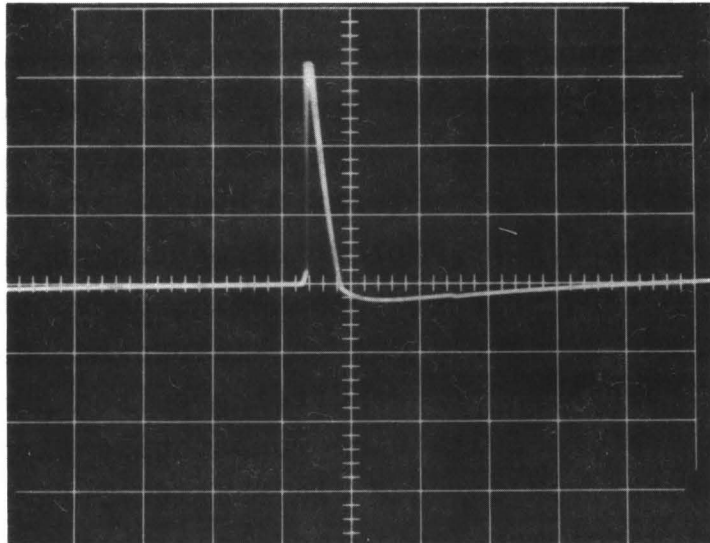
Auf die Schmitt-Triggerstufe folgt zur Auskopplung eine Stufe in Kollektorschaltung, deren Ausgangsimpuls in einem Transformator hochtransformiert wird und dann als Hellsteuerimpuls dient.

Bild 22 zeigt den Hellsteuerimpuls, der bei Oszillographen mit kathodenseitiger Einkopplung der Hellsteuerspannung (z.B. Tektronix 502 A) direkt und bei Oszillographen mit gitterseitiger Einkopplung der Hellsteuerspannung (z.B. Tektronix 503) unter Ab =



		Freimaßtoleranzen		Hellsteuerteil		Maßstab
		Tag	Name			
Bearb.	17.9.65	Ki		S. 2.6		Vorlief. Pass. Nr.
Gepr.						
Norm.						
Heinrich - Hertz Institut				Ersetzt für:		Ersetzt durch:
Änderung	Tag	Name				
Ausgabe						Auflagepass Nr.

schwächung durch einen Spannungsteiler zur Hellsteuerung verwendet wird.



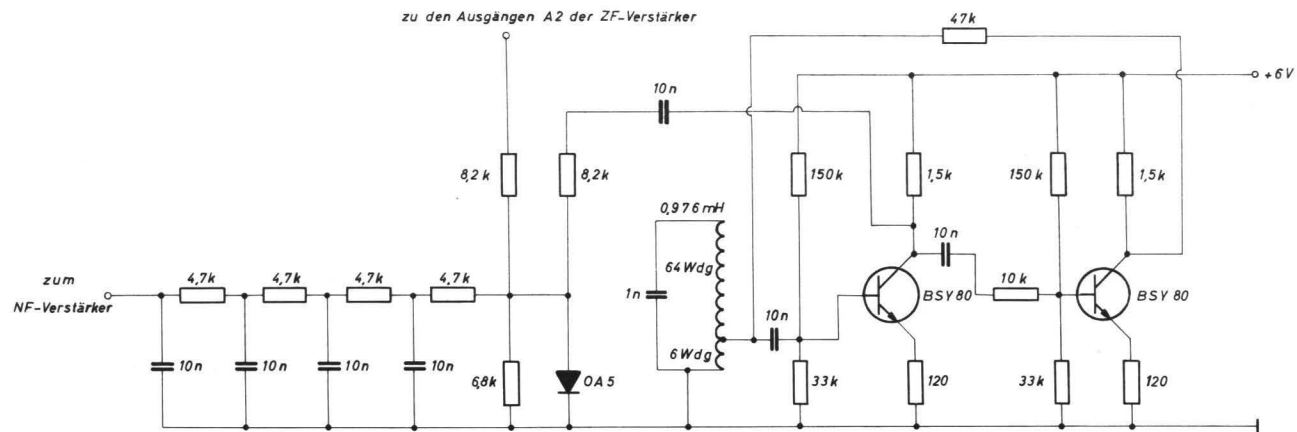
*Bild 22: Zeitlicher Verlauf des Hellsteuerimpulses.
Zeitmaßstab: 0,1ms/Skt.
Spannungsmaßstab: 10V/Skt.*

Die Schmitt-Triggerstufe stößt außerdem einen monostabilen Multivibrator mit einer Kippzeit von ca. 15 ms an, der für die Dauer der Kippzeit die Schmitt-Triggerstufe für weitere Eingangsimpulse sperrt und über Auskoppelstufen ein Zählwerk (Fa. Hengstler Typ F 043) zur Anzeige der Anzahl der hellgesteuerten Impulse speist. Eine weitere Auskoppelstufe bietet Möglichkeiten zum Anschluß etwa benötigter Wicklungen für Schutzgaskontakte oder ähnlicher Elemente. Zur Unterdrückung der Hellsteuerung bei zu großen Impulsen der Überlagerungs-

empfänger werden die Impulse nach zwei Trennstufen mit je einer Diode an den Eingang einer Schmitt-Triggerstufe gelegt. Mit Potentiometern kann die Ansprechschwelle der Schmitt-Triggerstufe so eingestellt werden, daß immer dann ein Kippen erfolgt, wenn die Ausgangsspannung eines der Überlagerungsempfänger den Wert $+ 4 \text{ V}$ übersteigt. Die Einführung einer Übersteuerungsschwelle ist nötig, um Fehlmessungen des Verhältnismessgerätes und des Dispersionsmeters bei zu großen Impulsen zu vermeiden. Die Einführung einer unteren Schwelle, der Hellsteuerschwelle, ist ebenfalls bei Verhältnismessungen und bei Dispersionsmessungen unbedingt nötig, da sonst bereits Impulse analysiert werden, die so klein sind, daß das Peilgerät bei ihnen nicht einwandfrei arbeiten kann. Der Schmitt-Triggerstufe folgt eine monostabile Kippstufe mit 15 ms Kippzeit, von der aus die Schmitt-Triggerstufe im Hellsteuerkanal bei Vorliegen eines übersteuernden Impulses 15 ms lang blockiert wird. An die Kippstufe sind in gleicher Weise wie im Hellsteuer-Kanal Auskoppelstufen und ein Zählwerk angeschlossen.

2.7. 160 kHz-Oszillator mit Mischstufe.

Bei der Überwachung und Einstellung der Anlage ist es nötig, daß die empfangenen Signale abhörbar sind, da die im VLF-Bereich arbeitenden Längstwellensender den Atmospheric-Empfang stören können und auch andere Störquellen möglich sind. Aus diesem Grunde kann die doppelte Zwischenfrequenz des einen Überlagerungsempfängers (158 kHz) oder die des anderen Empfängers (162 kHz) mit der Frequenz eines 160 kHz-Oszillators gemischt werden. In beiden Fällen entsteht eine Spannung mit der



				Freimaßtoleranzen		Oszillator 160 kHz	
				Tag	Name	Maßstab	
				Bearb.	1.9.65	Ki	S 2.7
				Gepr.			
				Norm.			
				Heinrich-Hertz Institut			Verst.-Pass.-Nr.
				Ausgabe			Arbeitspass.-Nr.
				Änderung	Tag	Name	Ersatz für:
							Ersatz durch:

Differenzfrequenz von 2 kHz, die im folgenden NF-Verstärker verstärkt und durch einen Lautsprecher hörbar gemacht wird. Die Verwendung der doppelten Zwischenfrequenz erwies sich als vorteilhaft, da sie bei der Doppelweggleichrichtung in dem ZF-Verstärker ohnehin vorliegt und im anderen Fall eine dicht bei 80 kHz liegende hohe Oszillatorspannung bei der nicht sehr großen Selektion der ZF-Verstärker Schwierigkeiten verursacht.

Der Oszillator (Schaltbild S.2.7.) ist von dem üblichen in der Anlage verwendeten Typ ; die Mischung erfolgt an einer Diode, die Differenzfrequenz wird mit einer RC-Kette herausgesiebt. Die Anschaltung der Mischstufe an den jeweiligen ZF-Verstärker geschieht durch die in den ZF-Verstärkern enthaltenen Kontakte h 231_a und h 232_b, die durch nur von Hand steuerbare Tasten betätigt werden können.

2.8. NF-Verstärker.

Als NF-Verstärker wird ein fertiger Baustein der Fa. Görler, Typ NVI 324-0004 für 12 V Betriebsspannung verwendet.

2.9. Sonstige Einrichtung des AM.

Ein voll steuerbarer dreiteiliger Tastensatz " Betriebsart" legt an eine Buchse " Meßspannung" entweder die Ausgangsspannung des Überlagerungsempfängers E 1 (Stellung A), oder die des Dispersionsmeters, die zu diesem Zweck dem AM zugeführt wird (Stellung D), oder die des Verhältnismeßgerätes (Stellung V). Außerdem ist mit diesem Tastensatz die Wahl der Hellsteuerschwelle

derart gekoppelt, daß die Hellsteuerschwelle 1 in der Stellung A und die Hellsteuerschwelle 2 in den Stellungen D und V eingeschaltet wird.

Ein weiterer dreiteiliger Tastensatz dient zur Steuerung von Test-Funktionen. Mit den Tasten Test 1 und Test 2 kann der Eichimpulsgenerator im DM eingeschaltet und der Eichimpuls an den Antenneneingang gelegt werden. Drücken der Taste Test 3 bringt die Phasenmeßgeräte im Verhältnismeßgerät, im DM und im PG in die 360° Phasendifferenz entsprechende Extremlage.

3. Dispersionsmeter (DM)

Das Dispersionsmeter enthält sinngemäß nach Bild 10 folgende Baugruppen:

1. Ein Eingangsteil mit Tiefpaß für das nach dem Überlagerungsprinzip arbeitende Gerät.
2. Ein Oszillator, durch dessen Variation die Mittenfrequenz festgelegt wird.
- 3.-5. Drei Zwischenfrequenzverstärker mit gemeinsamer vorgeschalteter Mischstufe. Während ein Zwischenfrequenzverstärker auf konstanter Frequenz arbeitet, können die beiden anderen in definierten Stufen um die Meßbandbreite Δf über oder unter dieser Frequenz arbeiten.
6. Zwei Ringmodulatoren zur Mischung der Ausgangsspannungen der ZF-Verstärker.
7. Ein Phasenmeßgerät zur Messung der Phasendifferenz $\Delta\phi$.

8. Ein Eichimpulsgenerator, in dem Impulse mit definierter Dispersion zur Kontrolle der Funktionen des Dispersionsmeters erzeugt werden. Außerdem können mit den Impulsen die Empfindlichkeit der Überlagerungsempfänger des AM und die Funktionen des Verhältnismeßgerätes kontrolliert werden.

3.1. Eingangsteil

Die vom Eingangsteil des AM kommende Eingangsspannung des Dispersionsmeters wird zunächst über einen voll steuerbaren fünfstufigen Dämpfungsschalter mit einer Dämpfung von 6 dB je Stufe geleitet (Schaltbild S 3.1.)

Es folgt ein Kathodenverstärker, dessen Ausgangsspannung am Eingang des zur Vorselektion dienenden Tiefpasses liegt. Bei den geforderten Mittenfrequenzen von 5; 6; 7; 8 und 10 kHz, den geforderten Meßbandbreiten Δf von 0; 1,0; 1,4 und 2,0 kHz und der gewählten Mittenzwischenfrequenz von 20 kHz erwies sich folgende Dimensionierung des Tiefpasses als zweckmäßig:

Aufbau: zwei volle T-Grundglieder mit je einem m-Glied am Anfang und am Ende des Passes.

Grenzfrequenz: 16 kHz, Dämpfungspol bei 20 kHz; $m = 0,6$.

Da die Dämpfung bei der tiefsten benutzten Zwischenfrequenz von 18 kHz nicht völlig ausreichte, liegt ein Sankreis am Eingang des Kathodenverstärkers, mit dem ein optimaler Dämpfungsverlauf im Bereich der benutzten Zwischenfrequenzen (18 ... 22 kHz) eingestellt werden kann.

Auf den Tiefpaß folgt eine transistorbestückte Verstärker-

stufe, an die vier hintereinander geschaltete RC-Allpaßstufen anschließen. Diese Stufen haben folgenden Sinn:

Die Gruppenlaufzeit eines Tiefpasses ist im Durchlaßbereich nicht konstant, sondern nimmt bei Annäherung an die Grenzfrequenz zu. Die Gruppenlaufzeit t_g eines Gliedes ist:

$$t_{g_{Tp}} = \frac{2}{\omega_g} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} ; (\omega_g = \text{Grenzkreisfrequenz})$$

Zur Kompensation dieses Frequenzgangs der Gruppenlaufzeit können RC-Allpaßglieder verwendet werden. Die Gruppenlaufzeit eines RC-Allpaßgliedes ist (siehe Ableitung in Abschnitt 3.8.):

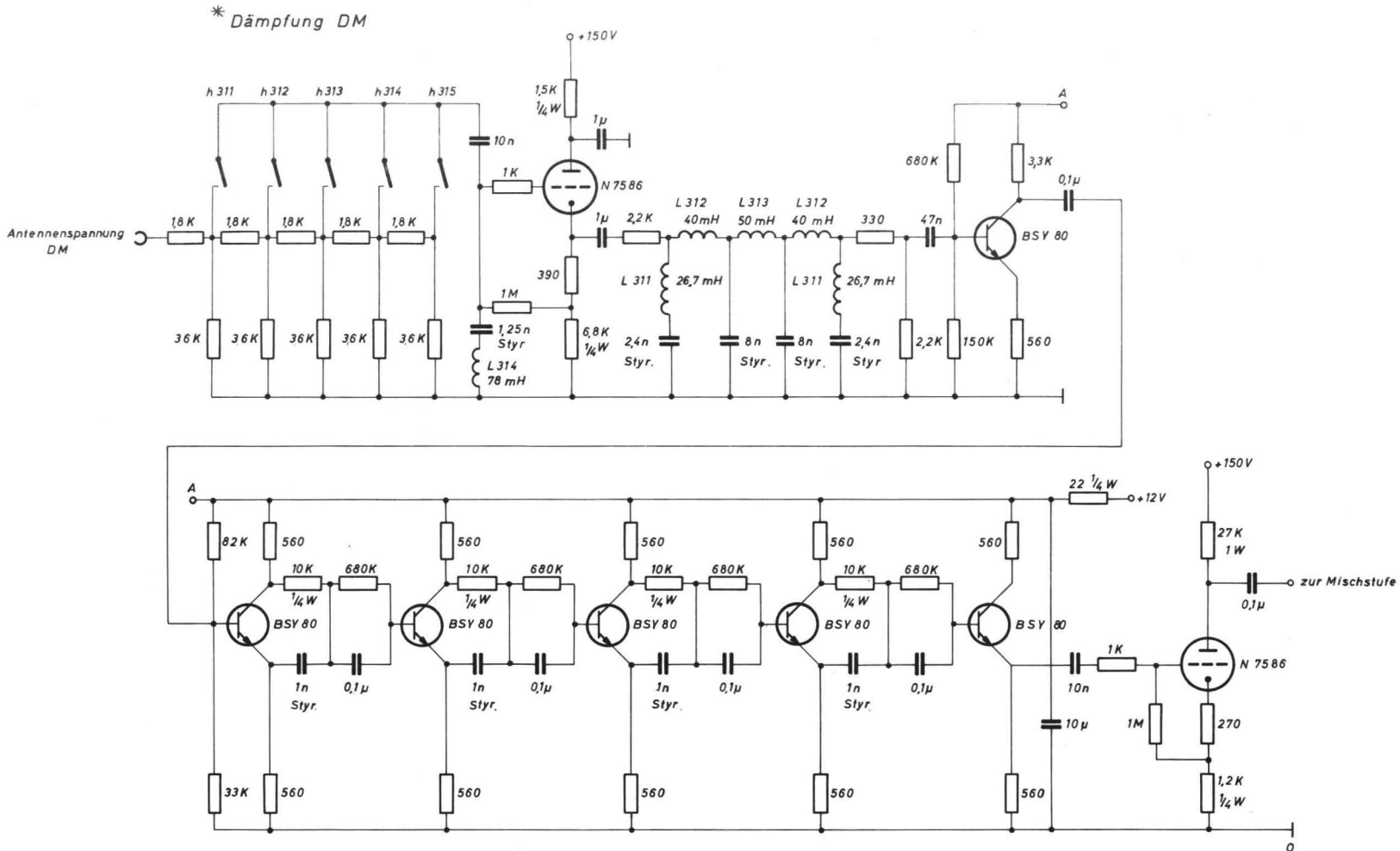
$$t_{g_{RC}} = \frac{2}{\omega_o} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2} \quad \left(\omega_o = \frac{1}{RC} \right)$$

Wählt man $\omega_o = \omega_g$, so wird für $\frac{\omega}{\omega_g} \ll 1$

$$t_{g_{Tp}} \approx \frac{2}{\omega_g} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \right]$$

und $t_{g_{RC}} \approx \frac{2}{\omega_g} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \right]$

Die Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit von Tiefpaßgliedern kann demnach durch nachgeschaltete RC-Allpaßglieder derart kompensiert werden, daß für je 2 Tiefpaßglieder ein RC-Allpaßglied verwendet wird. Dies gilt jedoch nur für den Frequenzbereich $\omega \ll \omega_g$. Muß man mit der höchsten Betriebsfrequenz nahe an die Grenzfrequenz herangehen, so empfiehlt sich eine Überkompensation, um



				Freimaßstab		Eingangsteil Dispersionsmeter		Maßstab
				Tag	Name			
				Boarb.	22.4.66	KI	S. 3.1	Verf.-Pass.Nr. -----
				Gepr.				
				Nam.				
				Heinrich-Hertz-Institut			Erstellt für:	Erstellt durch:
Ausgabe	Änderung	Tag	Name					

den starken Anstieg der Gruppenlaufzeit der Tiefpaßglieder bei Annäherung an die Grenzfrequenz weitgehend zu kompensieren; dafür muß eine leichte Überkompensation der gesamten Gruppenlaufzeit bei niedrigen Frequenzen in Kauf genommen werden. Auf Grund dieser Überlegungen, die prinzipiell auch für die verwendeten m-Tiefpaßglieder gelten, werden zur Kompensation vier RC-Allpaßglieder benutzt. Die RC-Allpaßglieder bestehen aus je einer transistorbestückten Symmetrierstufe und einem RC-Glied. Ihnen folgt eine Verstärkerstufe, an deren Ausgang die Spannung für die Mischung zur Verfügung steht.

3.2. Oszillator

Der Oszillator (Schaltbild 3.2.) entspricht dem in 2.2. beschriebenen Typ. Entsprechend den geforderten Mittenfrequenzen und der gewählten Mittenzwischenfrequenz (siehe 3.1.) ist er durch die vollsteuerbare Funktion "Mittenfrequenz" auf die Frequenzen 25; 26; 27; 28 und 30 kHz umzuschalten. Die Umschaltung erfolgt durch Parallelschalten zusätzlicher Induktivitäten zum frequenzbestimmenden Schwingkreis.

3.3. - 5. Zwischenfrequenzverstärker

Den drei Zwischenfrequenzverstärkern ist eine gemeinsame Mischstufe vorgeschaltet, in der die vom Eingangsteil kommenden Impulse mit der Oszillatorfrequenz gemischt werden.

Jeder Zwischenfrequenzverstärker besteht aus einer selektiven Verstärkerstufe mit einer vorgeschalteten und einer nachfolgenden Trennstufe in Kollektorschaltung.

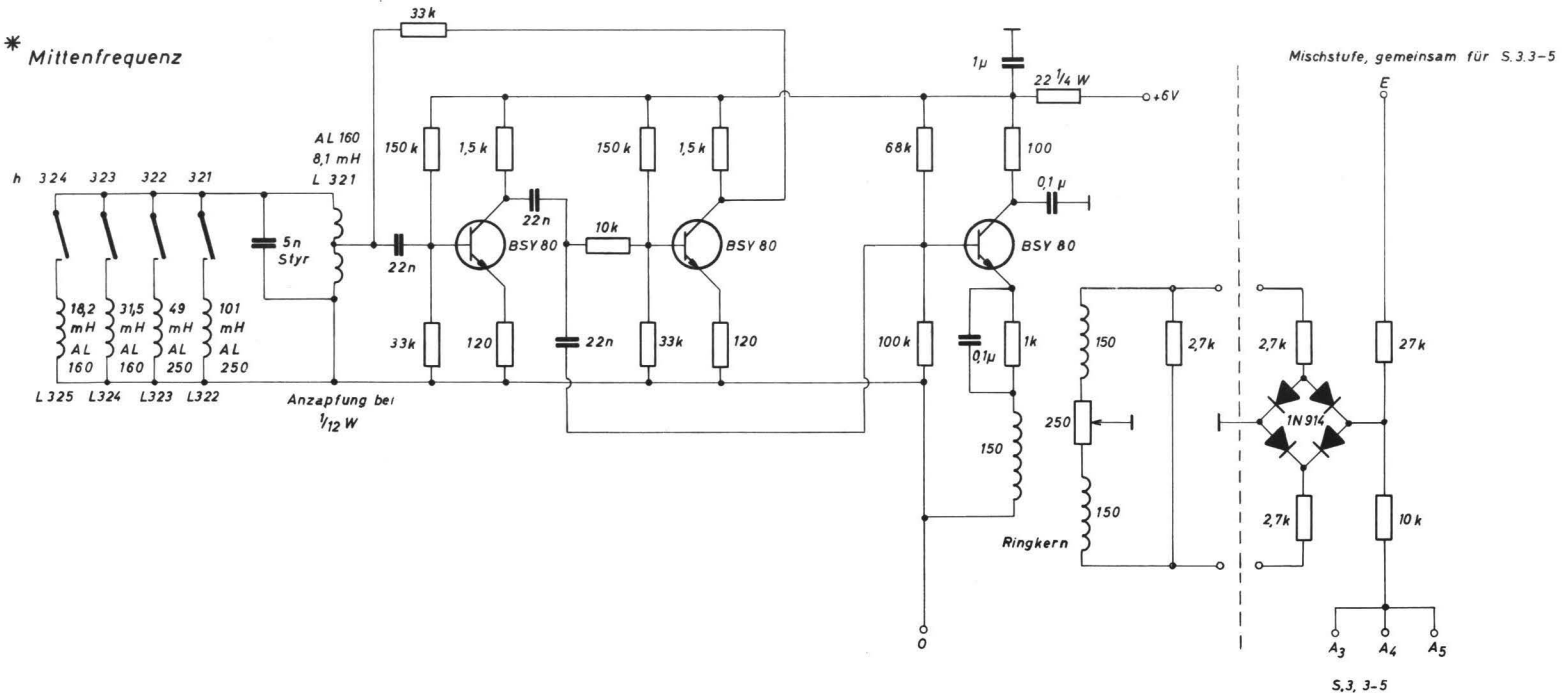
Ein ZF-Verstärker ist fest auf die Mittenzwischenfrequenz von 20 kHz abgestimmt. Die beiden anderen lassen sich durch Um-oder Abschalten von Induktivitäten um den jeweils gewünschten Betrag der Meßbandbreite (0; 1,0; 1,4 und 2,0 kHz) über, bzw. unter der Mittenzwischenfrequenz abstimmen. Die dazugehörige Funktion " Meßbandbreite" ist voll steuerbar.

3.6. Ringmodulatoren

In den zwei Ringmodulatoren wird durch multiplikative Mischung der Ausgangsspannung des fest auf die Mittenzwischenfrequenz abgestimmten ZF-Verstärkers mit sich selbst und durch multiplikative Mischung der Ausgangsspannungen der beiden anderen ZF-Verstärker die doppelte Mittenzwischenfrequenz von 40 kHz erzeugt. Jeder Modulator hat zwei gleiche Eingangskanäle, bestehend aus einer Verstärkerstufe, einer Symmetrierstufe und zwei Ansteuerstufen in Kollektorschaltung zur Steuerung des Modulators. Durch die Ansteuerung des Modulators über die RC-Glieder 2,2 k Ω und 1 μ F entsteht eine begrenzende Wirkung, was im Hinblick auf den Amplitudenaussteuerungsbereich des Gerätes vorteilhaft ist.

Die Empfindlichkeit des Dispersionsmeters ist so bemessen, daß phasenwirksame Übersteuerungseffekte am Ringmodulator und an der folgenden 40 kHz-Verstärkerstufe gerade dann erst auftreten, wenn ein auf die gleiche Mittenfrequenz abgestimmter Empfänger im AM ebenfalls gerade übersteuert wird. Auf diese Weise wird erreicht, daß in einem großen Amplitudenbereich die Dispersion von Impulsen analysiert werden kann.

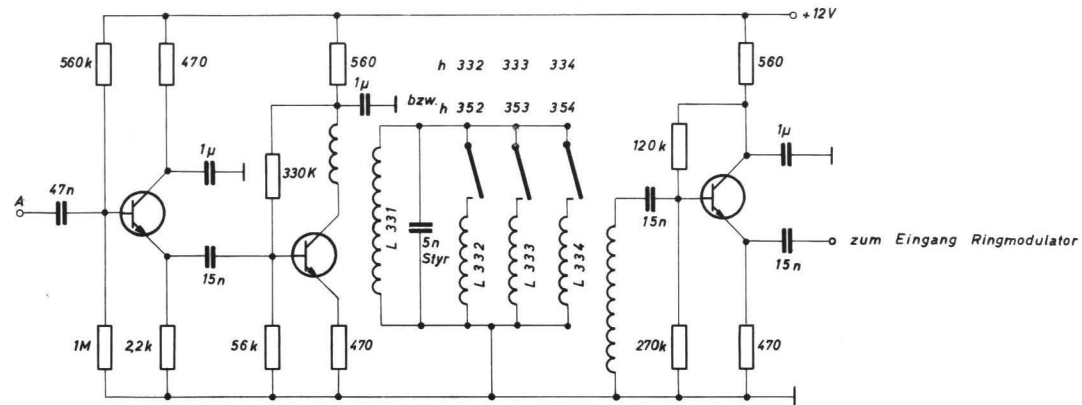
* Mittenfrequenz



Oszillator für Dispersionsmeter:
f = 25; 26; 27; 28; 30 kHz.

				Freiwilligkeiten		Oszillator für Dispersionsmeter	
				Tag	Name	Maßstab	
				Boarb.	4.1.66	KI	
				Gepr.		S. 3.2	
				Norm.		Verf.-Paus.Nr.	
				Heinrich-Hertz-		Arbeitspaße Nr.	
				Institut		Ersatz für:	Ersatz durch:
Ange	Änderung	Tag	Name				

* Meßbandbreite



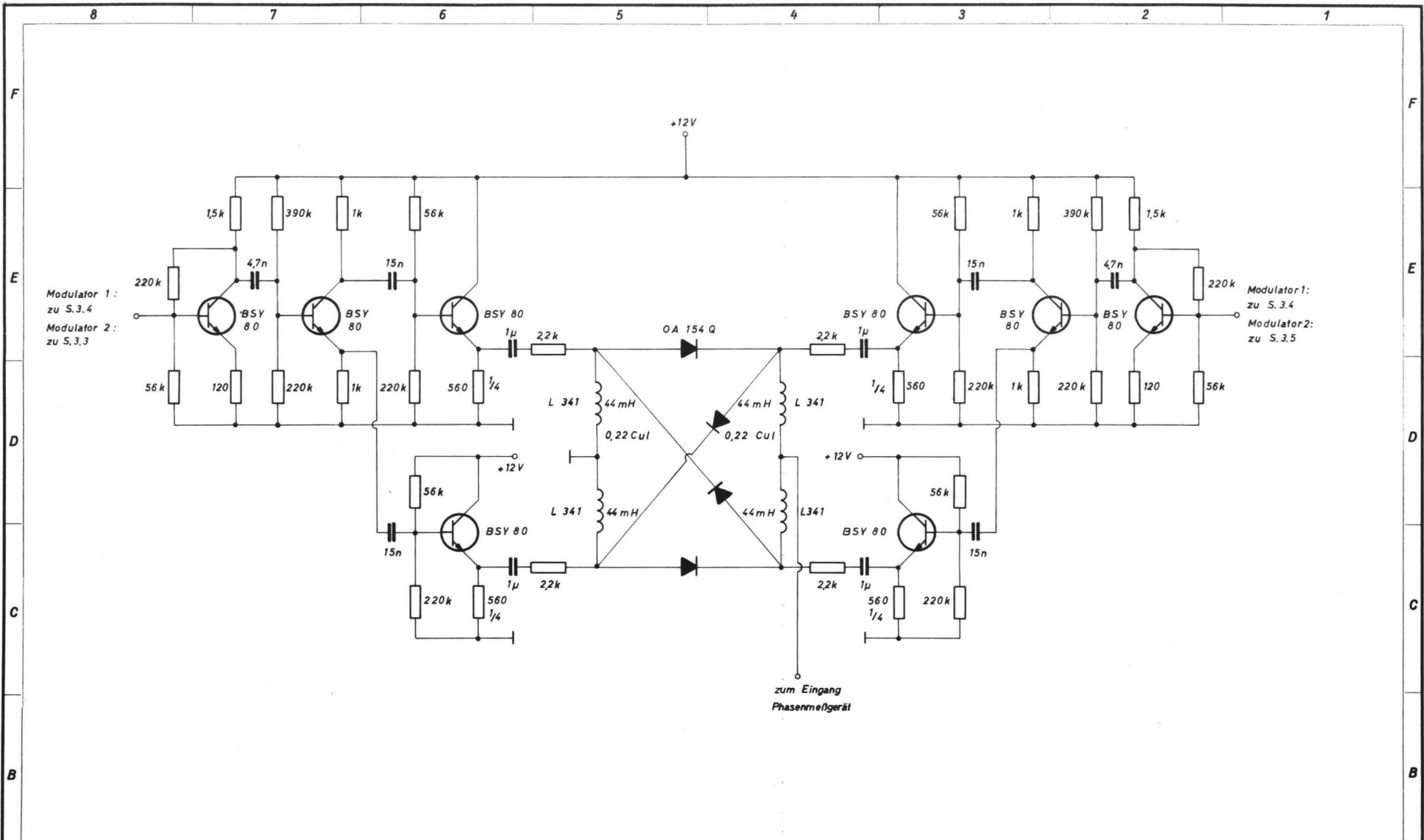
Transistoren BSY 80

S.3.3 20, 21, 21.4, 22 kHz L 331... L 334

S.3.4 20 kHz L 341

S.3.5 18, 18.6, 19, 20 kHz L 351... L 354

				Freimaßtoleranzen		ZF Verstärker für Dispersionsmeter	
				Tag	Name	Maßstab	
				Bearb.	17.12.65	Ki	S 3.3; 3.4; 3.5.
				Gepr.			
				Norm.			
				Heinrich-Hertz Institut		Verleiher/Pass.Nr.	
Ausgabe				Änderung	Tag	Name	Ersetzt durch:
							Ersetzt durch:
							Außerpasspass Nr.



Modulator 1:
zu S.3.4
Modulator 2:
zu S.3.3

Modulator 1:
zu S.3.4
Modulator 2:
zu S.3.5

				Freiwertoleranzen		Ringmodulator 20/40 kHz	
				Tag	Name	Maßstab	
				Bearb. 4.1.66	Ki	S. 3,6.	
				Gepr.		Verf./Pass.Nr.	
				Norm.		Arbeitspaß Nr.	
				Heinrich-Hertz Institut			
Ausgabe	Änderung	Tag	Name	Ersetzt für:		Ersetzt durch:	

3.7. Phasenmeßgerät

Das Phasenmeßgerät enthält an den Eingängen zwei selektive 40 kHz-Verstärker, von denen die bereits in 2.5. beschriebenen Begrenzerbausteine gesteuert werden. Im übrigen entspricht das Phasenmeßgerät völlig der in 2.5. erläuterten Baugruppe. Die Ausgangsspannung $u_{\Delta t_g}$ des Pha-

senmeßgerätes läßt sich so justieren, daß einem Wert von $\Delta\phi = 360^\circ$ ein Wert von $u_{\Delta t_g} = +4,0$ V entspricht.

Bei der Meßbandbreite $\Delta f = 1,0$ kHz ergibt sich demnach

aus der Beziehung $\Delta t_g = \frac{\Delta\phi}{\Delta\omega}$ für $\Delta\phi = 360^\circ$ eine zugehörige Gruppenlaufzeitdifferenz von einer Millisekunde, bei $\Delta f = 1,4$ kHz ergeben sich 0,7 ms und bei $\Delta f = 2$ kHz 0,5 ms.

Bild 23 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung $u_{\Delta t_g}$ des Phasenmeßgerätes beim Anlegen eines Eichimpulses mit definierter Dispersion.

3.8. Eichgenerator

Die Eichung von Empfängern, die der Messung des Betrages spektraler Amplitude dienen, mit sinusförmigen Eichspannungen ist nicht zweckmäßig, da außer der Verstärkung ständig die Durchlaßkurve der Empfänger mit kontrolliert werden müßte. Aus diesem Grunde empfiehlt sich die Eichung mit Hilfe von Impulsen. Auf den ersten Blick erscheint es sinnvoll, als Eichimpuls einen sehr kurzen Impuls zu verwenden, dessen Dauer klein gegen die Periodendauer der höchsten Meßfrequenz des Empfängers ist. Das Amplitudenspektrum eines derartigen Impulses ist im interessierenden Frequenzbereich konstant. Leider erweist sich jedoch als störend, daß zur Erzeugung von großen spektralen Amplituden, die z.B. die Übersteu-

erungsgrenze des Empfängers fast erreichen, Nadelimpulse mit so großer Amplitude benötigt werden, daß im Empfänger Übersteuerungseffekte auftreten. Atmosphärische dagegen, die von erheblich längerer Dauer als Nadelimpulse sind und daher bei kleinerer Amplitude des zeitlichen Spannungsverlaufes durchaus hohe spektrale Amplituden haben können, verursachen noch keine Übersteuerungen. Es ist daher zweckmäßig, die Empfänger mit Impulsen zu eichen, die eine definierte spektrale Amplitude haben und in ihrem zeitlichen Verlauf den Atmosphärischen ähneln. Für die Kontrolle des Dispersionsmeters schließlich sollten diese Impulse auch eine definierte Dispersion haben.

Für die Entwicklung eines die genannten Forderungen erfüllenden Impulsgenerators waren folgende Überlegungen maßgebend:

Es ist leicht abzuleiten, daß die Übertragungsfunktion $f(\omega)$ der in Bild 24 gezeigten Schaltung die eines Allpaßgliedes ist:

$$f(\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{2} \cdot \exp \left(j \operatorname{arctg} \frac{2 \Omega}{\Omega^2 - 1} \right) \quad (37)$$

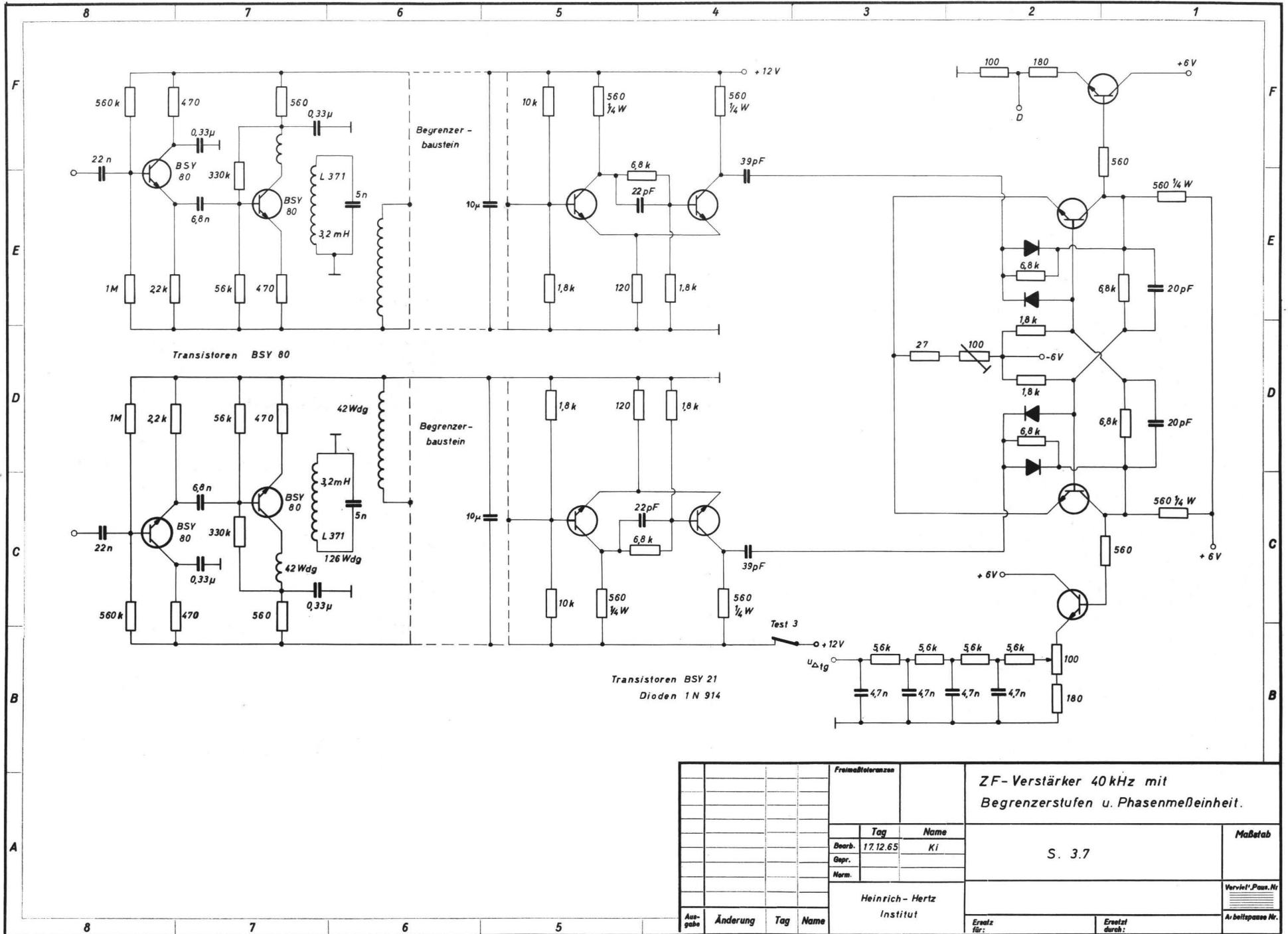
$$\text{mit } \Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega RC$$

Damit ist der Phasenwinkel der Übertragungsfunktion :

$$\phi = \operatorname{arctg} \frac{2 \Omega}{\Omega^2 - 1} \quad (38)$$

Daraus ergibt sich als normierte Gruppenlaufzeit T_g :

$$T_g = \frac{d\phi}{d\Omega} = - \frac{2}{\Omega^2 + 1} \quad (39)$$



				Freimaßtoleranzen		ZF-Verstärker 40kHz mit Begrenzerstufen u. Phasenmeßeinheit.		
				Tag	Name	Maßstab		
				Bearb.	17.12.65			S. 3.7
				Gepr.	KI			
				Norm.		Verf. P. Pass. Nr.		
				Heinrich-Hertz Institut		Arbeitspaß Nr.		
Ausgabe				Änderung	Tag	Name	Ersatz für:	
							Ersatz durch:	

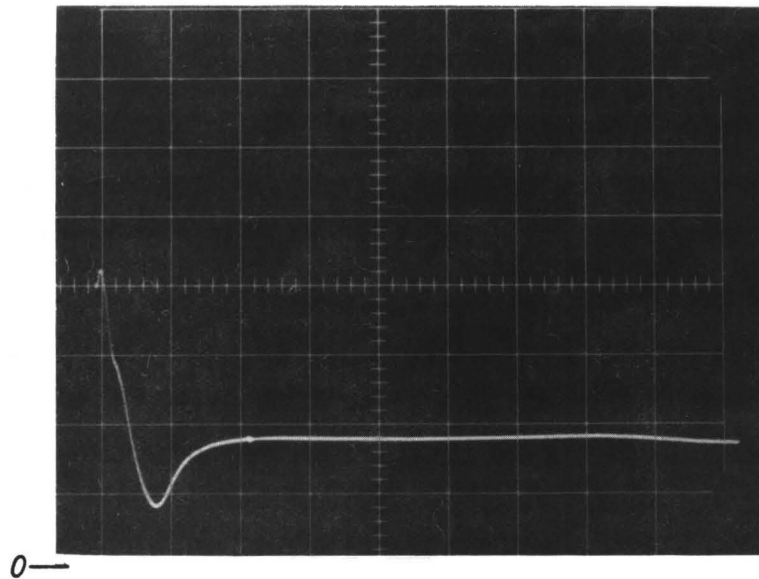


Bild 23: Zeitlicher Verlauf der Spannung $u_{\Delta tg}$ beim Anlegen eines Eichimpulses an den Antenneneingang. Mittenfrequenz: 8kHz; Meßbandbreite: 2kHz; Zeitmaßstab: 1ms/Skt.; Spannungsmaßstab: 0,5V/Skt.

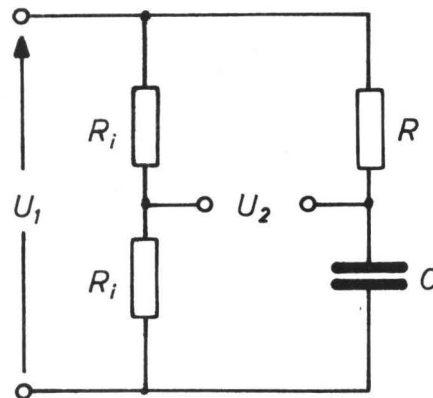


Bild 24: Allpaß - Phasenschieberbrücke.

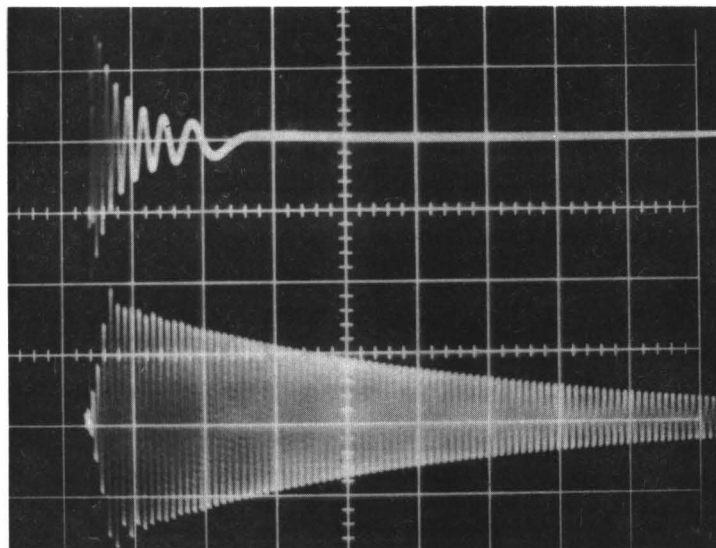


Bild 25: Zeitlicher Verlauf des Eichimpulses und des Kontrollimpulses. Zeitmaßstab: 0,5ms/Skt. Spannungsmaßstab für Eichimpuls: 0,2V/Skt. Spannungsmaßstab für Kontrollimpuls: 10mV/Skt.

und als Gruppenlaufzeit t_g :

$$t_g = - \frac{2}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1} = - \frac{2 \omega_0}{\omega^2 + \omega_0^2} \quad (40)$$

Zur Ableitung der Gruppenlaufzeitdifferenz wird zunächst t_g nochmals differenziert:

$$\frac{dt_g}{d\omega} = \frac{4\omega_0\omega}{(\omega^2 + \omega_0^2)^2} \quad (41)$$

Es ergibt sich für die Gruppenlaufzeitdifferenz Δt_g zwischen zwei Frequenzen, die um $\frac{\Delta\omega}{2}$ über und unter einer Mittenfrequenz ω_m liegen:

$$\Delta t_g \approx \frac{t_g}{d\omega} \Delta\omega = \frac{4 \Delta\omega \omega_0 \omega_m}{(\omega_m^2 + \omega_0^2)^2} \quad (42)$$

$\Delta\omega \ll \omega_m$

Der vom Dispersionsmeter gemessene Differenzphasenwinkel $\Delta\Phi$ ist dann :

$$\Delta\Phi \approx \Delta t_g \cdot \Delta\omega = \frac{4 \Delta\omega^2 \omega_0 \omega_m}{(\omega_m^2 + \omega_0^2)^2} \quad (43)$$

$\Delta\omega \ll \omega_m$

Für niedrige Mittenfrequenzen (z.B. $\omega_m = 2\pi \cdot 5$ kHz) und für große Meßbandbreiten (z.B. $\Delta\omega = 2\pi \cdot 2$ kHz) ist die Bedingung $\Delta\omega \ll \omega_m$ nicht mehr erfüllt. In diesen Fällen kann der genaue Differenzphasenwinkel nach der

Formel $\Delta\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 - 2\Phi_m$ mit Hilfe der Gl. (44) ausgerechnet werden:

$$\Delta\Phi = \operatorname{arctg} \frac{2 \omega_1}{\omega_0 \left(\frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - 1 \right)} + \operatorname{arctg} \frac{2 \omega_2}{\omega_0 \left(\frac{\omega_2^2}{\omega_0^2} - 1 \right)} - 2 \operatorname{arctg} \frac{2 \omega_m}{\omega_0 \left(\frac{\omega_m^2}{\omega_0^2} - 1 \right)} \quad (44)$$

Bei der Betrachtung der Gl. (40) ergibt sich, daß die Gruppenlaufzeit für tiefe Frequenzen den Wert $-\frac{2}{\omega_0}$ hat,

um dann mit wachsender Frequenz gegen Null zu streben. Die Ähnlichkeit der Laufzeitcharakteristik mit der von Atmosphericis ist also erfüllt, da diese ebenfalls früh eintreffende Anteile hoher und spät eintreffende Anteile tieferer Frequenz haben (vgl. Bild 1).

Zur Untersuchung der Frage, bei welchem Wert von ω_0 bei konstanter Mittenfrequenz ω_m die Gruppenlaufzeitdifferenz ein Maximum hat, wird $\frac{d \Delta\tau_g}{d \omega_0}$ gebildet und gleich Null

gesetzt:

$$\frac{d \Delta\tau_g}{d \omega_0} = \frac{4 \Delta\omega \omega_m \left[(\omega_m^2 + \omega_0^2)^2 - 4\omega_0^2 (\omega_m^2 + \omega_0^2) \right]}{(\omega_m^2 + \omega_0^2)^4} = 0 \quad (45)$$

Daraus folgt:

$$\omega_{0\max} = \frac{\omega_m}{\sqrt{3}} \quad (46)$$

Durch Einsetzen dieses Wertes für ω_0 in die Gleichung (43) ergibt sich die maximal mit einem derartigen All-

paßglied zu erzielende Gruppenlaufzeitdifferenz $\Delta t_{g_{\max}}$
 $= 1,3 \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_m^2}$ und der maximal zu erreichende Differenz=
phasenwinkel $\Delta\phi_{\max} = 1,3 \cdot \frac{\Delta\omega^2}{\omega_m^2}$.

Bei der tiefsten im Dispersionsmeter verwendeten Mittenfrequenz von 5 kHz und der größten Meßbandbreite von 2 kHz ergibt sich daher als maximal erreichbarer Differenzphasenwinkel ein Wert von $1,3 \cdot \frac{4}{25} = 0,21$ im Bogenmaß, entsprechend ca. 12° . Wollte man bei dieser Einstellung des Dispersionsmeters durch den Eichimpuls einen Differenzphasenwinkel von 360° erzielen, müßte man also $\frac{360}{12} = 30$ Allpaßglieder hintereinanderschalten, um die nötige Dispersion zu erzielen. Es ist jedoch günstiger und erfordert einen geringeren Aufwand, wenn man die Dispersion des Eichimpulses etwa derjenigen stark dispergierter Atmosphericis anpaßt. Aus diesem Grunde enthält der Eichimpulsgenerator 20 hintereinander geschaltete Allpaßglieder (Schaltbild S.3.8) mit einem Wert für f_0 von 2,7 kHz, die mit einem Rechteckpuls von 40 μ s Dauer und ca. 20 ms Folgezeit angesteuert werden. Diese Rechteckimpulse werden nun in den Allpaßgliedern dispergiert, nach dem Durchlaufen der Allpaßglieder verstärkt und dienen schließlich als Eichimpulse für das Dispersionsmeter, für die Empfänger des AM und für das Verhältnismeßgerät. Die obere Spur in Bild 25 zeigt einen so gewonnenen Eichimpuls, dessen Ähnlichkeit mit Atmosphericis offensichtlich ist.

In der folgenden Tabelle ist aufgetragen der Differenzphasenwinkel $\Delta\phi$ bei der Meßbandbreite Δf von 2,0 kHz und den Mittenfrequenzen 5, 6, 7, 8 und 10 kHz. In der Spalte 1 wurde $\Delta\phi$ mit Hilfe der Gl.(43) ermittelt, in der Spalte 2

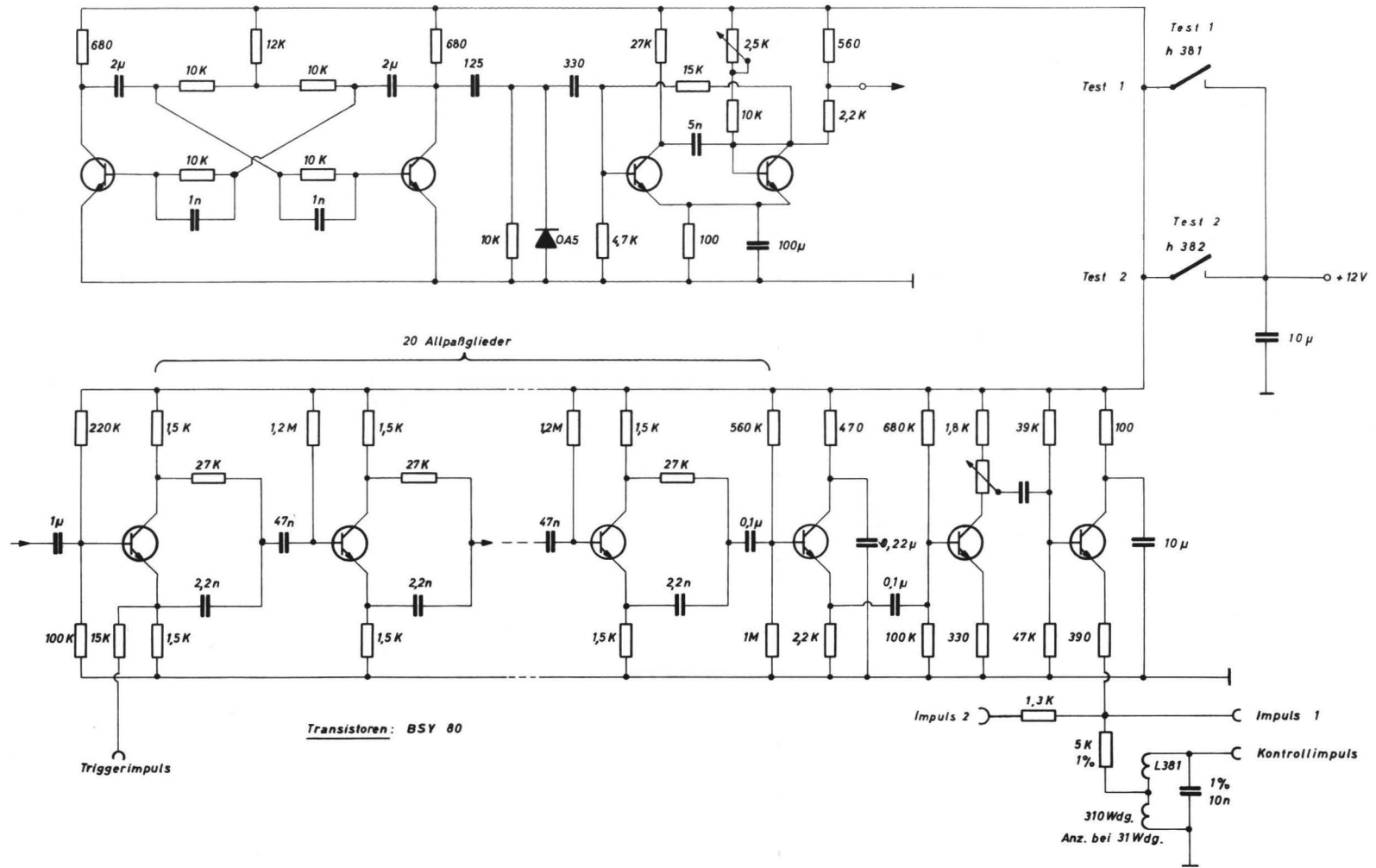
durch Messung des Phasenübertragungsmaßes der 20 Allpaßglieder mit Hilfe einer Sinusspannung variabler Frequenz statisch bestimmt und Spalte 3 zeigt schließlich die Werte von $\Delta\phi$, die sich durch Messung mit dem Dispersionsmeter beim Anlegen des Eichimpulses an den Antenneneingang ergeben:

f_m	$\Delta\phi_{Gl.}$	$\Delta\phi_{stat.}$	$\Delta\phi_{DM}$	$\Delta\phi$ ist in der Tabelle in
5,0	5,25	5,20	5,6	Vielfachen von $\frac{\pi}{4}$ eingetragen,
6,0	3,48	3,51	3,8	was bei der Registrierung
7,0	2,44	2,51	2,6	großen Skalenteilen auf dem
8,0	1,70	1,69	1,8	Oszillographen entspricht.
10,0	0,95	0,95	0,8	

Die Übereinstimmung der in den drei Spalten stehenden Werte kann unter Berücksichtigung der möglichen Fehlerquellen (Vereinfachungen bei der Gl.43, Ungenauigkeit der Phasenmessung bei der statischen Bestimmung von $\Delta\phi$ und der Anzeigefehler des Dispersionsmeters und des Oszillographen) als gut bezeichnet werden. Die Kontrolle des DM mit dem Eichimpuls erfolgt also durch Anlegen des Eichimpulses an den Antenneneingang (Drücken der Taste Test 1 im AM), nach dem durch Drücken der Taste Test 3 kontrolliert wurde, ob der Maximalwert der Meßspannung noch genau 8,0 Skalenteile (4,0 V) beträgt.

Die entstehende Auslenkung des Bildpunktes zum Zeitpunkt der Hellsteuerung muß mit den in der dritten Spalte angegebenen Werten übereinstimmen. Bei Messungen mit der Meßbandbreite 1,4 bzw. 1,0 kHz müssen sich Werte ergeben, die um den Faktor 2, bzw. um den Faktor 4 kleiner sind als die in der dritten Spalte.

Für die Verwendung des Eichimpulses zur Überwachung der



Dispersionsgenerator		
	Tag	Name
Bearb.	18.7.66	Ki
Gepr.		
S. 3.8		
Heinrich-Hertz-Institut		

Überlagerungsempfänger des AM waren folgende Überlegungen maßgebend.

Der die Allpaßglieder ansteuernde Rechteckimpuls von der Dauer $\tau = 40 \mu\text{s}$ und der Höhe u_0 hat ein Amplitudenspektrum, das entsprechend der Gl.:

$$g(\omega) = \frac{2u_0}{\pi\omega} \cdot \sin \frac{\omega \tau}{2}$$

im interessierenden Frequenzbereich eine Nullstelle bei 25 kHz und eine weitere bei 50 kHz hat. Dieses Spektrum wird bei tieferen Frequenzen etwas durch Effekte beeinflusst, die durch den endlichen Eingangswiderstand der sich in den Allpaßgliedern befindenden Verstärker bedingt ist und erzeugt schließlich beim Anlegen des Eichimpulses an den Antenneneingang an den Ausgängen der Empfänger Meßspannungen u_A , die die in Bild 26 gezeigte Abhängigkeit von der Frequenz haben. Der Frequenzgang der Empfänger wird am besten mit Sinusspannungen gemessen und ist in Bild 27 dargestellt.

Die Größe des Eichimpulses und die Empfindlichkeit der Empfänger wurden so justiert, daß bei der Dämpfung 12 dB bei 10 kHz der Eichimpuls eine Amplitudendichte

$g(f) = 2 \pi \cdot g(\omega) = 40 \frac{\mu\text{V}}{\text{Hz}}$ hat und diese Amplitudendichte eine Meßspannung u_A von 4 großen Skalenteilen erzeugt.

Damit beträgt bei der Dämpfung 0 dB die Empfindlichkeit der Empfänger $2,5 \mu\text{V}/\text{Hz}$ je großem Skalenteil.

Die Kontrolle des Verhältnismeßgerätes mit Hilfe des Eichimpulses geschieht in der Weise, daß zu jedem Frequenzpaar, bei dem das Verhältnis der spektralen Amplituden gemessen werden soll, ein Wertepaar im Spektrum des Eichimpulses gehört, dessen Verhältnis vom Verhältnismeßgerät angezeigt werden muß.

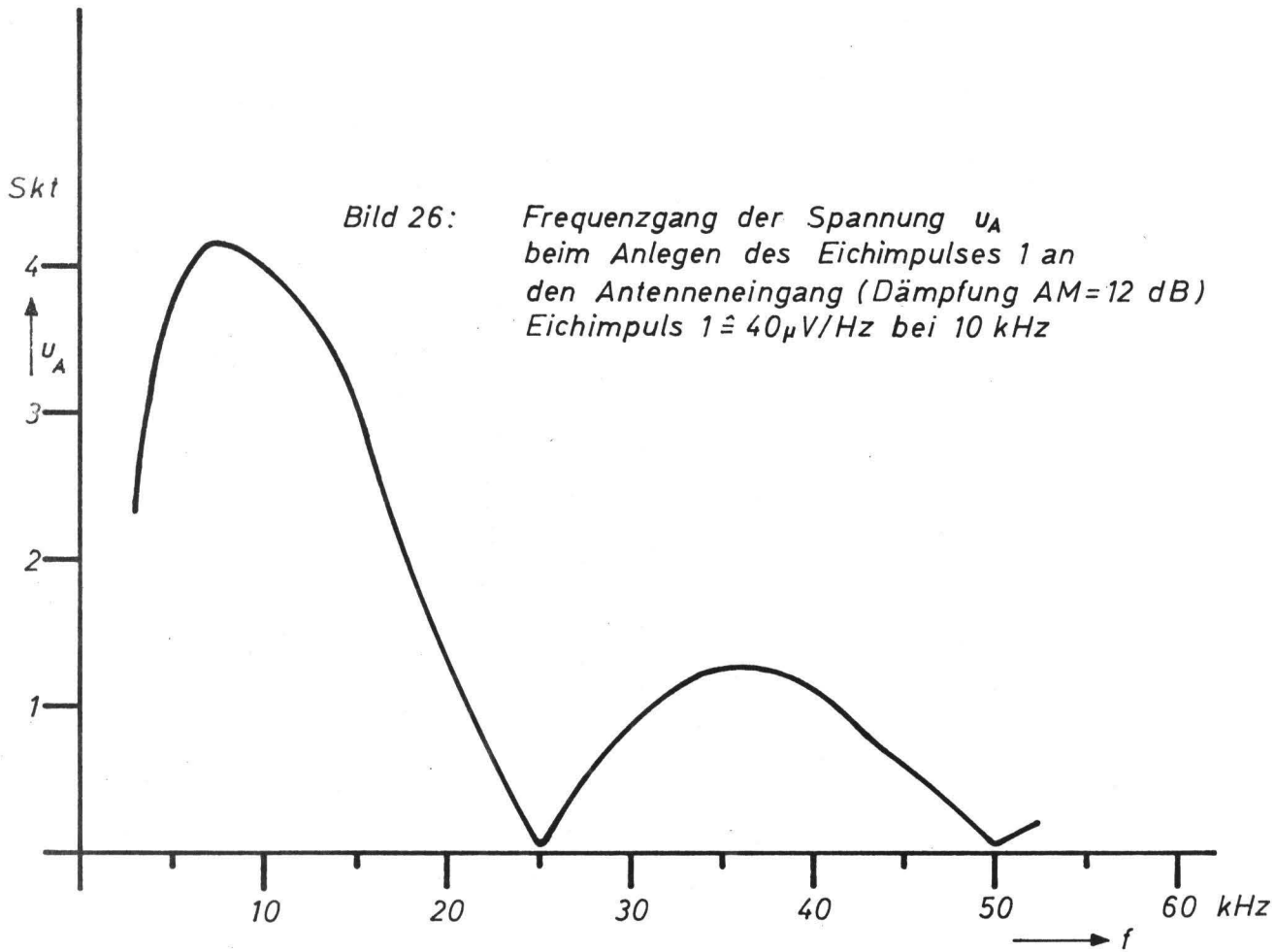
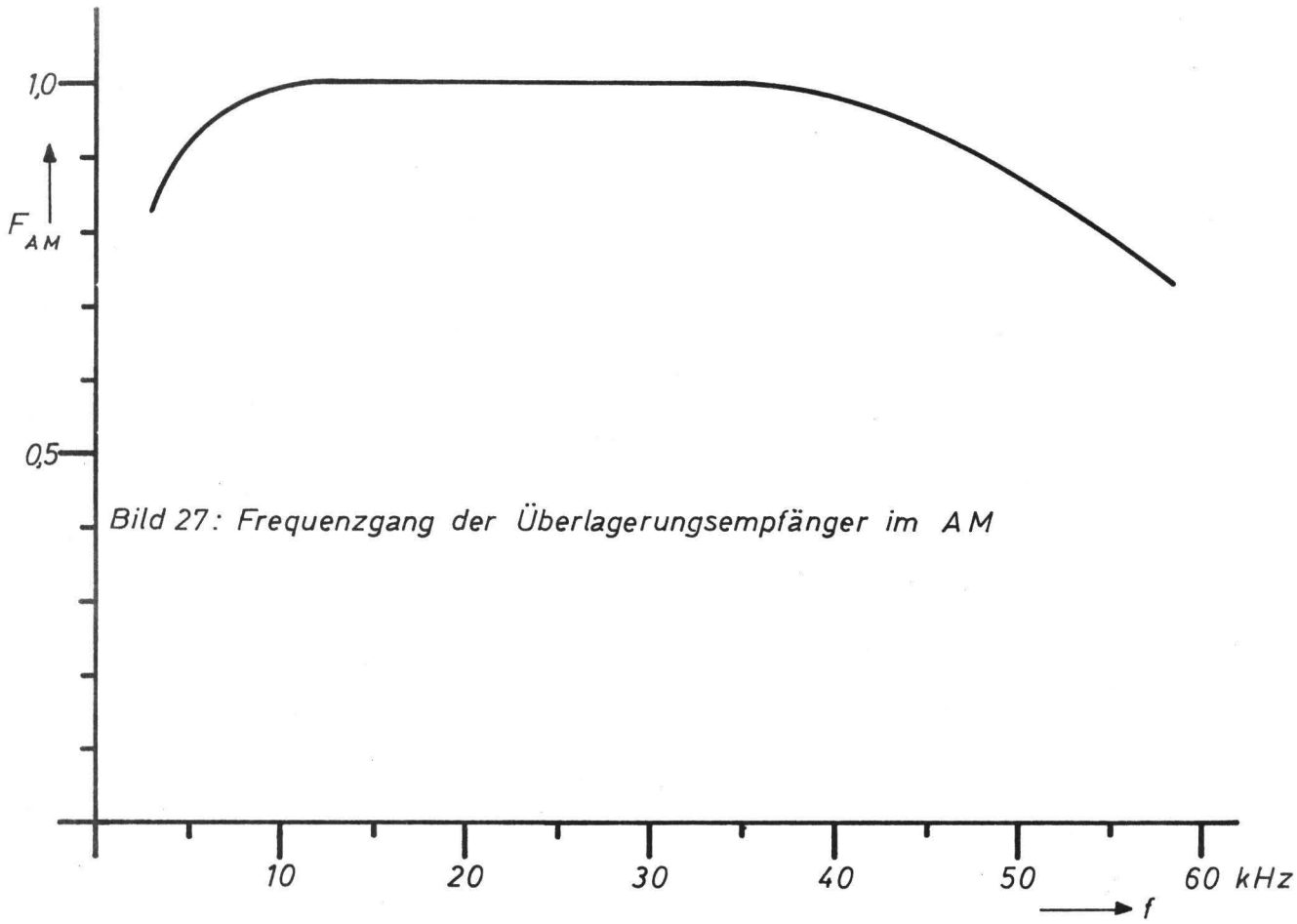
Der Eichimpuls selbst wird in einer relativ komplizierten Schaltung erzeugt und muß dementsprechend ebenfalls gelegentlich kontrolliert werden. Dies kann auf folgende Weise geschehen:

- a) Die Dauer des ansteuernden Recheckimpulses kann durch Bestimmen der Nullstellen des Spektrums (25 und 50 kHz) mit Hilfe des Empfängers 2 leicht und genau kontrolliert werden.

- b) Zur Bestimmung der Größe der spektralen Amplitude des Impulses bei 10 kHz dient ein auf 10 kHz abgestimmter Schwingkreis, der über einen Widerstand vom Eichimpuls erregt wird. Die Ansteuerung des Schwingkreises ist so bemessen, daß ein Impuls mit einer spektralen Amplitude von $g(f) = 1 \frac{\mu V}{Hz}$ bei 10 kHz gerade eine maximale Spitzenspannung des entstehenden Schwingungszuges von 1 mV ergibt. Der Eichimpuls muß daher eine maximale Spitzenspannung von 40 mV verursachen (untere Spur in Bild 25), was von Zeit zu Zeit kontrolliert werden sollte. Schließlich sind im Störungsfall noch Änderungen des zeitlichen Verlaufes des Eichimpulses denkbar. Es dürfte daher zweckmäßig sein, gelegentlich die Form des gesamten Spektrums und den Zeitverlauf des Eichimpulses zu kontrollieren.

4. Peilgerät

Das Peilgerät wurde sinngemäß nach dem Blockschaltbild Bild 12 aufgebaut. Gegenüber dem im Abschnitt H erläuterten Prinzip unterscheidet sich die Anordnung durch eine Frequenzumsetzung von 11 auf 40 kHz. Diese Frequenzumsetzung war nötig, da bei der sehr hohen Gesamtverstärkung des Peilgerätes sonst die Gefahr von Rückkopplungseffek-



ten groß ist.

4.1. 11 kHz-Z-Kanal-Verstärker.

In diesem Verstärker (Schaltbild S.4.1.) wird die vom AM kommende Spannung der Stabantenne zunächst auf eine Phasenschieberstufe gegeben, mit deren Hilfe eine Phasenverschiebung zwischen 0 und 180° eingestellt werden kann. Es folgt ein Kathodenverstärker und danach ein auf 11 kHz abgestimmter Schwingkreis, dessen Spannung als Eingangsspannung eines weiteren Kathodenverstärkers dient. Dieser Kathodenverstärker speist einen der bereits im AM und DM beschriebenen voll steuerbaren Dämpfungsschalter, dem ein mit Transistoren bestückter, auf 11 kHz abgestimmter selektiver Verstärker folgt. Die beiden im Z-Kanal enthaltenen Schwingkreise wurden durch Widerstände künstlich gedämpft, da bei der relativ niedrigen Frequenz von 11 kHz sonst zu lange An- und Abklingzeiten der Schwingungszüge entstehen.

Die Verstärkung des Z-Kanal-Verstärkers soll so bemessen sein, daß beim Auftreten eines Atmospheric an seinem Ausgang etwa gleiche Amplituden wie bei den beiden anderen Verstärkern auftreten.

4.2. u. 3. 11 kHz-Summier- und Differenzverstärker

Die von den Ferritantennen kommenden Spannungen werden nach einem Anpassungstransformator (Schaltbild S.4.1.) auf je eine Phasenschieberbrücke gegeben, durch die die Spannungen gegeneinander um 90° verschoben werden. Bei der Dimensionierung der Brücken war die Forderung maßgebend, daß die Phasenverschiebung von 90° in einem größeren Frequenzbereich um 11 kHz möglichst konstant sein soll, da beim Auftreten störender Längstwellensender

bei 11 kHz mit der Empfangsfrequenz ausgewichen werden muß, wobei die Phasenverschiebung von 90° möglichst erhalten bleiben soll.

Der Forderung nach konstanter Phasenverschiebung der beiden Spannungen untereinander bei Variation der Kreisfrequenz ω_m entspricht die Forderung nach gleicher Gruppenlaufzeit der beiden, durch ihre RC-Glieder unterschiedlich dimensionierten Phasenschieberbrücken.

Sind $\omega_{o1} = \frac{1}{R_1 C_1}$ und $\omega_{o2} = \frac{1}{R_2 C_2}$ die 90° - Kreisfrequenzen der beiden Brücken, so muß für gleiche Gruppenlaufzeit

$$-\frac{2\omega_{o1}}{\omega_m^2 + \omega_{o1}^2} = -\frac{2\omega_{o2}}{\omega_m^2 + \omega_{o2}^2} \text{ sein. (siehe Gl.40)}$$

Neben der trivialen Lösung $\omega_{o1} = \omega_{o2}$, folgt daraus

$$\omega_{o1} = \frac{\omega_m^2}{\omega_{o2}}, \text{ oder, bei Einführung der normierten}$$

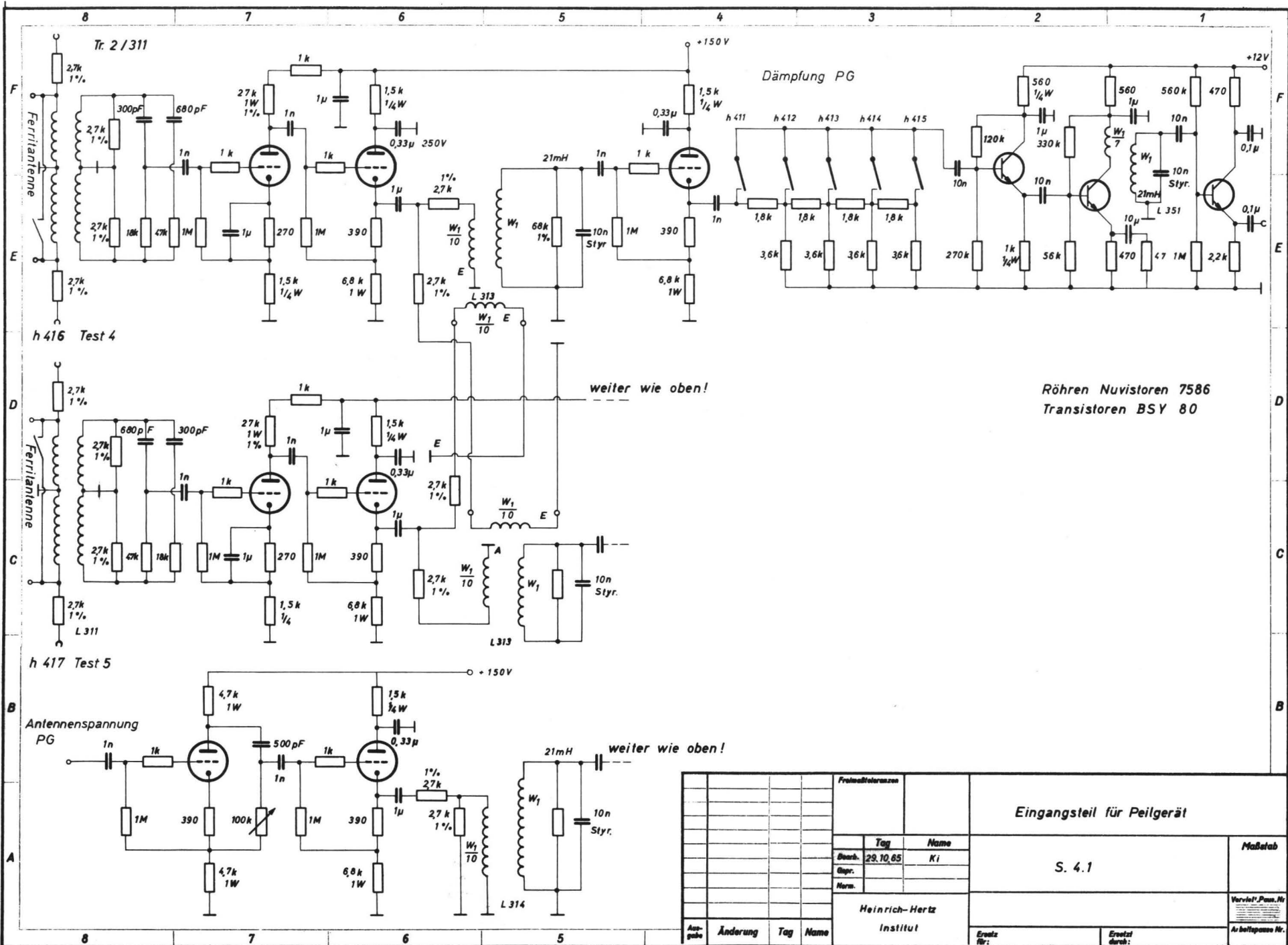
$$\text{Frequenzen } \Omega_1 = \frac{\omega_m}{\omega_{o1}} \text{ und } \Omega_2 = \frac{\omega_m}{\omega_{o2}} : \Omega_2 = \frac{1}{\Omega_1} .$$

Der Forderung nach einer Phasendifferenz von 90° der beiden phasenverschobenen Spannungen entspricht die Gleichung:

$$\arctg \frac{2\Omega_1}{\Omega_1^2 - 1} - \arctg \frac{2\Omega_2}{\Omega_2^2 - 1} = \frac{\pi}{2}$$

Das Einsetzen von $\frac{1}{\Omega_1}$ für Ω_2 ergibt :

$$\arctg \frac{2\Omega_1}{\Omega_1^2 - 1} = \frac{\pi}{4} .$$



Röhren Nuvistoren 7586
 Transistoren BSY 80

				Freiwilligkeitszeichen		Eingangsteil für Peilgerät		Maßstab
				Tag	Name			
				Durch.	29.10.65	Ki	S. 4.1	Verweis/Pass-Nr.
				Gepr.				
				Norm.			Heinrich-Hertz Institut	Arbeitspassport-Nr.
				Änderung	Tag	Name		
				Erstellt für:			Erstellt durch:	

Daraus folgt

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{4} = 1 = \frac{2\Omega_1}{\Omega_1^2 - 1}.$$

Die positive Lösung der entstehenden quadratischen Gleichung für Ω_1 ist : $\Omega_1 = 1 + \sqrt{2} = 2,4142$

$$\text{Für } \Omega_2 \text{ ergibt sich : } \Omega_2 = \frac{1}{\Omega_1} = \frac{1}{1 + \sqrt{2}} = \sqrt{2} - 1 = 0,4142$$

Dazu gehören Phasenwinkel der einzelnen Brücken von $\varphi_1 = 45^\circ$ und $\varphi_2 = 135^\circ$.

Um die Wirkung der so dimensionierten Phasenschieberbrücken zu untersuchen, setzt man in die Formel für die Phasendifferenz

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{2 \omega_{o1} \omega}{\omega^2 - \omega_{o1}^2} - \operatorname{arctg} \frac{2 \omega_{o2} \omega}{\omega^2 - \omega_{o2}^2}$$

für ω_{o1} und ω_{o2} die berechneten Werte $(\sqrt{2}-1) \cdot \omega_m$

und $(\sqrt{2}+1) \cdot \omega_m$ ein. Unter Verwendung der Normierung

$\Omega = \frac{\omega}{\omega_m}$ ergibt sich nach längerer Zwischenrechnung:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{4\Omega (\Omega^2 + 1)}{(\Omega^2 - 1)^2} \quad (47)$$

Mit Hilfe dieser Formel läßt sich die folgende Ta-

belle berechnen:

Ω :	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
$\varphi_1 - \varphi_2$:	77°15'	82°50'	86°25'	88°35'	89°40'	90°	89°40'	89°05'
Ω :	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0
$\varphi_1 - \varphi_2$:	88°05'	86°50'	85°25'	83°50'	82°20'	80°33'	79°	77°20'

Der Bereich , in dem die Phasendifferenz um nicht mehr als 1° von 90° abweicht, liegt etwa zwischen Werten für Ω von 0,85 bis 1,2.

Bei der gewählten Mittenfrequenz von 11 kHz kann daher die Betriebsfrequenz zwischen ca. 9,5 und 13 kHz variiert werden, ohne daß durch die Phasenschieber größere Phasenfehler als 1° auftreten.

Die nach den hier entwickelten Grundsätzen dimensionierten Phasenschieberbrücken befinden sich an der Sekundärseite des Anpassungstransformators. Um beide Transformatoren gleichmäßig zu belasten, wird außer dem zur Phasenschiebung dienenden RC-Glied ein weiteres angeschlossen, das dem am anderen Transformator für die Phasenschiebung eingesetzten gleich ist.

Die Ausgangsspannung beider Phasenschieberbrücken wird nun verstärkt und dann über je einen Kathodenverstärker an je einen Schwingkreis angekoppelt, daß an den

Schwingkreisen die Summe, bzw. die Differenz der 11 kHz-Komponenten der Atmospherics-Impulse wirksam wird.

Von hier an verursachen Verstärkungsunterschiede in den folgenden genau den entsprechenden Verstärkern im Z-Kanal gleichenden Verstärkern keine Peilfehler mehr, da nur noch die Phase der Summen- bzw. Differenzspannung für die Peilung bewertet wird. Dagegen müssen die Ferritantennen mit ihren Verstärkern und die Verstärker bis zu dem summierenden bzw. differenzbildenden Schwingkreis möglichst gleiche Daten haben. Prinzipiell könnten nun bereits an den Ausgängen der drei beschriebenen Verstärker Phasenmeßgeräte angeschlossen werden. Wegen der zu erwartenden Rückkoppelungserscheinungen bei Geradeausempfang mit hoher Verstärkung erfolgt zunächst eine Frequenzumsetzung auf 40 kHz.

4.4. 51-kHz-Oszillator

Der Oszillator, (Schaltbild S 4.4.) der dem unter 2.2. beschriebenen Typ weitgehend gleicht, schwingt auf 51 kHz und versorgt die drei zur Frequenzumsetzung dienenden Mischstufen mit Oszillatorspannung.

4.5. Phasenmeßgeräte mit 40 kHz-Verstärker und Mischstufen

Die Ausgangsspannungen der drei 11 kHz-Verstärker werden nun in drei Cowan-Modulatoren mit der Oszillatorfrequenz 51 kHz gemischt. (Schaltbild S.4.5.) Die entstehenden Differenzkomponenten von 40 kHz dienen nun als Eingangsspannungen für 40 kHz-Verstärker mit nachgeschalteten Begrenzerbausteinen, Schmitt-Triggerstufen und zur Phasenmessung verwendeten Flip-Flop-Stufen.

Die Schaltungen ähneln weitgehend den unter 3.7. und

unter 2.5. beschriebenen Baugruppen, mit dem Unterschied, daß drei Eingangskanäle vorhanden sind, an die zwei Phasenmeßgeräte zur Erzeugung der Spannungen u_{φ} und $u_{2\varphi}$ angeschlossen werden.

Die Spannungen u_{φ} und $u_{2\varphi}$ stehen nun an den Ausgängen von RC-Ketten für die Messung und für die Ansteuerung der folgenden Erkennungsschaltung zur Verfügung.

4.6. Erkennungsschaltung

Um die Notwendigkeit und die Wirkungsweise der Erkennungsschaltung zu erläutern, diene folgendes Gedankenexperiment:

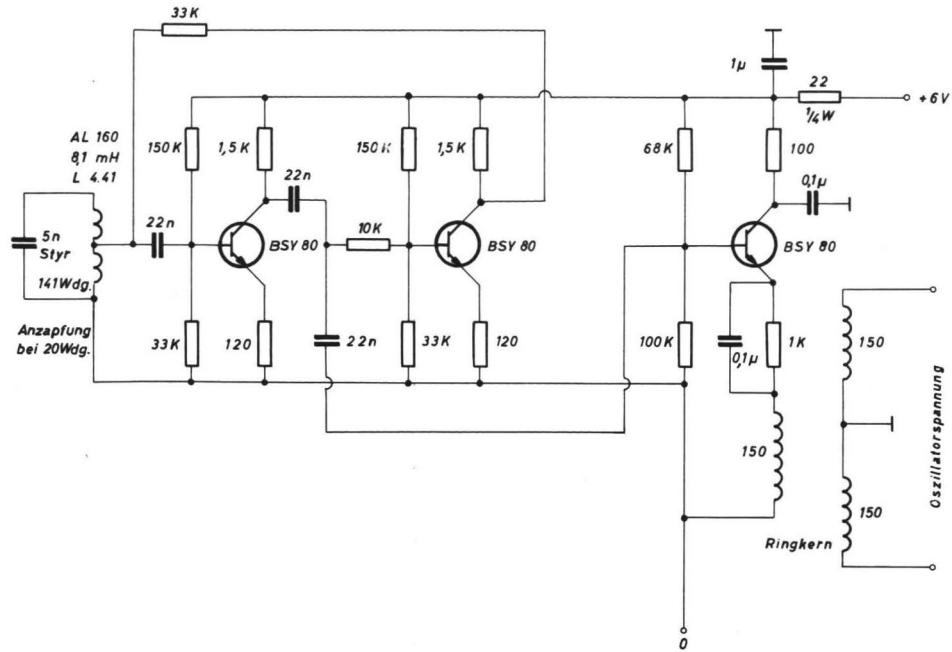
Wir nehmen an, es existiere ein einzelner, weit entfernter Gewitterherd, der kreisförmig um den Empfangsort herumzieht. Mit Hilfe des Phasenschiebers im Z-Kanal-Verstärker läßt sich die Ausgangsspannung u_{φ} so justieren, daß beim Kreisen des Herdes folgende Werte von u_{φ} in Abhängigkeit von der Einfallrichtung entstehen; (Linie 1 in Bild 28).

Die Spannung $u_{2\varphi}$ hat dabei gleichzeitig einen Verlauf, der dem der Linie 2 in Bild 28 entspricht.

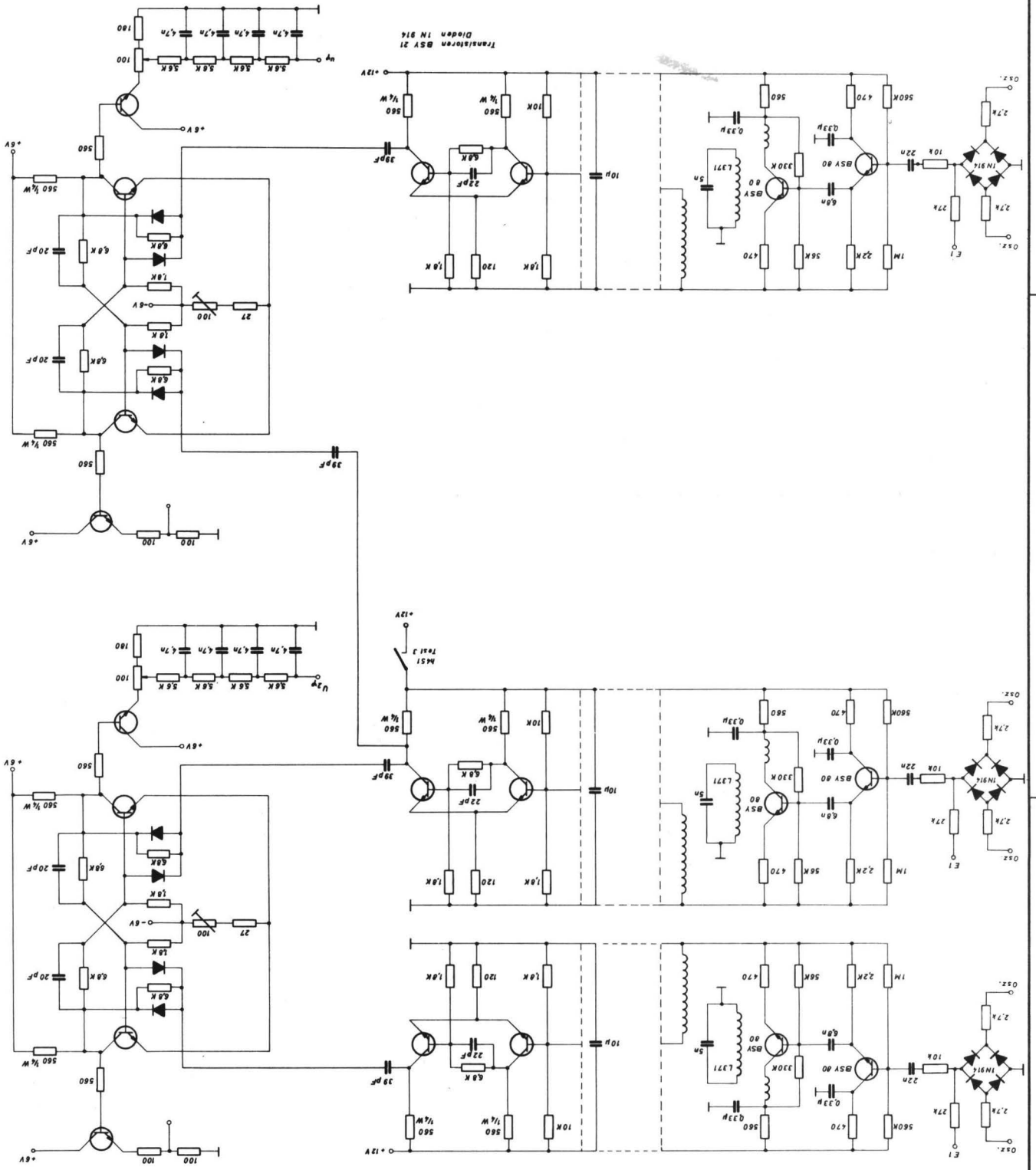
Man erkennt deutlich die Doppeldeutigkeit der Anzeige durch die Spannung $u_{2\varphi}$.

Halbiert man nun die Amplitude der Spannung $u_{2\varphi}$ und bildet die Differenzspannung $u_{\varphi} - \frac{u_{2\varphi}}{2}$, so ergibt sich als Spannungsdifferenz der Wert 0 V für Einfallswinkel zwischen 0 und 180° und der Wert + 2 Volt für Einfallswinkel zwischen 180° und 360°.

Nimmt man an, daß die Spannung u_{φ} infolge von Polarisierung



				Freimittelanzahl		Oszillator 51 KHz	
				Tag	Name	Maßstab	
				Bearb. 17.8.66	Ki	S 4,4	
				Gepr.		Verstf. Pass. Nr.	
				Norm.		Arbeitspause Nr.	
				Heinrich-Hertz-Institut			
Ausgabe	Änderung	Tag	Name	Ersatz für:		Ersatz durch:	



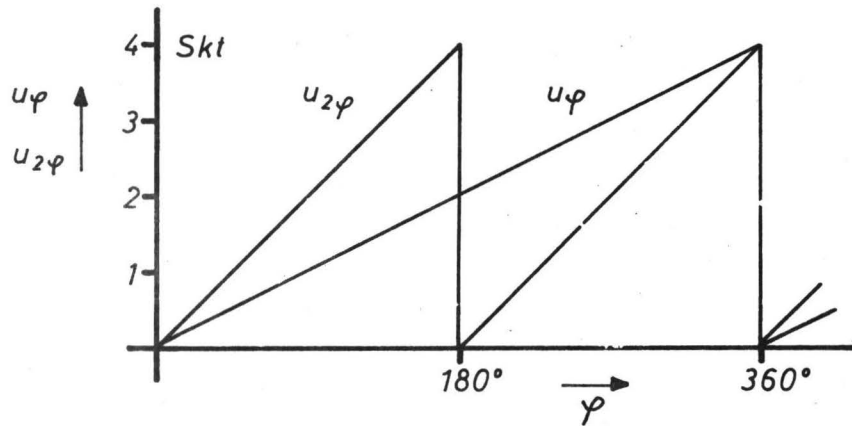


Bild 28: Verlauf von u_φ und $u_{2\varphi}$ in Abhängigkeit von φ .

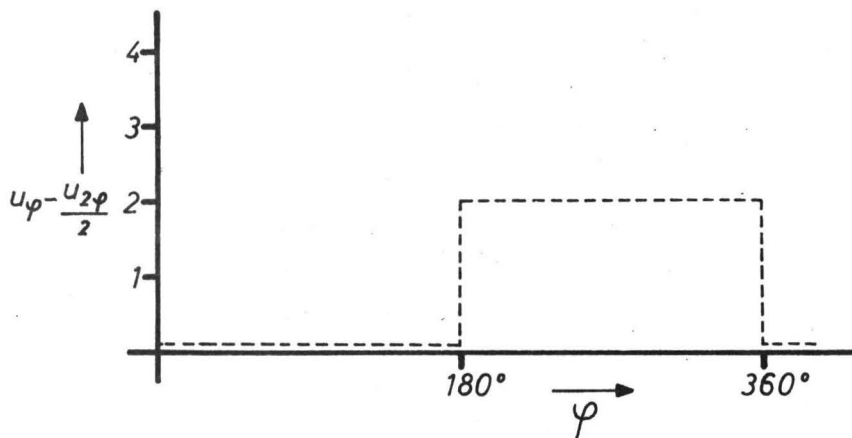


Bild 29: Verlauf der Spannung $u_\varphi - \frac{u_{2\varphi}}{2}$ in Abhängigkeit von φ .

tionseffekten u.ä. gewisse Streuungen haben kann, so sind für den Einfallswinkelbereich $0 \dots 180^\circ$ Werte der Differenzspannung von ≈ 0 V und von $\approx +4$ V möglich, während für den Einfallswinkelbereich $180^\circ \dots 360^\circ$ Werte von $\approx +2$ V und ≈ -2 V auftreten können.

Diese Kriterien wurden beim Entwurf der Erkennungsschaltung (Schaltbild S 4.6.) ausgewertet:

Ein Operationsverstärker verstärkt die Spannungen $u_{2\varphi}$ und u_φ derart, daß an seinem Ausgang eine Spannung entsteht, die der beschriebenen Differenzspannung entspricht. Dabei ergibt eine eingangsseitige Differenzspannung $u_\varphi - \frac{u_{2\varphi}}{2}$ am Eingang von $+4$ V, $+2$ V,

0 V, -2 V Ausgangsspannungen des Verstärkers von -8 V, -4 V, 0 V und $+4$ V. Der Verstärker steuert nun vier Graetz-Gleichrichterbrücken, in deren Zweigen immer je eine Silizium- und eine Germaniumdiode liegen und deren zweites Ansteuerpotential durch Spannungsteiler die Werte -8 ; -4 ; 0 und $+4$ V hat. Im gleichrichterseitigen Zweig liegt je ein 10 k Ω Widerstand, der nur dann und immer in gleicher Richtung vom Strom durchflossen werden kann, wenn die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers um mehr als die Summe der Kniespannungen der Silizium- und der Germaniumdiode (ca. 1 V) vom Vergleichspotential abweicht. An den vier 10 k Ω Widerständen liegen nun mit ihren Differenzeingängen vier weitere hoch verstärkende Operationsverstärker, deren Ausgangsspannung bei der Eingangsdifferenzspannung 0 V ca. $+6$ V beträgt. Beim Stromfluß durch den 10 k Ω Widerstand entsteht ein Spannungsabfall, der die Ausgangsspannung des jeweiligen Operationsverstärkers schon bei kleinen Werten von $+6$ V auf -10 V einstellt.

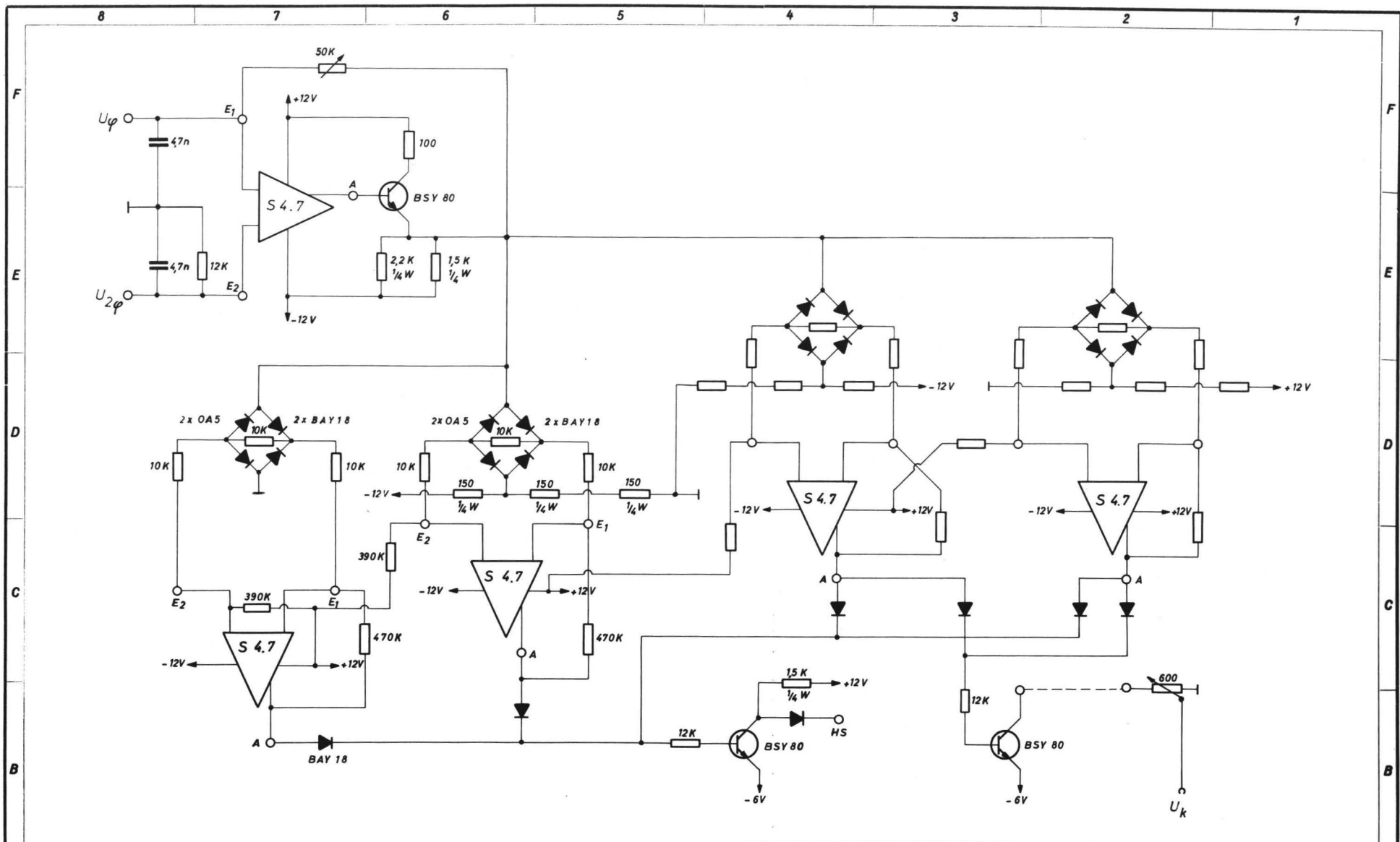
Es ergibt sich daher folgende Tabelle:

$u_{\varphi} - \frac{u_{2\varphi}}{2}$	Ausgangsspannung der Verstärker
+ 4V \pm 0,5V	Op.-Verst. A \rightarrow + 6V $\hat{=}$ φ : 0 ... 180°
+ 3V \pm 0,5V	Alle Verstärker \rightarrow - 10 V
+ 2V \pm 0,5V	Op.-Verst. B \rightarrow + 6V $\hat{=}$ φ : 180 ... 360°
+ 1V \pm 0,5V	Alle Verstärker \rightarrow - 10 V
0V \pm 0,5V	Op.-Verst. C \rightarrow + 6V $\hat{=}$ φ : 0 ... 180°
- 1V \pm 0,5V	Alle Verstärker \rightarrow - 10 V
- 2V \pm 0,5V	Op.-Verst. D \rightarrow + 6V $\hat{=}$ φ : 180 ... 360°

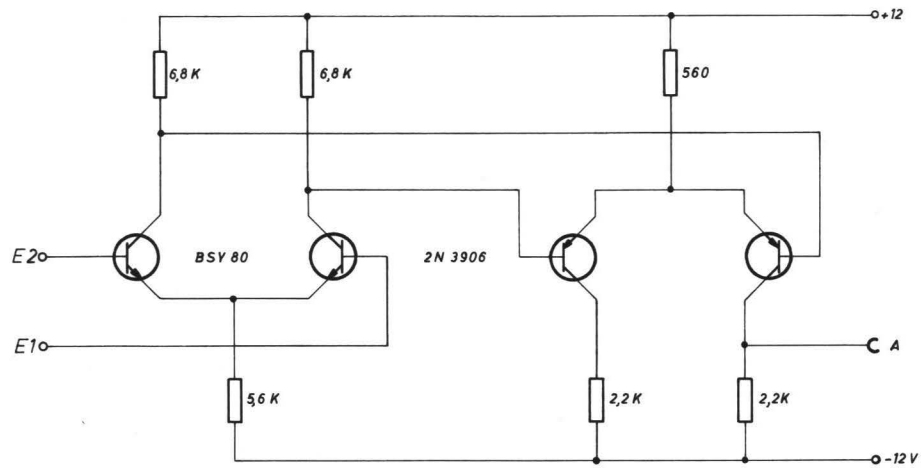
Diese Schaltzustände werden nun wie folgt ausgewertet:

Ein Transistor wird über Dioden von den Op-Verstärkern B und D so angesteuert, daß er leitend wird, wenn einer der Verstärker die Ausgangsspannung + 6 V annimmt. An seinem Kollektor entsteht dann eine Spannung von ca. - 5,5 V, die durch ein Potentiometer auf den Wert - 4,0 V herabgesetzt wird.

Diese Spannung von -4,0 V zeigt damit an, daß die Einfallsrichtung zwischen 180° und 360° liegt. Liegen weder am Ausgang des Verstärkers B noch am Ausgang des Verstärkers D + 6 V, so steht am Schleifer des Potentiometers die Spannung 0 V. Die Spannung u_k nimmt also nur die Werte 0 und -4,0 V an und kann daher auf den Differenzeingang des Oszillographen gegeben werden, an dessen zugehörigem Eingang die Spannung $u_{2\varphi}$ liegt. Liegt dann die Einfalls =



			Freimastertoleranzen		Erkennungsschaltung					
							S 4.6		Maßstab	
			Tag		Name					
			Beerb. 17.8.66		Ki					
			Gepr.							
			Norm.							
							Verweil.Paus.Nr.			
							Arbeitspaus.Nr.			
			Heinrich-Hertz-Institut							
Ausgabe			Änderung		Tag		Name			
							Ersetzt durch:			
							Ersetzt für:			



				Freimattoleranzen		Differenzverstärker für Erkennungsschltg.	
				Tag	Name	Maßstab	
				Bearb. 24.5.66	Ki	S. 4.6.2	
				Gepr.		Verf./Paus./Hj	
				Norm.		Arbeitspaße Nr.	
				Heinrich-Hertz-Institut		Ersetzt für:	
				Ersetzt durch:			
8	7	6	5	Änderung	Tag	Name	

richtung zwischen 0 und 180° , wird die Spannung $u_{2\phi}$ unverändert mit einem Variationsbereich von 0 bis $+4$ V angezeigt. Liegt die Einfallrichtung jedoch zwischen 180° und 360° , so wird durch die Spannung u_k die Anzeige um $+4,0$ Volt verschoben, so daß Einfallswinkel zwischen 180° und 360° durch Spannungen von $+4,0$ bis $8,0$ V angezeigt werden.

Ein weiterer Transistor wird über Dioden von allen vier Verstärkern so angesteuert, daß an seinem Kollektor eine negative Spannung entsteht, wenn einer der Verstärker am Ausgang $+6$ V hat. Ist dies nicht der Fall, dann entsteht eine Kollektorspannung von $+12$ V, die zum AM geführt werden kann und dort zur Unterdrückung der Hellsteuerung dient. Dies dient zur Unterdrückung von sehr nahen Atmospheric und von industriellen Störungen, bei denen die Spannungen u_ϕ und $u_{2\phi}$ nicht in der in Bild 28 gezeigten Weise verlaufen und daher die Differenzspannung $u_\phi - \frac{u_{2\phi}}{2}$ am Ausgang des ersten Operationsverstärkers um mehr als ± 1 V von den Werten $+4,0$; $0,0$; $-4,0$ und $-8,0$ V abweicht.

4.7. Besondere Einrichtungen

Das Peilgerät ist mit einem dreiteiligen Tastensatz ausgerüstet, von dem zwei Tasten zum Kurzschluß der von den Ferritantennen kommenden Kabel dienen (Test 4 und Test 5). Mit einer weiteren Taste (Test 6) kann die von der Erkennungsschaltung abgeleitete Hellsteuerunterdrückung ein- und ausgeschaltet werden.

5. Programmwahlgerät (PW)

Wie bereits beschrieben, wurden die wichtigen Funktionen der Geräte AM, DM und PG durch die Verwendung von Schutz-

gaskontakten für ihre Umschaltung mit einer automatischen Bedienung nach einem wählbaren Meßprogramm eingerichtet.

Es handelt sich im einzelnen um folgende Funktionen:

Dämpfung des AM, Dämpfung des DM, Dämpfung des PG, Betriebsart der Registrierung, Meßfrequenz des Überlagerungsempfängers 1 im AM, Meßfrequenz des Überlagerungsempfängers 2 im AM, Mittenfrequenz des DM und Meßbandbreite des DM.

Das Programmwahlgerät hat die Aufgabe, die Einstellung von sechs beliebigen Kombinationen der einzelnen Einstellungsmöglichkeiten der Funktionen zu ermöglichen.

Diese Aufgabe wurde in folgender Weise gelöst: Jeder Funktion wurde ein Vielfachschalter mit sechs Ebenen zugeordnet (Multiswitch), von dessen Schritten so viele besetzt wurden, wie die betreffende Funktion Einstellungsmöglichkeiten hat.

Von jedem Schalter werden die sechs gleichen Schritte parallel geschaltet und an das zugeordnete Element der jeweiligen Funktion gelegt. Die sechs Arme des Schalters liegen über je eine Entkoppelungsdiode mit den gleichartigen Armen der Schalter der anderen Funktionen parallel und erhalten nacheinander vom Programmsteuergerät + 14 V zur Erregung der Wicklungen der jeweiligen Schutzgaskontakte. Die Zuordnung der Schrittnummer der einzelnen Schalter zu den Einstellungen der Funktionen zeigt die Tabelle S. 64 a.

Außer den Wahlschaltern für das Programm enthält das PW noch ein Relais, das vom Programmsteuergerät gesteuert

Funktion	Schritt 0	Schritt 1	Schritt 2	Schritt 3	Schritt 4	Schritt 5	Schritt 6	Schritt 7	Bemerkungen
Dämpfung AM	-	0dB	6 dB	12 dB	18 dB	24 dB	-	-	Bei Betriebsart A wird die Hellsteuer- schwelle 1 bei D und V die Hellsteu- erschwelle 2 einge- stellt. Die Frequenzen können durch die Drehkondensat.1-5 eingest.werden. Die Frequenzen können durch die Drehkondens.6-7 eingest.werden. Im automatischen Betrieb wird die Hellsteuerung immer von Empfänger 1 abgeleitet.
Dämpfung DM	-	0dB	6 dB	12 dB	18 dB	24 dB	-	-	
Dämpfung PG	-	0dB	6 dB	12 dB	18 dB	24 dB	-	-	
Betriebs= art	-	A	D	V	-	-	-	-	
Meßfre= quenz Empfänger 1	-	1	2	3	4	5	-	-	
Meßfre= quenz Empfänger 2	-	-	-	-	-	-	6	7	
Mittenfrequenz DM	-	5 kHz	6 kHz	7 kHz	8 kHz	10 kHz	-	-	
Meßband= breite DM	0 kHz	1,0 kHz	1,4 kHz	2,0 kHz	-	-	-	-	

Tabelle: Zuordnung der Schrittnr. der Schalter im Programmwahlgerät zu den Einstellungen der einzelnen Funktionen.

wird und die + 14 V Erregerspannung für die Steuerung entweder an die Drucktasten für die Steuerung von Hand legt oder an das Programmsteuergerät zur Ansteuerung der einzelnen Intervallanschlüsse für den automatischen Betrieb.

6. Programmsteuergerät (PS)

Das Programmsteuergerät wurde nach unseren Angaben von der Fa. BEFA, Berlin, hergestellt. Es hat die Aufgabe, nacheinander die sechs im Programmwahlgerät eingestellten Kombinationen der Gerätefunktionen einzuschalten und entsprechend die automatische Robot-Registrierkamera zu steuern. Das Gerät enthält im wesentlichen zwei Motorkontaktgeber. Sechs Kontakte des ersten Motorkontaktgebers legen nacheinander die Spannung + 14 V an die sechs Intervallanschlüsse des PS, wodurch die gewählten Kombinationen der Gerätefunktionen eingeschaltet werden. Im gleichen Takt wird über einen weiteren Kontakt kurz nach jeder Intervallumschaltung der Auslösemagnet der Kamera betätigt und kurz vor jeder Intervallumschaltung wieder stromlos gemacht. Durch ein umschaltbares Getriebe läßt sich die Umdrehungsgeschwindigkeit des Motorkontaktgebers in drei Stufen variieren, so daß für die einzelnen Registrierintervalle Zeiten von 2,5 ; 5,0 und 10 Minuten eingestellt werden können.

Der zweite Motorkontaktgeber hat drei wirksame Kontakte, von denen der erste im Abstand von 30 min., der zweite im Abstand von 60 min. und der dritte im Abstand von 120 min. für kurze Zeit Kontakt gibt. Durch diese Kontakte kann der erste Motorkontaktgeber und damit das Meßprogramm wahlweise im Abstand von 30, 60 oder 120 min. gestartet werden; nach dem Start erhält der erste Motorkontaktgeber während der Dauer der sechs Registrierintervalle

über einen eigenen Kontakt seine Betriebsspannung. Der zweite Motorkontaktgeber ist mit einem Schnellgang ausgerüstet, so daß die Startzeit der Registrierperioden schnell eingestellt werden kann. Die jeweilige Stellung beider Kontaktgeber ist durch Zeiger von der Frontplatte des Gerätes ablesbar. Außer den beiden Motorkontaktgebern enthält das Programmsteuergerät noch eine Schaltuhr, deren Nocken so eingestellt sind, daß sie um 0⁰⁰ jeden Tages für etwa eine Registrierperiode von sechs Intervallen ein Relais zum Anziehen bringt. Durch dieses Relais wird der Datumszähler im Einspiegelungssystem der Kamera um eine Einheit weitergeschaltet und der Eichimpulsgenerator, sowie die Funktion Test 1 im AM eingeschaltet.

Auf diese Weise wird während dieser Zeit der Eichimpuls an den Eingang des Verstärkers der Stabantennenspannung gelegt, wodurch eine automatische Kontrolle des jeweils eingestellten Meßprogramms mit dem Eichimpuls möglich ist.

7. Netzgerät (NG)

Beim Entwurf des Netzgerätes wurde von der Forderung ausgegangen, möglichst von der Industrie gefertigte Baueinheiten zu benutzen.

Aus diesem Grunde wurden verwendet:

Für die Spannung + 150 V (Anodenspannungsversorgung der Nuvistorröhren) : Netzgeräteinheit der Fa. Oltronix, Typ MD 150/02 150 V, 200 mA u. 2 x 6,3 V ~, 2 A .

Für die Spannungen + 12 V und - 12 V je eine Netzgerät = einheit der Firma van d. Heem Type 8622 C 12 V, 2 A.

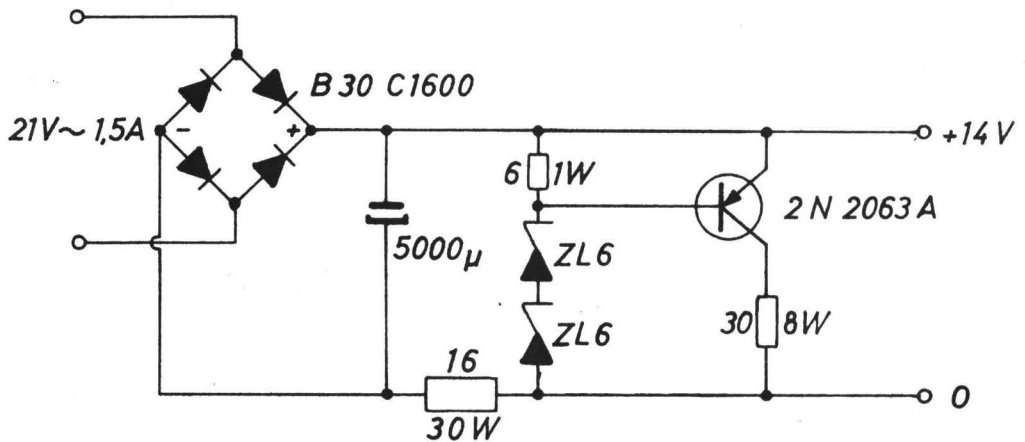
Die Spannungen + 6 V und - 6 V werden in den Geräten AM,

DM und PG jeweils durch eine Zenerdiodenschaltung aus den Spannungen + 12 V und - 12 V abgeleitet.

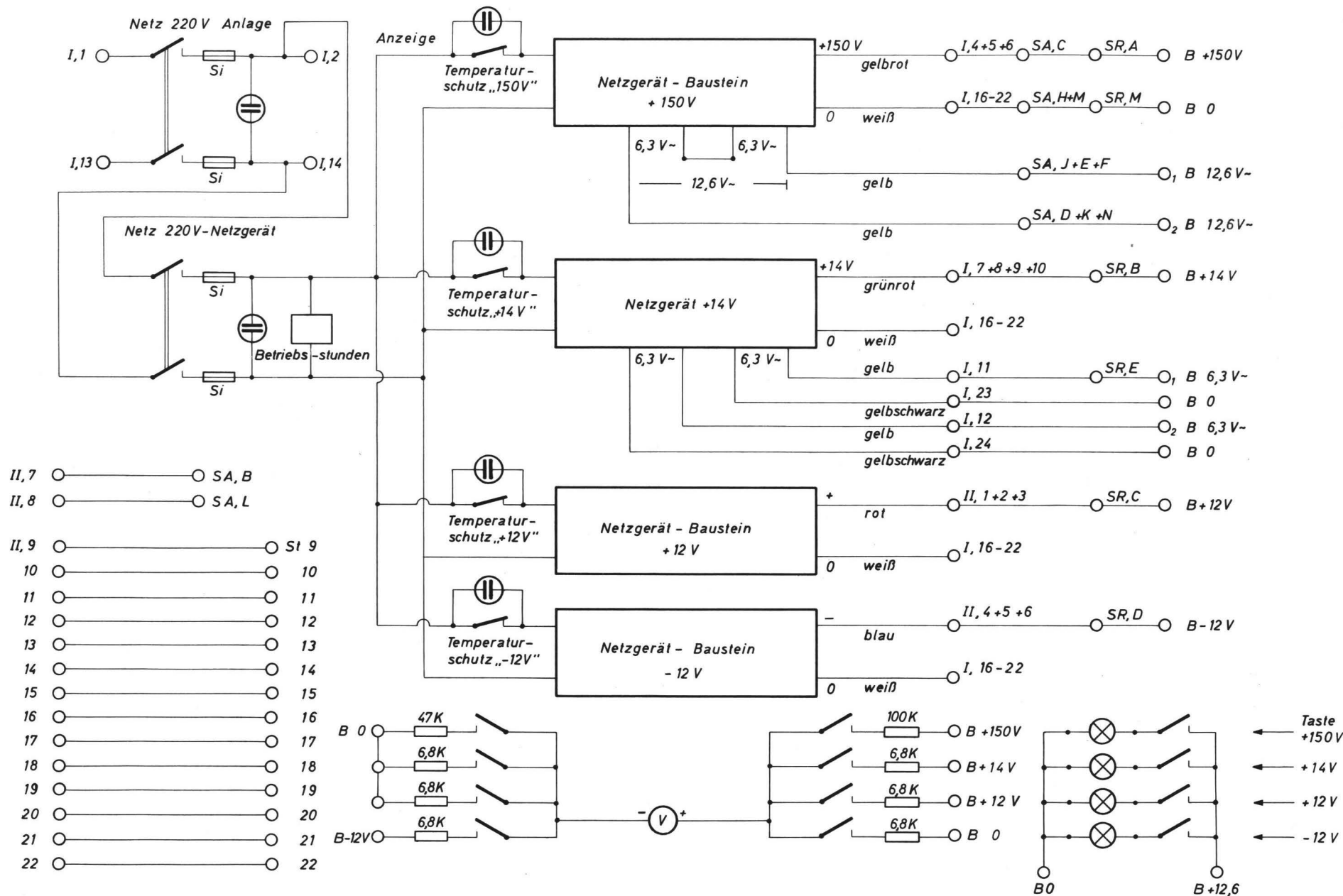
Die für die Versorgung der Steuerelemente der Funktionsansteuerung benötigte Spannung von + 14 V (700 mA) wird einem selbstgefertigten Netzgerät geringerer Stabilisierungsqualität entnommen, dessen Schaltbild das Bild S.7.2. zeigt.

Die Spannungen können mit Hilfe eines Meßinstrumentes im NG kontrolliert werden.

Das Netzgerät hat an seiner Frontplatte Vielfachbuchsen zum Anschluß des Stromversorgungskabels des Antennensystems, für Meßzwecke und für die Kamerasteuerung.



Schaltbild S. 7.2. Netzteil +14V



S. 7.1 Netzgerät

L . Hinweise zur Registriertechnik und Beispiele von Registrierungen

1. Registrierung spektraler Amplituden

Bei der Registrierung spektraler Amplituden sind an der fertig installierten Anlage im wesentlichen die gewünschte Meßfrequenz und die Dämpfung des verwendeten Empfängers im AM, sowie die Dämpfung im Peilgerät einzustellen. Es ist darauf zu achten, daß die Hellsteuerung von dem jeweils verwendeten Empfänger abgeleitet wird.

Erfahrungsgemäß empfiehlt sich für die Beobachtung ferner Gewitterherde die Einstellung einer Meßfrequenz um 10 kHz, sowie eine niedrige Dämpfung. Für nähere Gewitterherde eignen sich Meßfrequenzen über 20 kHz oder besser um 6 kHz, sowie höhere Dämpfungen.

Ein Beispiel für die Registrierung der spektralen Amplitudenverteilung bei gleichzeitiger Peilung zeigte bereits das Bild 5 : Es handelt sich um eine nächtliche Registrierung in der Außenstelle des HHI in Berlin-Waidmannslust bei der Meßfrequenz 9 kHz. Auf ihr sind deutlich mehrere Einfallrichtungen zu erkennen, bei denen Atmospheric mit den verschiedensten spektralen Amplituden sich häufen.

Bei der Auswertung derartiger Registrierungen wird neben der Ablesung der einem Gewitterherd zugeordneten bevorzugten Einfallrichtung im wesentlichen die Verteilung der spektralen Amplituden durch Auszählen der registrierten Punkte in Abhängigkeit von geeignet gewählten Amplitudenschwellen zu bestimmen sein.

2. Registrierung von Gruppenlaufzeitdifferenzen

Für diese Registrierungen müssen im DM die gewünschte

Mittelfrequenz, die Meßbandbreite und die Dämpfung eingestellt werden.

Im AM muß ein Empfänger auf die im DM gewählte Mittelfrequenz eingestellt werden; die Hellsteuerung ist von diesem Empfänger abzuleiten. Die Dämpfung des AM (wirksam für die Hellsteuerschwelle), Betriebsart D im AM und die Dämpfung des PG sind zu wählen.

Ein Beispiel dieser Art der Registrierung zeigte Bild 6: Bei der Mittelfrequenz 8 kHz und der Meßbandbreite 2 kHz entstand diese Aufnahme kurz nach der in Bild 5 gezeigten Registrierung. Die registrierten Punkte häufen sich auf Bild 6 bei vier verschiedenen Einfallrichtungen und bei vier verschiedenen Werten der Gruppenlaufzeitdifferenz.

3. Registrierung von Amplitudenverhältnissen

Hierfür sind im AM die beiden Überlagerungsempfänger auf die Meßfrequenzen einzustellen, bei denen das Verhältnis der spektralen Amplituden gemessen werden soll. Die Dämpfung im AM und im PG ist zu wählen, der Schalter "Betriebsart" ist in Stellung V zu bringen. Die Hellsteuerung soll von dem Empfänger abgeleitet werden, der auf die niedrigere der beiden Frequenzen abgestimmt ist.

Als Registrierbeispiel hierfür diente Bild 7 : Es wurde kurz nach der in Bild 6 gezeigten Registrierung aufgenommen und zeigt die Registrierung des Verhältnisses der spektralen Amplituden der Atmosphericics bei den Frequenzen 6 und 9 kHz. Auf diesem Bild sind im Gegensatz zu Bild 6 nur noch zwei Punkthäufungen zu erkennen. Die Erklärung hierfür ist, daß bei der Registrierung auf Bild 6 die Hellsteuerung von einem Empfänger abgeleitet wurde, der auf 8 kHz abgestimmt war, während bei der auf Bild 7 ge-

zeigten Registrierung dieser Empfänger auf 6 kHz eingestellt war. Bei den beiden in Bild 6 um Südwest gemessenen Herden waren offenbar die spektralen Amplituden auf 6 kHz so klein, daß sie bei der in Bild 7 gezeigten Registrierung die Hellsteuerschwelle nicht mehr überschritten haben.

Die Auswertung der Registrierungen von Gruppenlaufzeitdifferenzen und Amplitudenverhältnissen ist insofern einfacher als die von spektralen Amplitudenverteilungen, als mittlere Gruppenlaufzeitdifferenzen und Amplitudenverhältnisse für die einzelnen Herde relativ leicht unmittelbar abgelesen werden können und das Auszählen der Punkte meist nicht nötig ist.

4. Registrierungen mit Hilfe der automatischen Programmsteuerung

Während für sofortige Untersuchungen der Atmospheric-Empfangslage von Hand betätigte Registrierungen mittels Polaroid-Kamera empfehlenswert sind, wird für routinemäßige Dauerregistrierungen zweckmäßig die automatische Steuerung der Anlage über das Programmwahlgerät und das Programmsteuergerät bei gleichzeitiger automatischer Registrierung mit der Robotkamera eingesetzt.

Hierfür werden die einzelnen steuerbaren Funktionen bei den sechs verschiedenen Registrierintervallen sinngemäß nach der Tabelle S. 64a am PW eingestellt und im AM die Drehkondensatoren 1 ... 6 so justiert, daß die Empfänger auf den gewünschten Frequenzen bei den einzelnen Registrierintervallen arbeiten.

Am Programmsteuergerät kann schließlich die Dauer der Registrierintervalle und die Folgezeit der gesamten Registrierperiode gewählt werden.

Ein Beispiel für eine derartige Registrierperiode zeigen die Bilder 30 ... 35.

Sie wurden am 14.11.66 in der Zeit zwischen 18⁰⁰ und 18³⁰ MEZ in Berlin-Waidmannslust aufgenommen. Bei Bild 30 handelt es sich um eine Kontrollaufnahme : Durch Kurzschließen der West/Ost-Ferritantenne (Test 4) müssen sich bei größeren spektralen Amplituden die Punkte bei den Richtungen Süden bzw. Norden häufen.

Abweichungen von diesem Sollwert, wie sie infolge von Nullpunktwanderungen des Oszillographen u.ä. bei längerem Dauerbetrieb unvermeidlich sind, können durch diese Kontrollaufnahmen erkannt und gegebenenfalls durch Korrektur um den Wert $\Delta\phi$ bei der Auswertung berücksichtigt werden. Bei der zweiten Aufnahme innerhalb der Registrierperiode (Bild 31) handelt es sich um eine Registrierung spektraler Amplituden bei 9 kHz, bei der dritten Aufnahme (Bild 32) um eine gleichartige bei 6 kHz.

Die dritte und vierte Aufnahme der Registrierperiode (Bild 33 u. 34) sind Registrierungen von Gruppenlaufzeitdifferenzen bei der Mittenfrequenz 8 kHz bzw. 6 kHz bei einer Meßbandbreite von 2 kHz. Aus diesen Aufnahmen ist besonders deutlich die starke Abhängigkeit der mittleren Gruppenlaufzeitdifferenz von der gewählten Mittenfrequenz zu erkennen.

Allgemein kann gesagt werden, daß sich für die Beobachtung weit entfernter Gewitterherde eine Mittenfrequenz von 8 kHz und eine Meßbandbreite von 2 kHz gut eignen, während für die Beobachtung näherer Herde (z.B. Entfernungen um 1000 km) Mittenfrequenzen um 5 oder 6 kHz bei gleicher oder geringerer Meßbandbreite zu empfehlen sind.

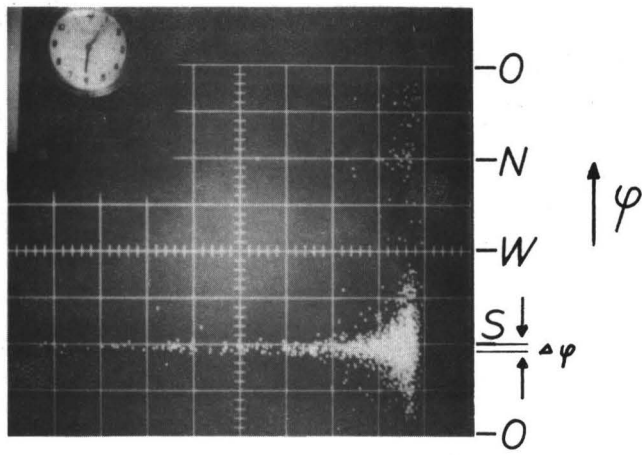


Bild 30: Kontrollaufnahme für die Peilung.
 14. Nov. 1966 18⁰⁰-18⁰⁵ MEZ, Meßfrequenz 9 kHz.

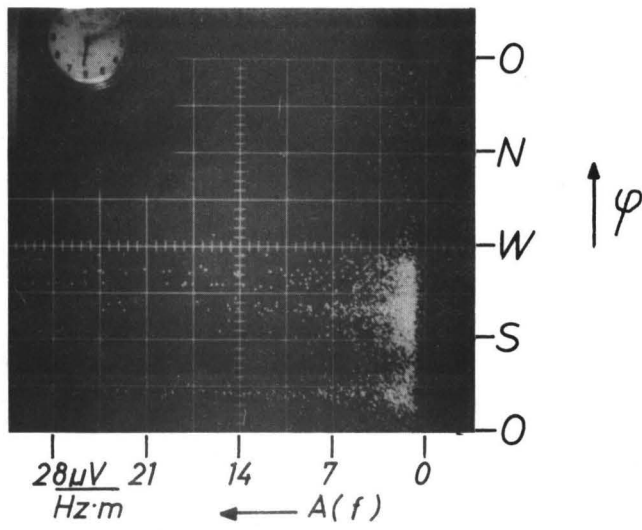


Bild 31: Registrierung der spektralen Amplitudenverteilung.
 14. Nov. 1966 18⁰⁵-18¹⁰ MEZ, Meßfrequenz 9 kHz.

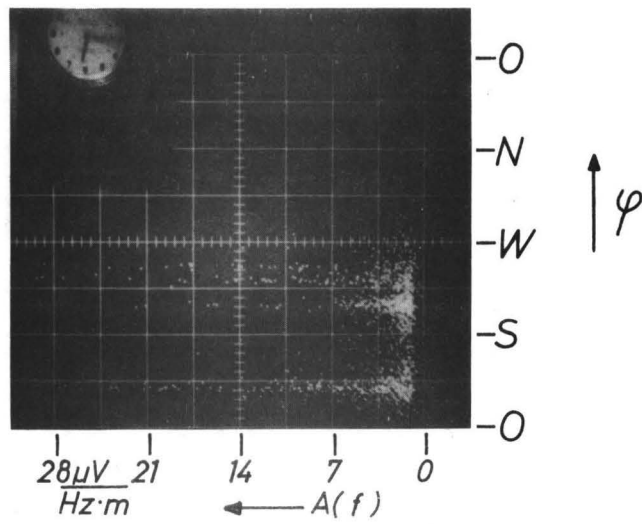


Bild 32: Registrierung der spektralen Amplitudenverteilung.
 14. Nov. 1966 18¹⁰-18¹⁵ MEZ, Meßfrequenz 6 kHz.

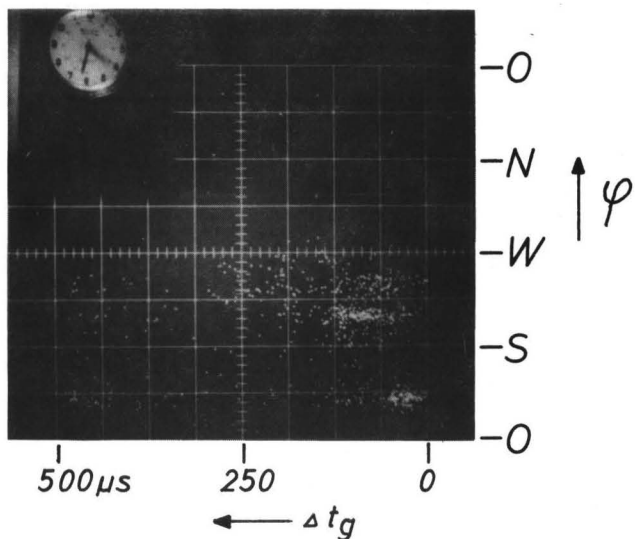


Bild 33: Registrierung der Gruppenlaufzeitdifferenz.
 14. Nov. 1966 18¹⁵-18²⁰ MEZ, $f_m = 8 \text{ kHz}$, $\Delta f = 2 \text{ kHz}$.

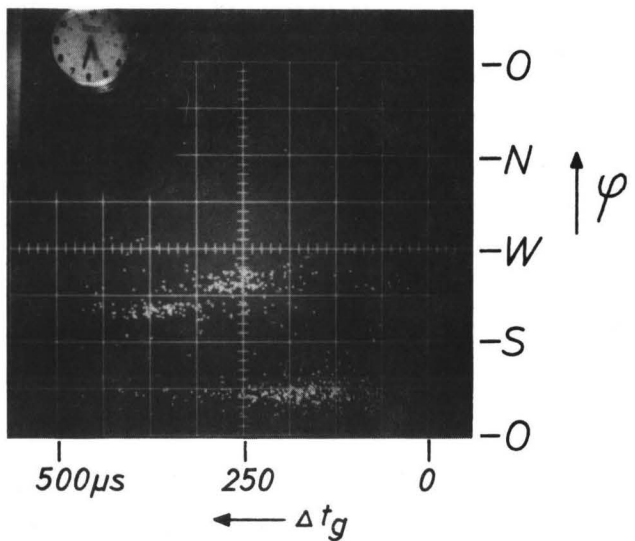


Bild 34: Registrierung der Gruppenlaufzeitdifferenz.
 14. Nov. 1966 18²⁰-18²⁵ MEZ, $f_m = 6 \text{ kHz}$, $\Delta f = 2 \text{ kHz}$.

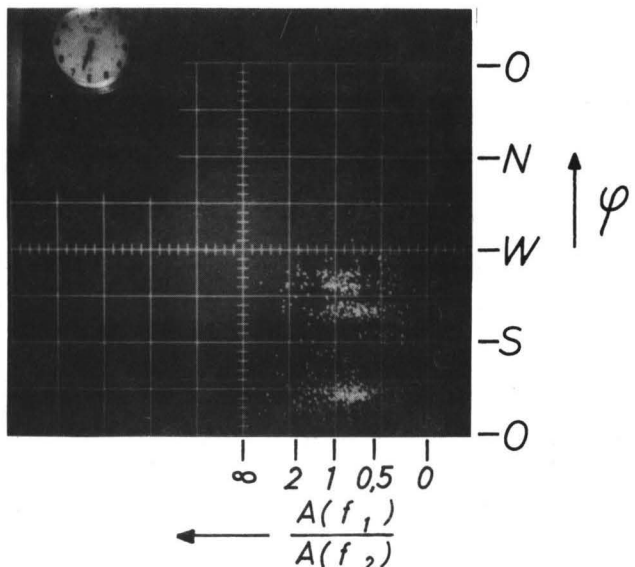


Bild 35: Registrierung des Amplitudenverhältnisses.
 14. Nov. 1966 18²⁵-18³⁰ MEZ, $f_1 = 6 \text{ kHz}$, $f_2 = 9 \text{ kHz}$.

Die letzte Aufnahme (Bild 35) der gezeigten Registrierperiode ist eine Registrierung des Verhältnisses der spektralen Amplituden bei 6 und 9 kHz ganz ähnlich der in Bild 7 gezeigten Registrierung.

M. Schlußbemerkungen

Von den hier ausführlich beschriebenen Atmospheric-
Peilanlagen sind zur Zeit drei im Dauerbetrieb:

Die erste wurde Anfang September 1966 in der Außenstelle des HHI in Berlin-Waidmannslust in Betrieb genommen.

Die zweite wurde Anfang Oktober 1966 in der Radiosternwarte Stockert der Universität Bonn installiert und in Betrieb gesetzt; die dritte nahm Ende Oktober in der Außenstelle Weißenau des Astronomischen Instituts der Universität Tübingen ihren Betrieb auf.

Die vierte Anlage soll zunächst ergänzenden Registrierungen in Berlin-Waidmannslust dienen, um dann später durch Aufstellung im Ausland eine größere Basis mit den bereits genannten Stationen für die Peilung zu bilden.

Für die vier Anlagen wurde außerdem von der Antenne und von den Geräten AM, DM, PG, PS, PW und NG jeweils ein Exemplar als Ersatzgerät angefertigt, so daß bei Ausfall eines der Geräte schnell ein Ersatzgerät zur Verfügung steht.

Die drei Stationen Berlin, Stockert und Weißenau arbeiten seit ihrer Inbetriebnahme nach dem anhand der Bilder 30 ... 35 erläuterten Meßprogramm, so daß stündlich eine Serie von sechs Kleinbildaufnahmen von je 5 Minuten Dauer registriert wird.

In der jeweils halbstündigen Pause des automatischen Meßprogramms können bei Bedarf Registrierungen von Hand

zur sofortigen Information gemacht werden. Insgesamt fallen z.Zt. 144 Aufnahmen von jeder Station pro Tag an, deren Auswertung bereits im Gange ist.

Die Entwicklung, der Bau und die Aufstellung der Anlagen wurde möglich durch eine Sachbeihilfe aus dem Schwerpunktprogramm Radiometeorologie der Deutschen Forschungsgemeinschaft an Herrn Prof. Dr. F.W.Gundlach, wofür an dieser Stelle ausdrücklich gedankt werden soll. Herrn Prof. Dr. R. Mühleisen, Herrn Dr.H. Volland und ihren Mitarbeitern gilt besonderer Dank für ihre Bereitwilligkeit, die Betreuung der Anlagen in Weißenau und auf dem Stockert zu übernehmen und für die Unterstützung bei ihrer Aufstellung.

Besonderer Dank sei ebenfalls allen den Mitarbeitern im HHI ausgesprochen, die durch ihre Arbeit, durch Anregungen und durch Diskussionen dazu beigetragen haben, daß die Anlagen in der vorgesehenen Zeit fertiggestellt und in Betrieb genommen werden konnten.

Literatur:

- Volland, H. : " Untersuchungen über das statistische Amplitudenspektrum atmosphärischer Störungen von einzelnen Gewitterherden",
Nachr.-Techn.Z. 17 , 407 - 412 , 1964a .
- Volland, H. : " Bemerkungen zur Austinschen Formel",
Nachr.-Techn.Z. 17 , 641 - 652 , 1964b.

