

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 138

VLf-Registrieranlage zur Messung der Einfallsrichtung,
Polarisation, Phase und Amplitude von Sendersignalen.

von

Ing. grad. Rainer Raupach

und

Ing. grad. Günter Heydt



Berlin

1 9 7 2

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN - CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 138

VLF-Registrieranlage zur Messung der Einfallrichtung,
Polarisation, Phase und Amplitude von Sendersignalen.

von

Ing. grad. Rainer Raupach

und

Ing. grad. Günter Heydt

Berlin

1972



VLF-Registrieranlage zur Messung der Einfallsrichtung,
Polarisation, Phase und Amplitude von Sendersignalen.

Zusammenfassung:

Die Funktionsweise einer VLF-Registrieranlage für 16- und 60 kHz wird anhand des Blockschaltbildes und von Einzelschaltbildern erläutert, wobei besonders auf die Wirkungsweise einer integrierenden Kontroll- und Speicherschaltung eingegangen wird. Die geplante Datenverarbeitung wird angegeben. Registrierbeispiele und eine aus den Registrierungen zusammengestellte Monatsübersicht werden gezeigt.

Abstract:

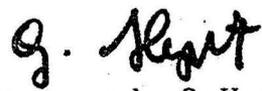
The principle of a VLF-Recording-Assembly for 16- und 60 kHz is shown by means of the schematic diagram and some circuit diagrams. Especially the performance of an Integrating Check and Hold Stage and appropriate data processing is demonstrated. Examples of records and a general view monthly composed of such recordings are shown.

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG

D 1000 Berlin 10, Einsteinufer 37

Die Bearbeiter


(Ing. grad. R. Raupach)


(Ing. grad. G. Heydt)

Der Abteilungsleiter

Der Institutsdirektor


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

1. Einleitung:

In der Abteilung Hochfrequenztechnik des Heinrich-Hertz-Instituts wurde eine VLF-Empfangsanlage für 16- und 60 kHz entwickelt, mit deren Hilfe die englischen Sender GBR und MSF registriert werden. Gemessen werden die Größe des elektrischen Vektors E (dB), die Größe des magnetischen Vektors H (dB), die Phasenlage des vertikalen, elektrischen und des horizontalen, magnetischen Vektors Φ_E , Φ_H , die Einfallrichtung ψ u. das Achsenverhältnis der Polarisationsellipse HPR. Die Phasenmessungen beziehen sich auf die Normalfrequenz des Instituts (s. 3.1). Alle Meßwerte stehen als analoge Gleichspannungen niederohmig am Ausgang des Gerätes zur Verfügung und werden dauernd registriert. Diese Anlage wurde in dreifacher Ausfertigung gebaut und steht bei der Physikalisch Technischen Bundesanstalt in Braunschweig, in der Radiosternwarte Stockert bei Bonn und im Heinrich-Hertz-Institut Berlin. Hier werden die Daten zentral zusammengefaßt. Ziel der Aktivitäten ist einmal, den Konversionsfaktor zu bestimmen, über den bei Reflektion an der Ionosphäre eine flach auftreffende TM-Welle teilweise in eine TE-Welle umgewandelt wird; zum anderen soll versucht werden, einen Vergleich der mit Hilfe der Messungen ermittelten Ausbreitungsparameter mit aerologischen Messungen durchzuführen.

Im folgenden* wird über den Aufbau der Antenne und der Empfänger berichtet, wobei auf die Arbeitsweise einer neuentwickelten integrierenden Kontroll- u. Speicherschaltung näher eingegangen wird.

2. Antennensystem

Die Antenne besteht aus zwei gekreuzten Doppelrahmen gleicher Fläche (1 m^2) und einer ca. 5 m langen Stabantenne. Die aus jeweils 2 x 12 Windungen bestehenden, symmetrischen Rahmenantennen haben eine Induktivität von 1,6 mH; parallel zu ihnen liegende Glimmerkondensatoren von 4,4 nF und Metallfilmwiderstände von 4,1 k Ω bewirken eine etwa siebenfache Resonanz-

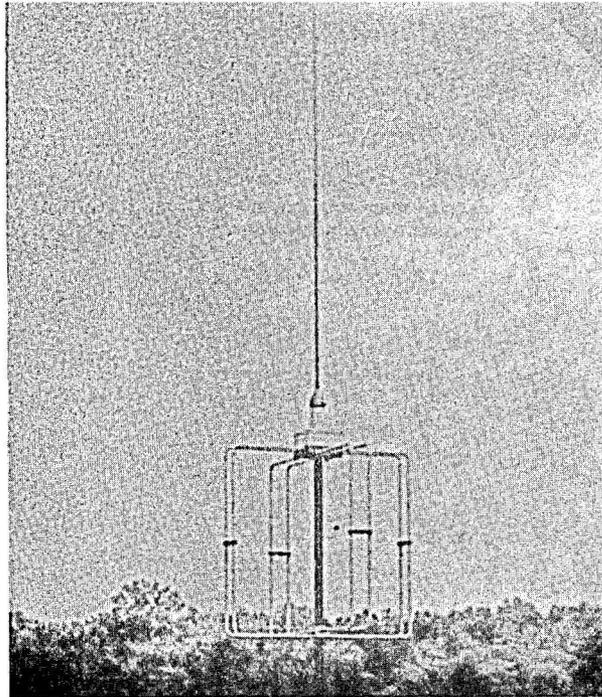


Bild 1: Antennensystem

überhöhung bei 60 kHz. Auf diese Weise werden Störungen durch im Bereich der Eigenresonanz der ungeschalteten Rahmen liegenden Langwellensender vermieden. Ein Kasten mit Spannplatten an der Mastspitze gibt der Antenne den mechanischen Halt und beherbergt die Antennenverstärker mit geschütztem FET-Transistoreingang (Verstärkung 1:11), die Anpassungstrafos und Lötleisten zum Zusammenschalten der Rahmenpaare. Die Konstruktion der Antenne entspricht dem Baukastenprinzip. Sie wird in Einzelteilen transportiert und kann am Aufstellungsort leicht zusammengebaut werden.

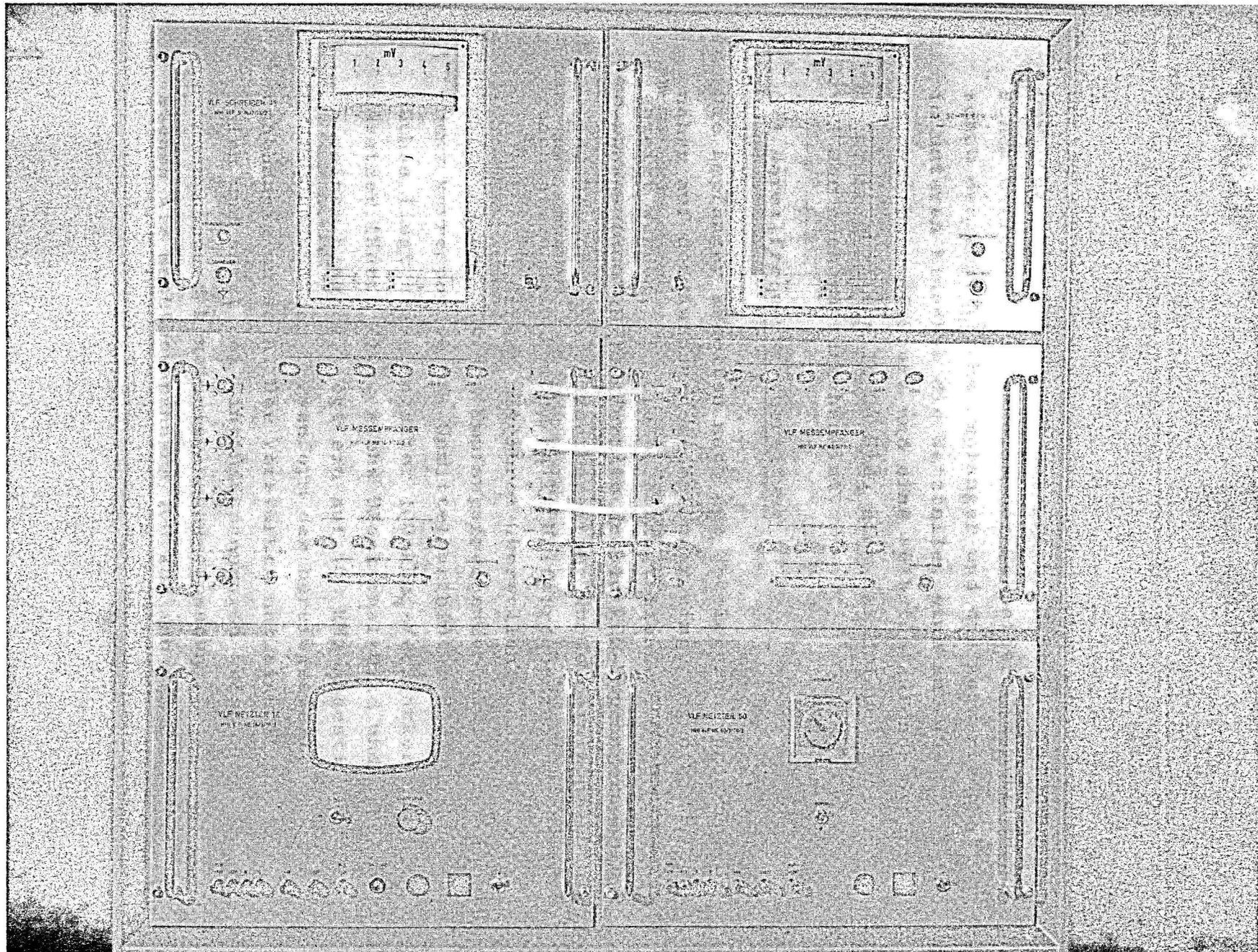


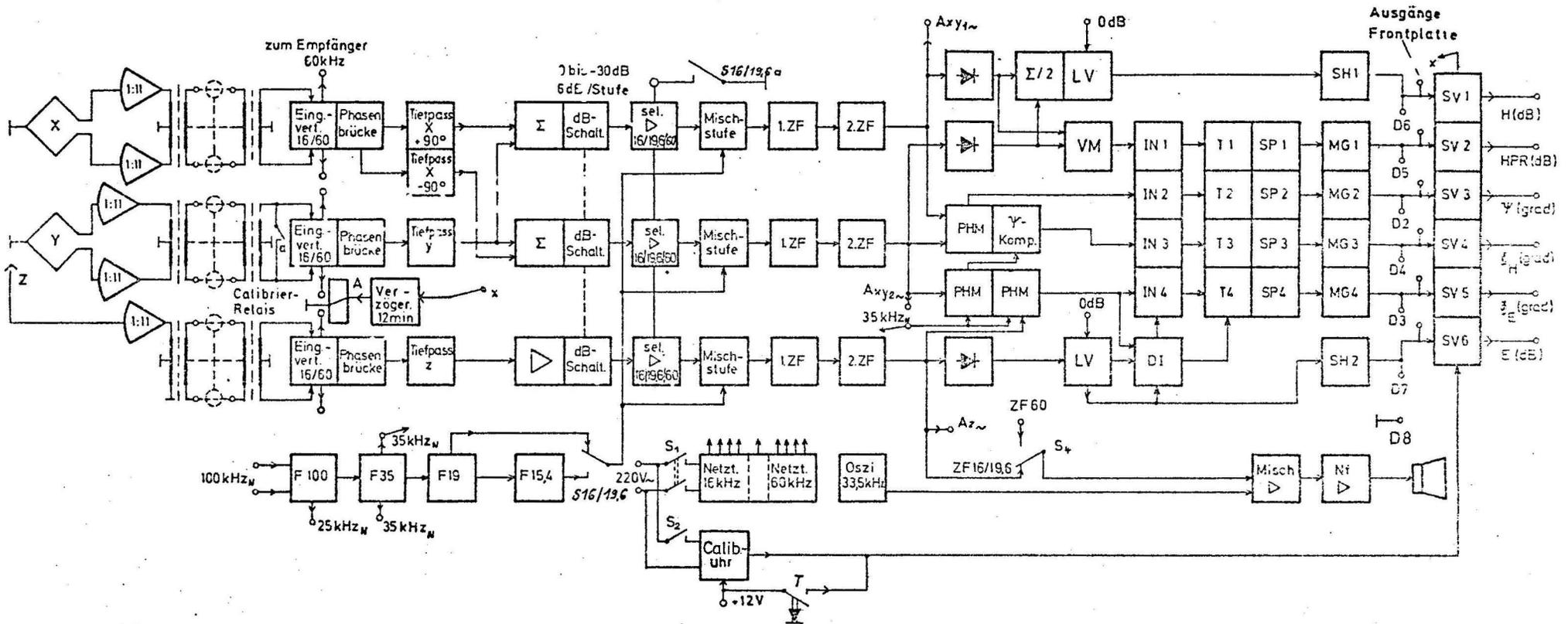
Bild 2: Registrieranlage 16 - 60 kHz

3. Empfängersystem

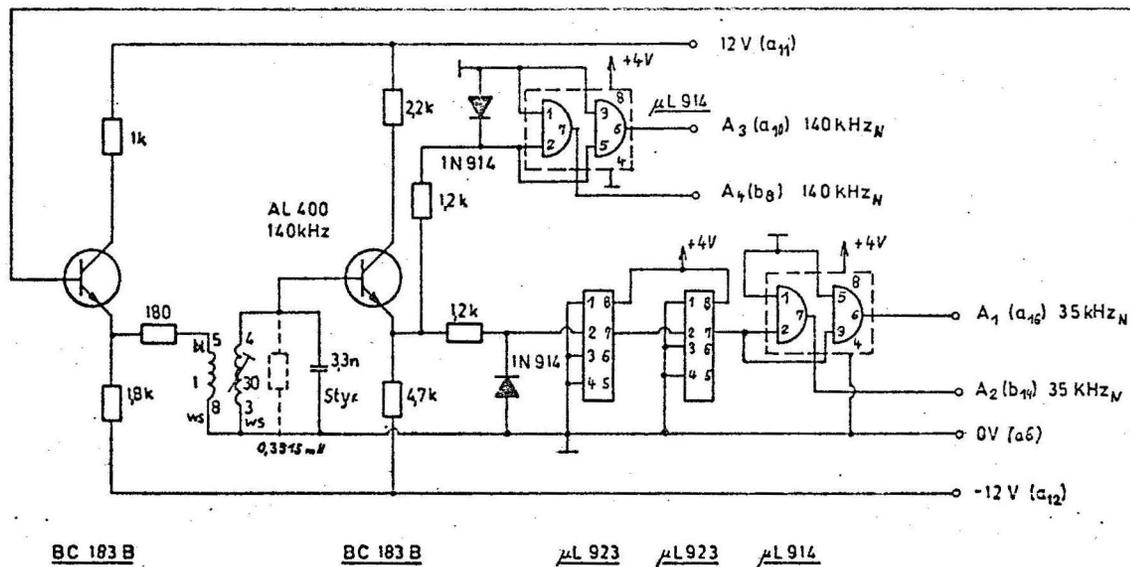
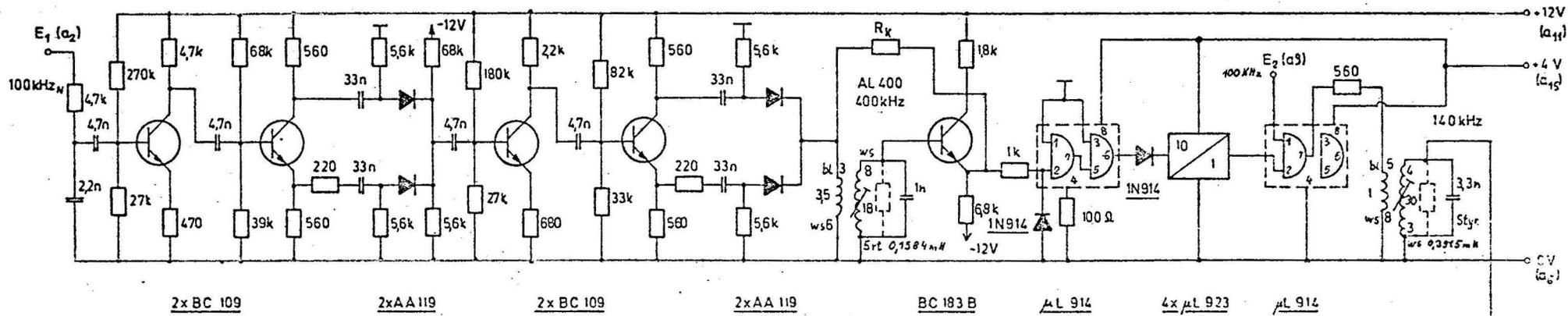
Die Registrieranlagen sind in 19-Zoll-Einschubtechnik in einem Gestellschrank zusammengefaßt; hierbei bildendrei übereinanderliegende Einschübe eine getrennte Einheit für 16 kHz (links), bzw. für 60 kHz (rechts) entsprechend Bild 2. Im oberen Einschub befindet sich jeweils der Schreiber, im mittleren Einschub der eigentliche Empfänger und die Auswerteschaltungen, im unteren Einschub die Netzteile, eine auf 16-, bzw. 60 kHz umschaltbare Nf-Stufe und eine selbstanlaufende Synchronuhr, mit deren Hilfe alle 24 Std. eine Kalibrierung vorgenommen wird, von der noch zu sprechen ist.

3.1 Normalfrequenzaufbereitung

Die Empfänger arbeiten nach dem Überlagerungsprinzip. Bevor näher auf den Aufbau der Empfänger eingegangen wird, soll kurz gezeigt werden, wie die bereitzustellende 100 kHz-Normalfrequenz (100 kHz_N) innerhalb des 16 kHz-Empfängers aufbereitet wird. Bei der Frequenzaufbereitung wurde peinlich genau darauf geachtet, daß in keinem Falle Hilfsfrequenzen erzeugt werden, die entweder direkt mit ihren Oberwellen, oder in Kombination untereinander mit den Empfangsfrequenzen bzw. der Zwischenfrequenz korrespondieren. Unmittelbar hinter der 100 kHz_N-Eingangsbuchse liegt ein geregelter 100 kHz_N-Verstärker und 25 kHz_N-Umsetzer (Karte F100, siehe Blockschaltbild und Schaltung 1). An seinem Eingang liegt ein auf 100 kHz abgestimmter Schwingkreis, um von der Kurvenform der bereitgestellten Normalfrequenz unabhängig zu sein. Der Verstärker hat einen großen Regelbereich und sorgt bei Eingangsspannungen zwischen 120 mV - 8V für eine annähernd konstante Ausgangsspannung. An zwei Ausgängen stehen als Rechteckspannung 100 kHz_N, an dem dritten Ausgang 25 kHz_N zur Verfügung. An diese Schaltung schließt sich die Umsetzerkarte (Karte F35, Schaltung2) 100 kHz_N → 35 kHz_N an.



	Tag	Name
Gez.		Hi
Gepr.	22.11	Renz
Norm.		
Maßstab		
Maße ohne Toleranz-		
<p>Blöckschaltbild VLF - Registrieranlage</p>		



	Tag	Name	Schaltung 2	F 35
Gez.	25.10.71	Hi		
Gepr.	29.10.71	Plum		
Norm.				
Meßlab	Umsetzer 100 kHz → 35 kHz N			Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztech.
Minde ohne Toleranz- ang. auch:				

Die an ihrem Eingang liegenden 100 kHz_N werden zweimal verdoppelt. Die so erzeugten 400 kHz werden hinter einem Schmitt-Trigger durch 10 geteilt und an einem ODER-Gatter mit 100 kHz gemischt. Dadurch entsteht ein Frequenzgemisch mit einer 140 kHz_N -Komponente. Diese wird mit Hilfe zweier Schwingkreise herausgesiebt und steht zweimal als 140 kHz_N Rechteckspannung zur Verfügung. Nach Division durch vier ergeben sich die gewünschten 35 kHz_N , die ebenfalls zweifach am Ausgang der Karte als Rechteckspannung bereitstehen und als Vergleichsfrequenz zur Phasenmessung dienen.

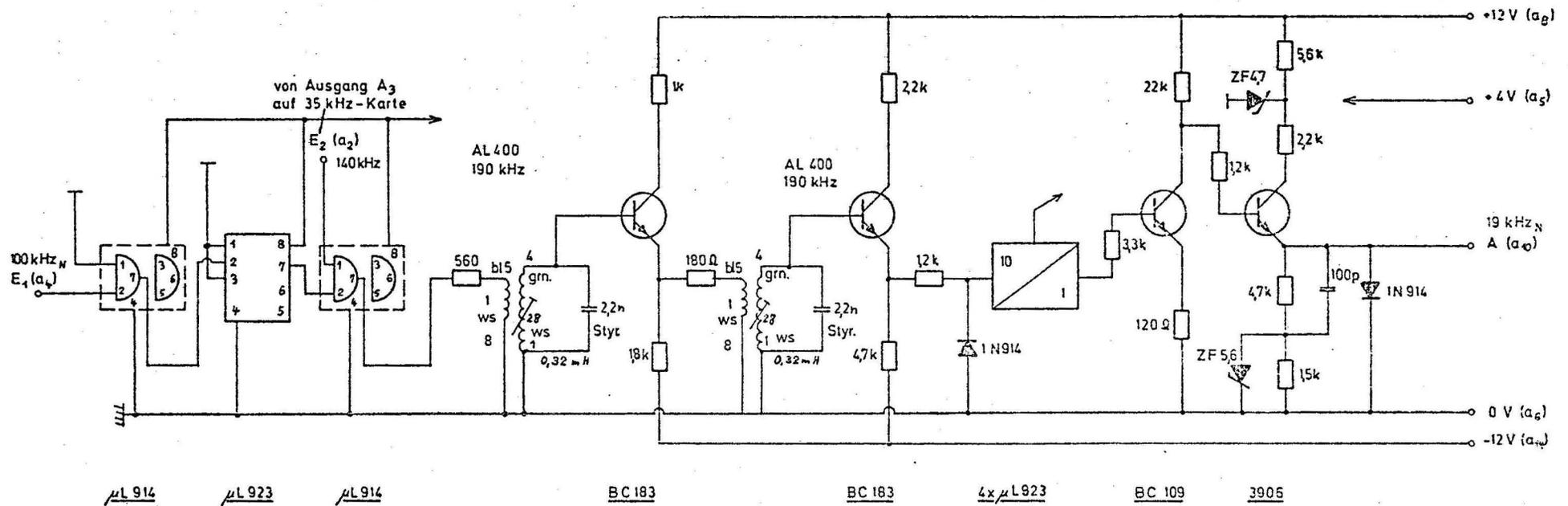
Auf der Karte F19 (Schaltung 3) werden 19 kHz zur Bereitstellung der Oszillatorfrequenz zum Empfang von 16 kHz erzeugt. Von Karte F100 werden 100 kHz abgenommen, durch 2 dividiert und mit der von der Karte F35 stammenden 140 kHz an einem ODER-Gatter gemischt. Die 190 kHz -Komponente wird wiederum herausgesiebt, verstärkt, durch 10 dividiert und auf den erforderlichen Pegel eingestellt. Um bei Ausfall des Senders 16 kHz auf den Ersatzsender $19,6 \text{ kHz}$ umschalten zu können, werden als Überlagerungsfrequenz $15,4 \text{ kHz}$ benötigt. Diese Frequenz wird auf Karte F15,4 (Schaltung 4) erzeugt. Am Eingang dieser Karte liegen 140 kHz von F35. Diese Frequenz wird durch 10 dividiert und mit 140 kHz gemischt. Nach dem Herausfiltern der $15,4 \text{ kHz}$ -Komponente wird durch 10 dividiert und der erforderliche $15,4 \text{ kHz}_N$ -Pegel eingestellt.

3.2 HF-Antennenverteiler

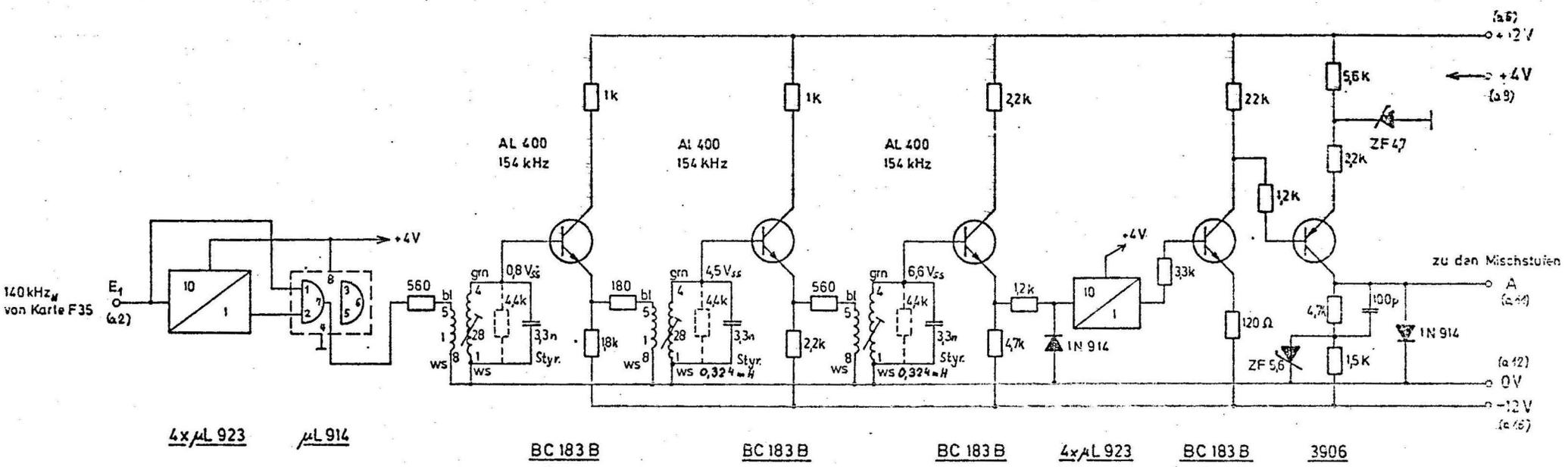
Am Eingang des 16 kHz -Empfängers liegt je Kanal ein symmetrischer Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von $240:40=6$. Dieser paßt die symmetrische $120 \text{ }\Omega$ -Antennen-Kabel an den Empfängereingang $R_E = 4,4 \text{ k}\Omega$ mit

$$\ddot{U} = \sqrt{\frac{R_E}{R_{\text{Kabel}}}} = \sqrt{\frac{4400}{120}} \approx 6$$

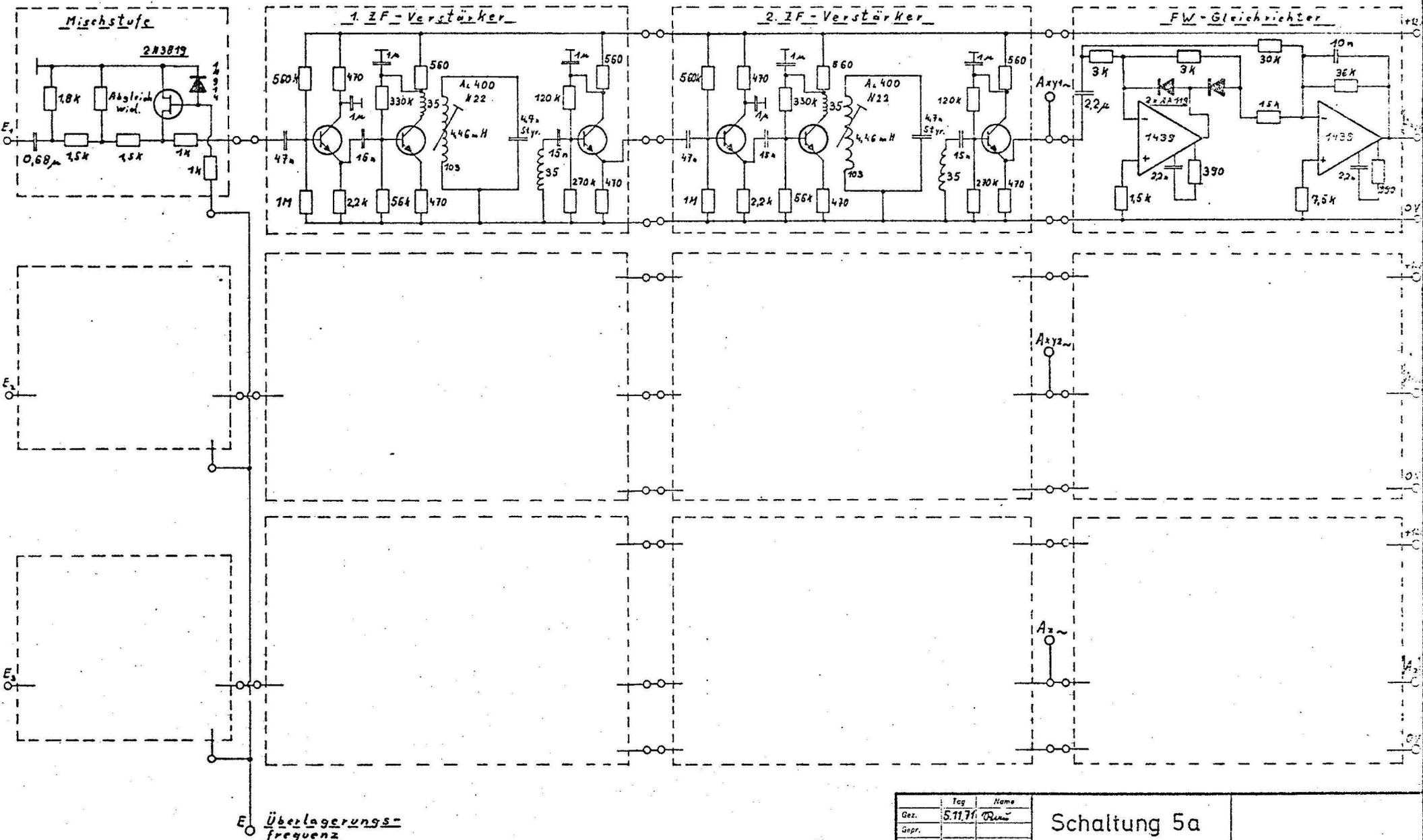
an (siehe Blockschaltbild und Schaltbild Empfänger) .



	Tag	Name	Schaltung 3	F 19
Gez.	21.10.71	Hi		
Gepr.	23.10.71	Chen		
Norm.				
Maßstab	Umsetzer			
Maße ohne Toleranzang. nach:	100 kHz } → 19 kHz _N			
				Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik



	Tag	Name	Schaltung 4	F 15,4
Gez.	25.10.74	Hi		
Gepr.	28.10.74	DR		
Norm.				
Maßstab	Umsetzer 140 kHz_N → 15,4 kHz_N			Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik
Maße ohne Toleranzang. nach:				



Gez.	Tag	Name	Schaltung 5a	Helmut Hecht Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik
Gepr.	5.11.71	Rein		
Norm.				
Maßstab			Empfänger (Teil 2)	
Maße ohne Toleranz- ang. nach:				

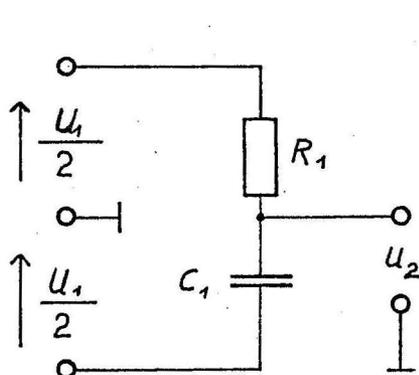
Auf der Sekundärseite der Übertrager sind die als Doppel-Emitterfolger ausgebildeten Antennenverteiler zur Abzweigung der 60 kHz-Komponente angeschlossen. Der 60 kHz-Empfänger fängt demzufolge gleich mit den hinter dem Verteiler liegenden Phasenbrücken an. Für die Anpassungsübertrager wurden Ringkerne aus hochpermeablem Ferroxcube 3H1 (Valvo K 300501) verwendet. Diese eignen sich besonders für den Bau von Übertragern mit hohen Symmetrie-Anforderungen. Der Phasengang der Übertrager ist durch Ausschuchen der Kerne auf gleiche Permeabilität und völlig identischem Aufbau in den Kanälen als gleich anzusehen, so daß nur noch vernachlässigbar kleine Differenzen in der Phase auftreten.

3.3 Phasenbrücken

Für die Messungen der Einfallsrichtung und der Polarisation muß zwischen den beiden oberen Kanälen (xy_1 , xy_2) eine konstante Phasenverschiebung von 90° erzeugt werden. Hierzu dient jeweils ein RC-Allpaßglied im xy_1 -Kanal und ein RLC-Allpaßglied im xy_2 -Kanal, die so dimensioniert wurden, daß die Differenz der von ihnen bewirkten Phasenverschiebungen in einem breiten Frequenzbereich möglichst genau gleich 90° ist. Damit ist sichergestellt, daß bei einem etwaigen Frequenzwechsel - z.B. von 16kHz auf 19,6 kHz - an den Allpaßgliedern nichts geändert werden muß.

Zur Frage der Dimensionierung dieses breitbandigen Phasenschiebersystems sollen die folgenden Hinweise gegeben werden:

Für ein RC-Allpaßglied entsprechend Bild 3 gilt:



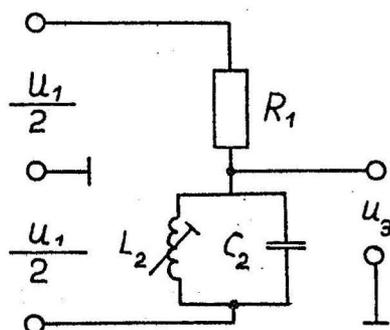
$$u_2 = \frac{u_1}{2} e^{j(\arctg \frac{2\Omega_1}{1-\Omega_1^2})}$$

Hierin ist die normierte Frequenz Ω_1 :

$$\Omega_1 = \omega \cdot R_1 \cdot C_1$$

Bild 3

Für das ähnlich aufgebaute RLC-Allpaßglied nach Bild 4 gilt:



$$u_3 = \frac{u_1}{2} e^{j \left[\arctg \frac{2Q(\Omega - \frac{1}{\Omega})}{1 - Q^2(\Omega - \frac{1}{\Omega})^2} \right]}$$

Hierin steht Q für das Verhältnis $R/\sqrt{L_2/C_2}$ während $\Omega_{L_2} = \omega \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}$ die normierte Frequenz darstellt.

Bild 4

Wählt man $\Omega_{L_1} = \Omega_{L_2} = \Omega$, d.h. $\sqrt{L_2 C_2} = R_1 C_1$, so ist für $\Omega = 1$ die Phasendifferenz zwischen u_2 und u_3 offensichtlich gleich 90° , da in diesem Fall die Parallelschaltung von L_2 und C_2 einen Scheinwiderstand von ∞ hat und damit u_3 phasengleich zu u_2 wird, während die RC-Brücke für diesen Fall eine Phasenverschiebung von 90° bewirkt.

Die folgende Gleichung gibt die Frequenzabhängigkeit der Phasendifferenz $\Delta \varphi$ zwischen den Spannungen u_2 und u_3 an:

$$\Delta \varphi = \arctg \frac{2\Omega}{1 - \Omega^2} - \arctg \frac{2Q(\Omega - \frac{1}{\Omega})}{1 - Q^2(\Omega - \frac{1}{\Omega})^2}$$

Der Forderung nach möglichst konstanter Phasendifferenz in einem breiteren Frequenzgebiet entspricht der Forderung, daß die erste Ableitung von $d\Delta\varphi$ nach $d\Omega$ in der Mitte dieses Frequenzbereichs eine Nullstelle hat:

$$\frac{d\Delta\varphi}{d\Omega} = \frac{2}{1 + \Omega^2} - \frac{2Q(1 + \frac{1}{\Omega^2})}{1 + Q^2(\Omega - \frac{1}{\Omega})^2} = 0$$

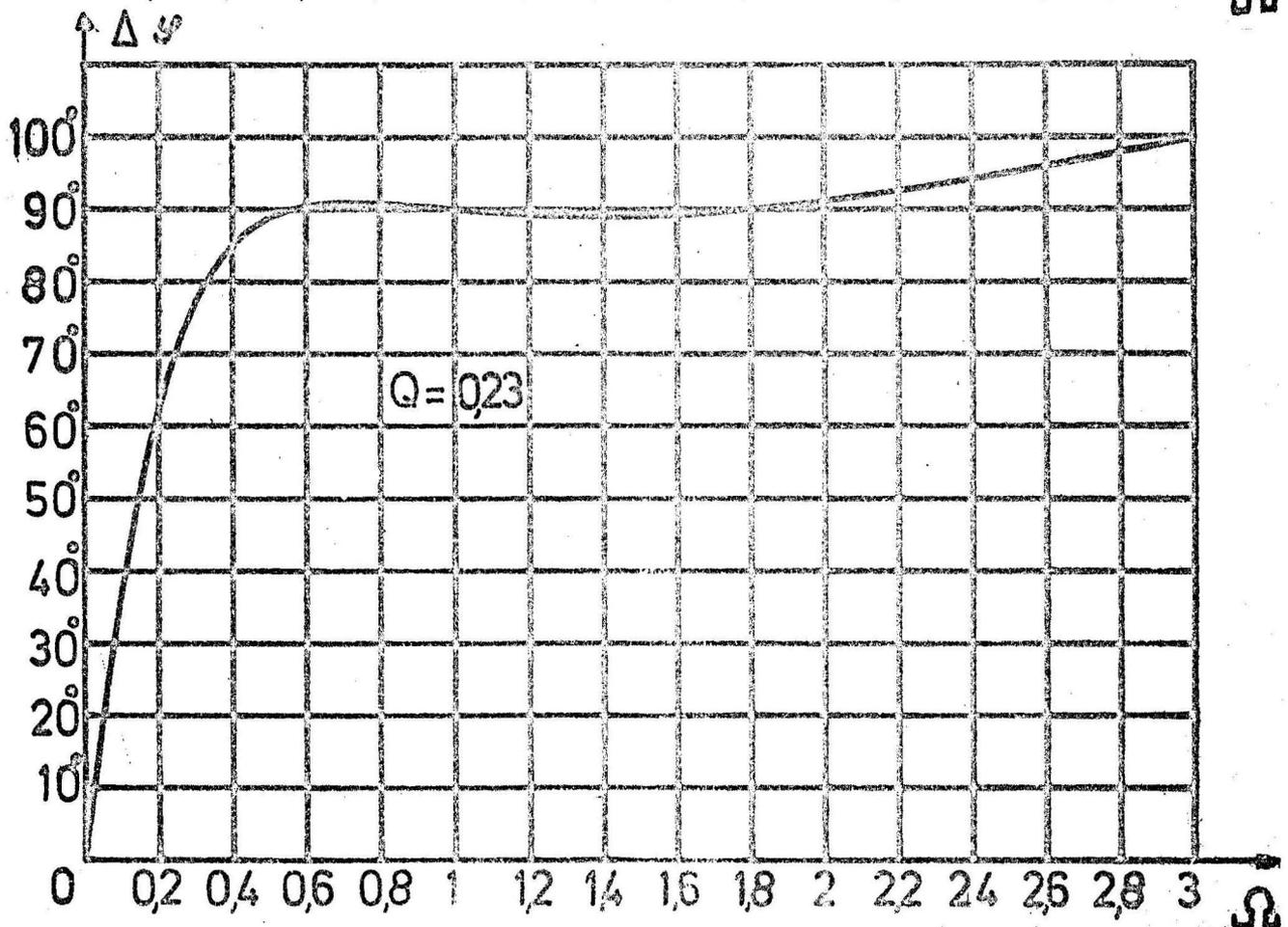
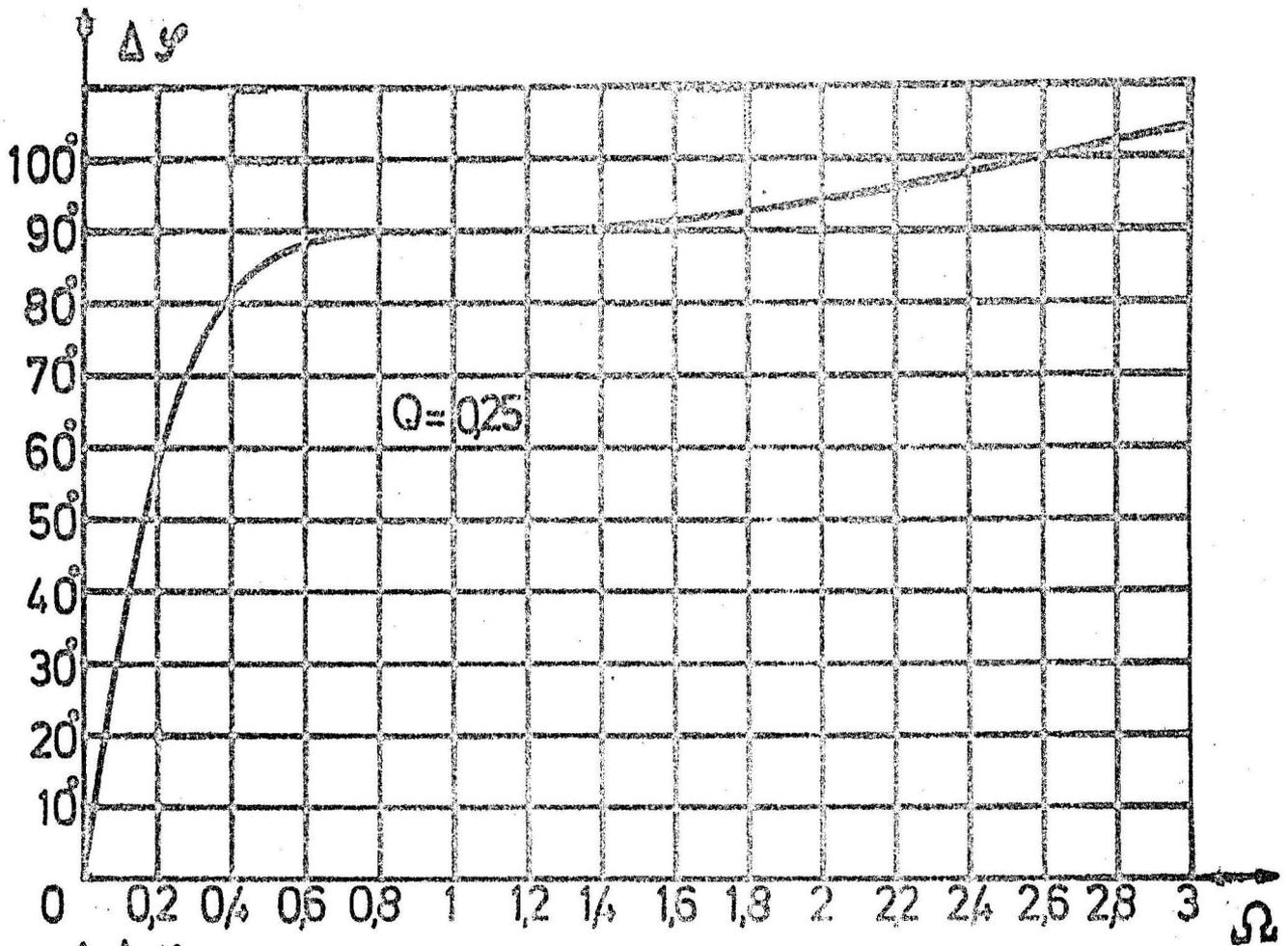


Bild 5 u.6: $\Delta \varphi = F(\Omega)$

Unter der obengenannten Voraussetzung, daß $\Omega = 1$ sein soll, errechnet sich für Q ein Wert von 0,25, der mit Hilfe des Widerstands R_2 eingestellt werden kann.

Bild 5 zeigt die Frequenzabhängigkeit von $\Delta\varphi$, die für einen Wert von $Q = 0,25$ errechnet wurde. Die Abweichung vom Sollwert ist kleiner als 2° für Werte von Ω zwischen ca. 0,6 und 1,6. Einen etwas größeren nutzbaren Frequenzbereich erzielt man, wenn man durch leichtes Verkleinern von Q eine Überkompensation der Phasendrehgeschwindigkeiten beider Phasenbrücken einstellt.

Ein Beispiel hierfür zeigt Bild 6, das für einen Wert von $Q = 0,23$ errechnet wurde; dabei ist die Abweichung vom Sollwert im Bereich $\Omega = 0,5$ und $\Omega = 2,1$ kleiner als 2° . Hierbei muß allerdings eine Welligkeit der Phasenkurve im Durchlaßbereich in Kauf genommen werden.

Im vorliegenden Fall entspricht die normierte Frequenz $\Omega = 1$ der Frequenz 17,8 kHz, dem arithmetischen Mittel aus den Empfängerfrequenzen 16- u. 19,6 kHz. Die Güte des RLC-Allpaßgliedes wurde zu $Q = \frac{1}{4}$ eingestellt, so daß gemäß Bild 5 für $\Omega = 0,8 \hat{=} \hat{=} f \approx 14,5$ kHz und $\Omega = 1,2 \hat{=} \hat{=} f \approx 21$ kHz die Phasenabweichung mit Sicherheit kleiner als 1° ist und für die eigentlichen Empfangsfrequenzen noch darunter liegt. Im 60 kHz-Empfänger liegt eine analoge Dimensionierung vor.

3.4 Tiefpässe und Komponentenaddition

An die Phasenbrücken schließen sich zur Vermeidung von Spiegel-frequenzen 3+1 gleiche Tiefpässe (T-Glieder) an. Bei dem 16 kHz-Empfänger liegt die Grenzfrequenz f_K bei

$$f_K = \frac{R}{2 \pi \cdot L} = \frac{1,8 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 9 \cdot 10^{-3}} \approx 32 \text{ kHz}$$

Für den 60 kHz-Empfänger liegt die Grenzfrequenz bei $f_k \approx 90 \text{ kHz}$. Wie noch gezeigt wird, müssen zur Messung von Einfallrichtung und Polarisation Summe und Differenz aus den in x- und y-Rahmen induzierten Spannungen gebildet werden. Dies wird dadurch erreicht, daß in der ursprünglichen Phasenbrücke x durch Vertauschung von R und C eine um 180° gedrehte Spannung entsteht, die über einen völlig gleichartigen Tiefpaß geführt, am Summenpunkt des Operationsverstärkers $\mu\text{A } 702$ im Kanal xy_2 (siehe Schaltung 5,5a) zu einer Differenzbildung führt. In den beiden oberen Kanälen werden somit nicht mehr die reine x- bzw. y-Komponente, sondern beide Komponenten gemeinsam verarbeitet. Aus diesem Grunde wurden diese Kanäle mit xy_1 und xy_2 bezeichnet.

3.5 Dämpfungsschalter und Vorselektion

Hinter den Summierstufen liegt ein 30 dB umfassender Dämpfungsschalter mit 6 dB/Stufe. Dieser wird mit FET-Transistoren geschaltet und gestattet, sich den örtlichen Empfangsverhältnissen anzupassen. Die nachfolgende Stufe dient der Vorselektion und ist beim 16 kHz-Empfänger mit dem Schalter S16/19,6 a auf 19,6 kHz umschaltbar. Der Schalter S16/19,6 legt beim Umschalten gleichzeitig die Normalfrequenz $15,4 \text{ kHz}_N$ an den Eingang der Mischstufen.

3.6 Mischstufen und Zwischenfrequenzverstärker

Die Mischstufen arbeiten nach dem Zerhackerprinzip mit einem Feldeffekttransistor als Zerhacker. In diesen Stufen ist jeweils ein Spannungsteiler untergebracht (T-Glied), der kleine Abweichungen in der Verstärkung der drei Kanäle untereinander auszugleichen gestattet. Der ZF-Verstärker arbeitet auf $f_z = 35 \text{ kHz}$.

Die durch die Vorselektion und den zweistufigen ZF-Verstärker eingestellte Bandbreite beträgt 50 Hz/Kanal. Damit ist sichergestellt, daß bei der vom Sender GBR häufig verwendeten Maschinentelegrafie alle langen Zeichen (Dauer ca. 50 ms) zum sicheren Einschwingen der Kanäle, d.h. zu genauen Meßergebnissen

führen. Gemäß den Bauvorschriften der Firma Siemens für Sifferrit-Material kam für den Aufbau der Schwingkreise der Werkstoff N22 als Schalenkernmaterial in Frage. Um möglichst frequenzstabile Kreise zu erhalten, wurden Styroflexkondensatoren mit einem Temperaturbeiwert $\alpha_c = -(150 \pm 50) \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ gewählt. Das bedeutet, daß der Temperaturbeiwert des zu wählenden Schalenkerns TKg bei $\text{TKg} \approx +150 \pm 50 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ liegen muß. Der relative Temperaturkoeffizient des Werkstoffes N22 liegt bei $\text{TK} / \mu_A = 1,3 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$. Dementsprechend ergibt sich für die gescherte Permeabilität μ_g des zu wählenden Kernes

$$\mu_g = \frac{\text{TK}_g}{\text{TK} / \mu_A} = \frac{150 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}}{1,3 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}} = + 115$$

Die gescherte Permeabilität μ_g des Kernes mit einem A_L -Wert von 400 mH/w^2 (Kern $A_L 400$) liegt mit $\mu_g = 127$ am dichtesten bei 115. Eine geringere Eigenkapazität der Spule wurde durch eine Wicklungsunterteilung in drei Kammern und die erforderliche Güte Q_{min} durch Aufpolsterung der Kammern vor dem Wickeln der Spulen erreicht. Die Kombination einer so aufgebauten Spule mit einem Styroflexkondensator ergab im Versuch eine durchschnittliche Frequenzvariation von ca. $\frac{1}{3} \text{ Hz} / ^\circ\text{C}$. Der Abgleich der ZF-Verstärker wird durch eine noch zu beschreibende Maßnahme während des Betriebes alle 24 Std. kontrolliert, so daß eine Verstimmung der Kreise durch Alterung leicht zu erkennen ist. Die ZF-Verstärker sind in den drei Kanälen gleich. Die Ausgänge der letzten ZF-Verstärkerstufen sind an drei Laborbuchsen der Frontplatte geführt, um bei etwaigen Empfangsstörungen eine einfache Möglichkeit der Kontrolle der einzelnen Kanäle zu haben. Die Buchsen werden sinngemäß mit xy_1 , xy_2 und z bezeichnet.

3.7 Empfangs-Gleichrichtung

Der eigentliche Empfangsteil schließt je Kanal mit einem Vollwellen-Gleichrichter ab. Zur Glättung der Ausgangsspannung liegt über dem Ausgangsverstärker ein Kondensator von 10 nF . Bei maximaler Feldstärke liegen am Ausgang der Gleichrichter 4 V_- .

Die Anlage wurde für einen Meßbereich von 36 dB ausgelegt. Am Ausgang der Empfangskanäle liegen bei Vollaussteuerung 4 V. Bei minimaler Feldstärke stehen daher am Ausgang der Empfangsgleichrichter $\frac{4 \cdot 10^3}{64} = 62,5$ mV. Die Gleichrichterstufen arbeiten jedoch bereits ab 10 mV linear.

3.8 Niederfrequenz-Stufen

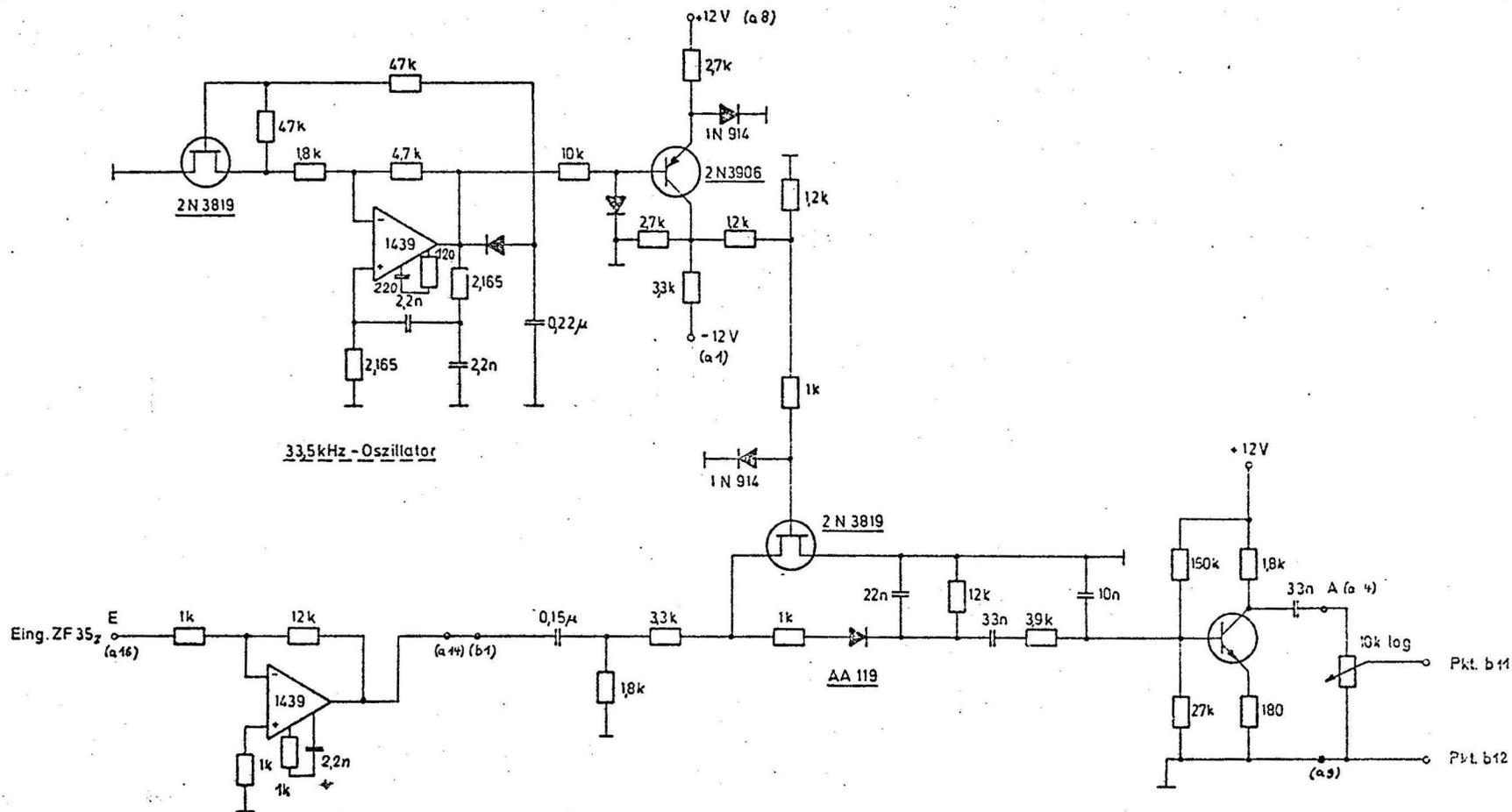
Eine Nf-Stufe (Schaltungen 6 und 7) gestattet das Mithören sowohl beim 16- als auch beim 60 kHz-Empfänger, die wahlweise aufgeschaltet werden können. Mit Hilfe eines 33,5 kHz Oszillators wird die vorverstärkte 35 kHz-Zwischenfrequenz des jeweiligen Z-Kanals auf 1,5 kHz herunter gemischt, demoduliert und über ein Lautstärkerpotentiometer auf einen Leistungsverstärker gegeben. Diese beiden Einheiten sind im 16 kHz-Netzteileinschub untergebracht.

3.9 Netzteile

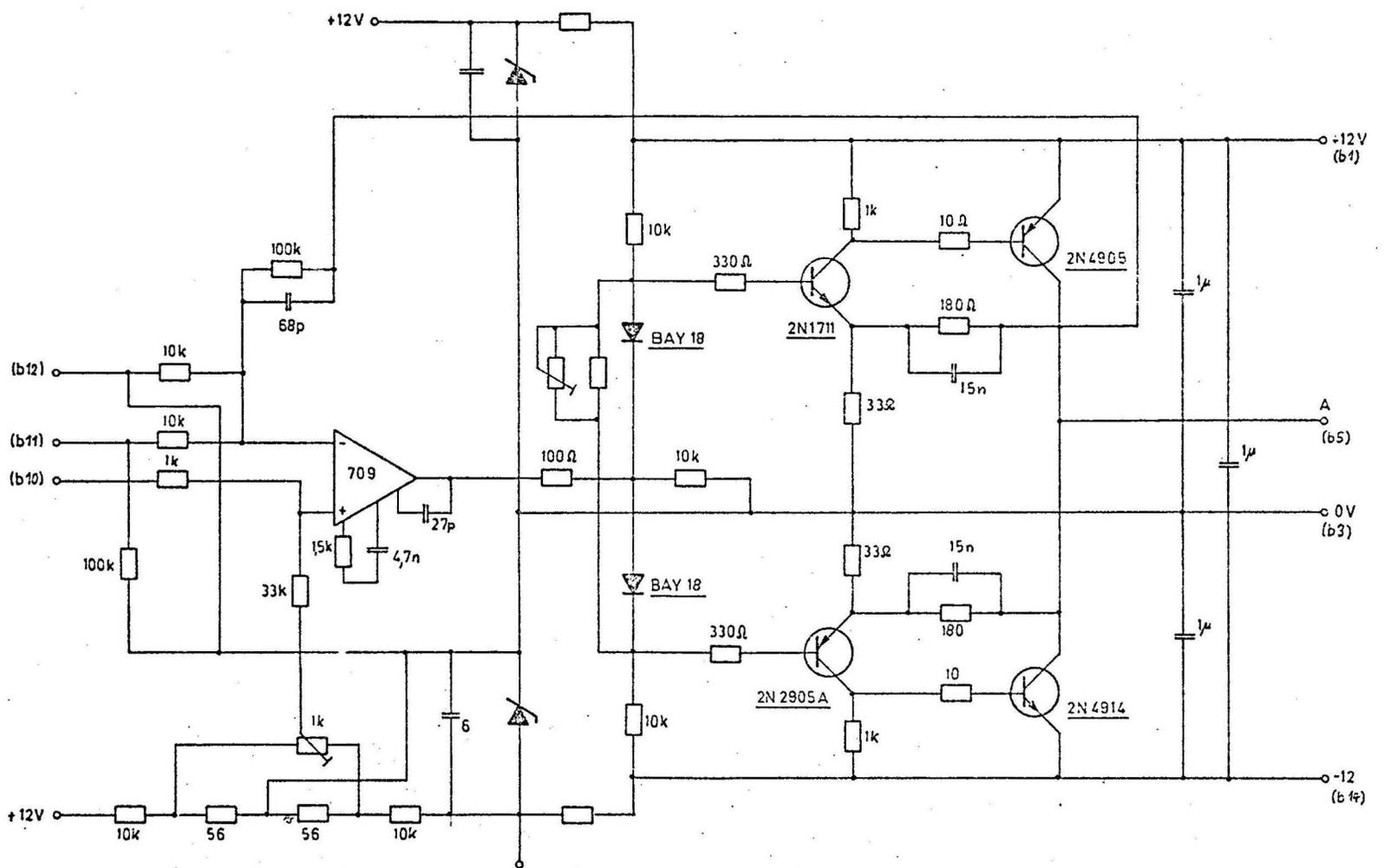
Die Schaltung 7a zeigt ein Beispiel für die in allen Netzteilen angewendete Stabilisierungsschaltung. Der Ausgang des als Differenzverstärker geschalteten Operationsverstärkers regelt den Strom durch den in Serie liegenden Leistungstransistor so, daß die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen des μA 709 ein Minimum wird.

4. Auswerteschaltungen

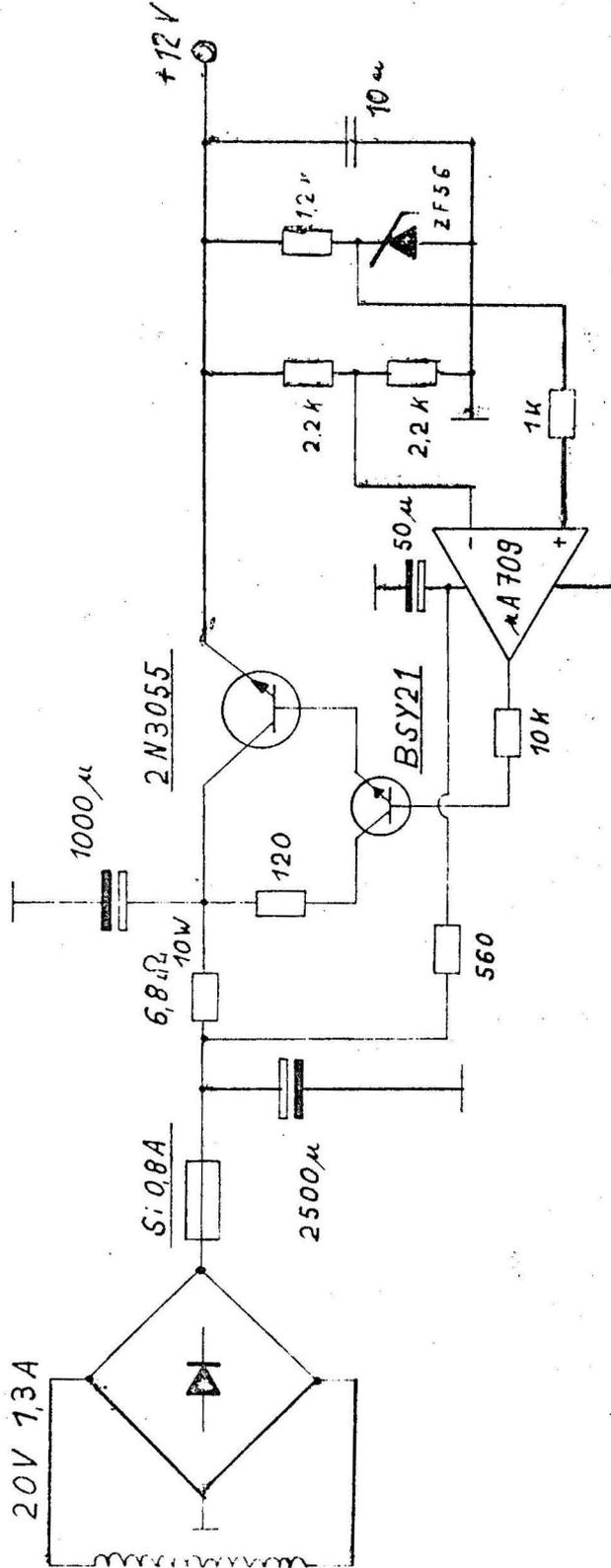
Bevor auf die Auswerteschaltungen selbst eingegangen wird, soll gezeigt werden, wie die Einfallsrichtung mit einem Phasenmesser und die Polarisierung mit einem Verhältnismesser mit Hilfe der Ausgangsspannungen der Kanäle xy_1 und xy_2 gemessen werden kann [Heydt, 1966]. Eine sich parallel zur Erdoberfläche ausbreitende elektromagnetische Welle mit der Frequenz ω_0 und der magnetischen Feldstärke H erzeugt in zwei senkrecht gekreuzten Rahmenantennen gleicher Fläche, deren Windungen senkrecht zur Erdoberfläche orientiert sind, folgende Spannungen:



	Tag	Name	Schaltung 6	NF
Gez.	25.10.74	Hi		
Gepr.	29.10.74	Rehner		
Norm.				
Maßstab	Oszillator-, Misch- und Vorverstärkerstufe			Heinrich-Heine-Institut Berliner-Charlottenburg Abteilung Elektrotechnik
Maße ohne Toleranzangabe nach:				



	Tag	Name	Schaltung 7	
Gez.	25.10.71	Hi		
Gepr.	29.10.71	Olson		
Norm.				
Maßstab			Leistungverstärker	Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik
Maße ohne Toleranzangabe nach:				



29.11. 08	Schaltung 7a	
-----------	--------------	--

	Schaltung Netzteile	
--	---------------------	--

$$u_x = k \cdot H \cdot \cos \psi \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1 - \frac{\pi}{2})}$$

$$u_y = k \cdot H \cdot \sin \psi \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1 - \frac{\pi}{2})}$$

Hierin sind u_x und u_y die Antennenspannungen, k ist eine Antennenkonstante, ψ der Einfallswinkel der Welle bezogen auf die Orientierung des Antennensystems und Φ_1 ein Phasenwinkel zum Zeitpunkt $t = 0$. Die Phasenverschiebung von $\pi/2$ beider Spannungen berücksichtigt, daß bei Rahmenantennen die Antennenspannung dem Differentialquotienten der Feldstärke nach der Zeit proportional ist.

Verschiebt man, wie im Abschnitt 3.3 beschrieben, eine der beiden Spannungen gegenüber der anderen um 90° , so entstehen Spannungen u_{px} und u_{py} :

$$u_{px} = k \cdot H \cdot \cos \psi \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)}$$

$$u_{py} = k \cdot H \cdot \sin \psi \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1 - \frac{\pi}{2})} = -k \cdot \sin \psi \cdot j \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)}$$

Hieraus folgt:

$$u_{px} = k \cdot H \cdot \frac{e^{j\psi} + e^{-j\psi}}{2} \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)}$$

und

$$u_{py} = -k \cdot H \cdot \frac{e^{j\psi} - e^{-j\psi}}{2j} \cdot j \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} = -k \cdot H \cdot \frac{e^{j\psi} - e^{-j\psi}}{2} \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)}$$

Bildet man die Summe und die Differenz von u_{px} und u_{py} , so entstehen Spannungen Σu_p und Δu_p :

$$\Sigma u_p = k \cdot H \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1 - \psi)}$$

A

$$\Delta u_p = K \cdot H \cdot e^{j(\omega_0 t + \Phi_1 + \psi)} \quad \underline{B}$$

Die beiden Spannungen $\sum u_p \sim u_{xy1}$ und $\Delta u_p \sim u_{xy2}$ haben gleiche von der Einfallrichtung ψ unabhängige Amplituden. Ihre Phasenlage hingegen wird von der Einfallrichtung direkt beeinflusst. Wird die Phasendifferenz zwischen $\sum u_p$ und Δu_p gemessen, so ergibt sich eine Meßspannung U_ψ , die dem doppelten Wert der Einfallrichtung proportional ist. Zur Klärung der Frage, ob Polarisierungseffekte die Peilspannung beeinflussen, wird angenommen, daß die Polarisationsellipse des Vektors der magnetischen Feldstärke ^{derart} in einem von den Ebenen R_x und R_y gebildeten Koordinatensystem liegt, daß die Normale zur großen Achse der Ellipse den Winkel ψ bildet.

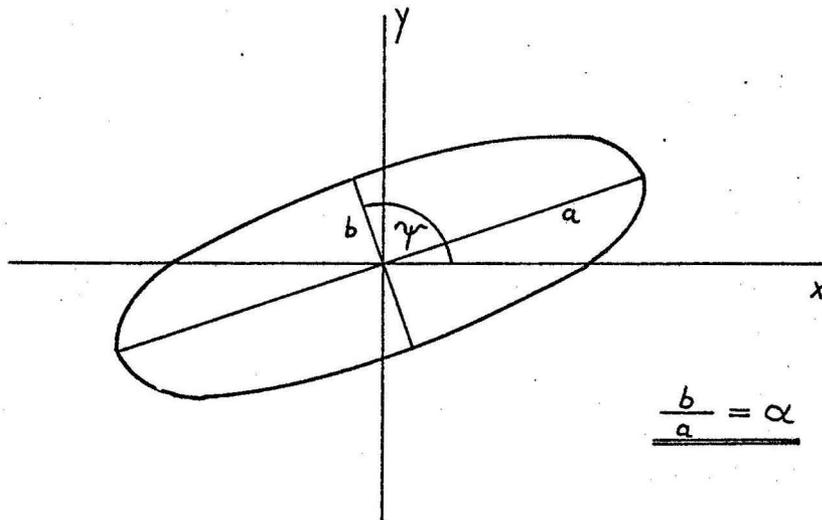


Bild 7: Polarisationsellipse des Vektors der magn. Feldst.

Das Verhältnis der kleinen zur großen Achse sei α . In diesem Fall setzen sich die Spannungen Σu_p und Δu_p aus zwei Anteilen zusammen. Man kann von der Vorstellung ausgehen, daß der erste Teil von einer Welle verursacht wird, deren Einfallswinkel γ ist und deren Phasenwinkel unter Vernachlässigung des für das Verständnis unwichtigen Phasenwinkels Φ_1 zu 0° angesetzt werden kann. Die Amplitude der zweiten Welle ist um den Faktor α kleiner. Einfallswinkel und Phasenwinkel sind um 90° gegenüber der ersten Welle verschoben. Demzufolge ergibt sich entsprechend den Gleichungen A, B:

$$\Sigma u_p = K \cdot H \left[e^{j(\omega_0 t - \gamma)} + \alpha \cdot e^{j[\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - (\gamma - \frac{\pi}{2})]} \right] = K \cdot H (1 - \alpha) e^{j(\omega_0 t - \gamma)} \quad \underline{C}$$

$$\Delta u_p = K \cdot H \left[e^{j(\omega_0 t + \gamma)} + \alpha \cdot e^{j[\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + (\gamma - \frac{\pi}{2})]} \right] = K \cdot H (1 + \alpha) e^{j(\omega_0 t + \gamma)} \quad \underline{D}$$

Das Verhältnis dieser Spannungen ist:

$$\frac{\Sigma u_p}{\Delta u_p} = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} e^{-j2\gamma}$$

Das bedeutet, daß die Phasendifferenz beider Spannungen unabhängig vom Achsenverhältnis α der Polarisationsellipse ist und ihre Messung die Drehung der Ellipse gegenüber dem xy-Koordinatensystem festzustellen gestattet.

Das Amplitudenverhältnis beider Spannungen ist dagegen weitgehend von α abhängig, so daß durch seine Messung das Achsenverhältnis der Polarisationsellipse bestimmt werden kann. So wird ein logarithmisch anzeigender Verhältnismesser, an dessen Eingang die gleichgerichteten Spannungen Σu_p und Δu_p liegen, an seinem Ausgang eine Spannung u_{HPR} liefern:

$$u_{HPR} = K_V \cdot 20 \lg \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha}$$

Hierin steht der Index HPR für H-Field-Polarisation-Ratio und soll andeuten, daß die Spannung u_{HPR} eine Funktion dieses Verhältnisses ist. k_v kennzeichnet die Empfindlichkeit des verwendeten Verhältnismessers und beträgt 0,2V/dB.

Die Funktion $U_{\text{HPR}} = f(\alpha)$ wird in Bild 8 gezeigt.

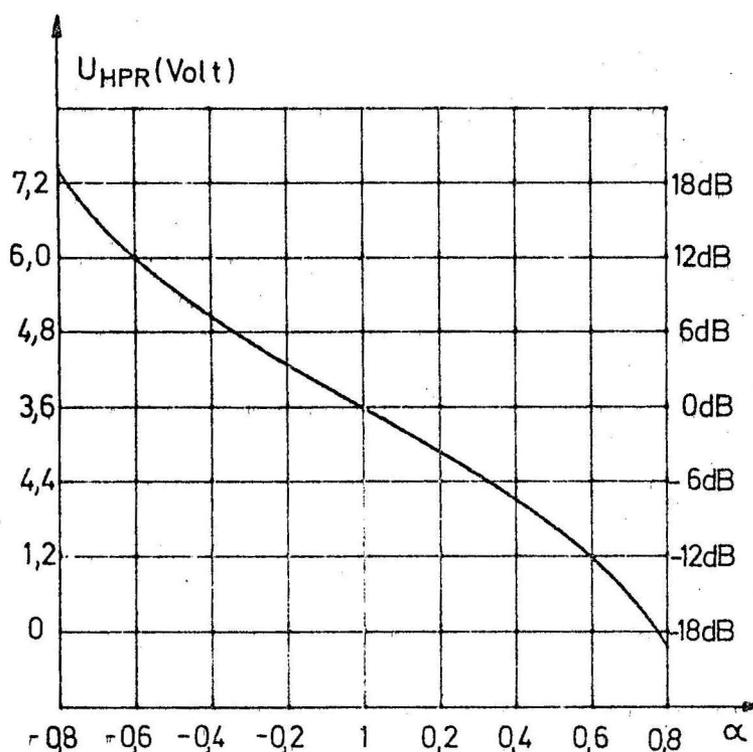
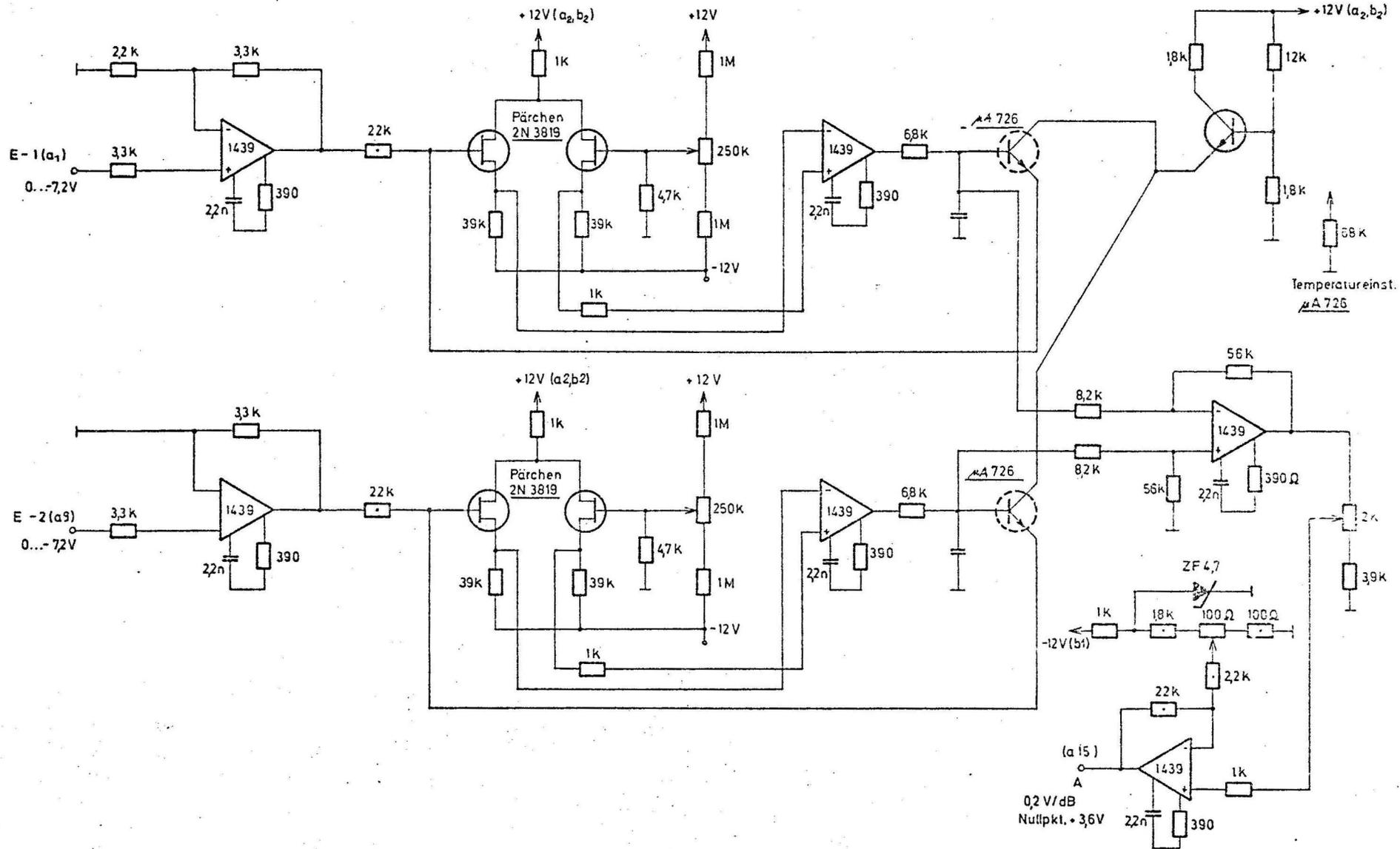


Bild 8: $U_{\text{HPR}} \text{ [dB, V]} = f(\alpha)$

Auf analytischem Wege läßt sich zeigen [Frisius, Heydt, Raupach, 1971], daß keine weiteren Messungen nötig sind, um die Polarisationsellipse vollständig zu beschreiben.

4.1 Messung des Polarisations-Parameters

Bei dem Verhältnismesser (Schaltung 8) wurde bei einem Transistor-Pärchen der exponentielle Zusammenhang zwischen den Emitter-Basis-Spannungen und den jeweiligen Kollektorströmen ausgenutzt. Dieses Pärchen ist in einer integrierten Schaltung $\mu\text{A 726}$ der Firma Fairchild enthalten. Diese Schaltung enthält



	Tag	Name	Schaltung 8	VM
Gez.	21.10.74	Hi		
Gepr.	23.10.74	Quinn		
Norm.				
Maßstab				Logarithmischer Verhältnismesser
Maße ohne Toleranz- ang. nach:				
			Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik	

eine aktive Temperaturregelung, die das Pärchen auf konstanter Temperatur hält und die Genauigkeit der Verhältnismessung von der Außentemperatur weitgehend unabhängig macht. Der Nullpunkt und der Ausgangsspannungshub ist bei dieser Schaltung einstellbar. Im vorliegenden Fall liegt der Nullpunkt bei +3,6 V, der Meßbereich umfaßt ± 18 dB, was einem Ausgangsspannungsbereich von 0--- +7,2 V entspricht.

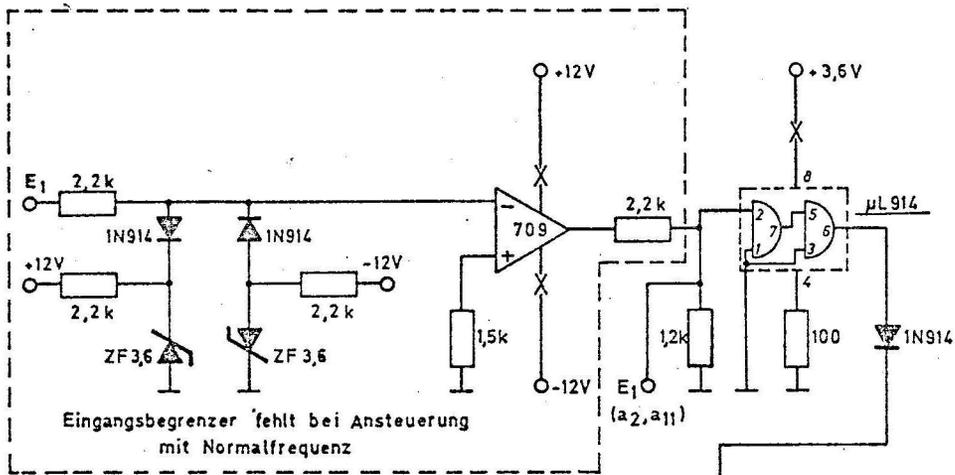
4.2 Messung der Einfallrichtung

Wie schon unter Punkt 4 gesagt, läßt sich die Einfallrichtung unabhängig von der Polarisierung durch Messung der Phasendifferenz der Ausgangsspannungen der Kanäle xy_1 und xy_2 bestimmen. Die Einfallrichtung γ (grad) wird mit einem Phasenmesser (Schaltung 9) ermittelt. Da ständig der Winkel 2γ gemessen wird, ist die Messung doppeldeutig. Winkel, die sich um 180° unterscheiden, werden als gleich angezeigt. Es wurde bewußt darauf verzichtet, eine Entscheidung zu treffen, welcher der beiden Einfallswinkel der richtige ist, da bei einer immobilen Empfangsanlage mit feststehender Antenne nur bei sehr starken Polarisierungseffekten diese Doppeldeutigkeit zu Zweifeln Anlaß geben kann. Es entsprechen bei einer Anzeige von jeweils $2\gamma: +7,2V \hat{=} \gamma = 180^\circ$. Wird das Rahmenpaar so gedreht, daß am Phasenmesserausgang $+3,6 V \hat{=} \gamma = 90^\circ$ stehen, bedeutet das gemäß dem unter Punkt 4 gesagten, daß die Flächennormale eines Rahmens genau zum Sender weist, d.h. der zweite Rahmen bei linearer Polarisierung genau im Minimum steht.

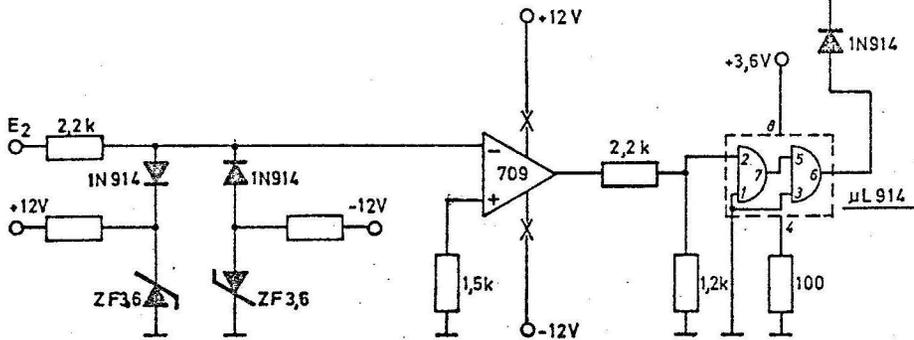
4.3 Messung der Phase des elektrischen und des magnetischen Vektors

Die Phasenlage des elektrischen und des magnetischen Vektors

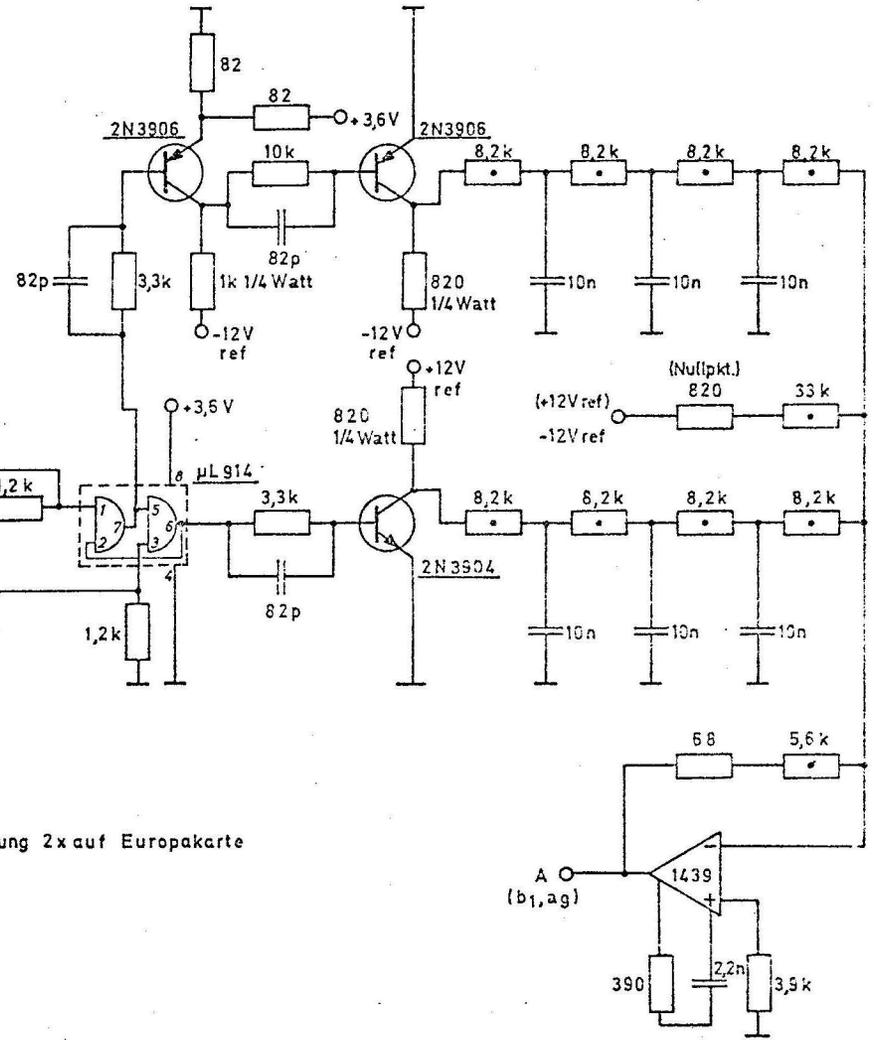
$\vec{\Phi}_E, \vec{\Phi}_H$ wird ebenfalls mit zwei Phasenmessern gemäß Schaltung 9 ermittelt. An je einem Eingang dieser Phasenmesser wurde jedoch der Eingangsbegrenzer weggelassen, da die 35 kHz Normalfrequenz, gegen die gemessen wird, bereits von Schaltung 2 her steilflankig mit ausreichender Amplitude zur Verfügung steht. Wie unter Punkt 4 in den Gleichungen A, B ersichtlich, hängt $\vec{\Phi}_H$ von der Einfall-



X: niederohmige Verbindung



Schaltung 2x auf Europakarte



Tag	Name		
Gest. 27.11.71	Abraham	Schaltung 9	PHM(PD,PE)
Gepr. 29.11.71	Reupach		
Norm.			
Maßstab			
Made ohne Totzeitang. nach:		Phasenmesser	

richtung ψ ab. Aus diesem Grunde wird von der Ausgangsspannung des Φ_H messenden Phasenmessers ständig der Wert $U_\psi/2$ abgezogen, so daß Φ_H von ψ unabhängig wird. In dieser Schaltung wurde dafür gesorgt, daß beim Nulldurchgang (d.h. $U_\psi/2 \cong U_{\Phi_H}$) genau eine dem Vollausschlag des Phasenmessers entsprechende Spannung addiert wird (siehe Blockschaltbild).

Um etwaige Abweichungen der Phasenlagen von Φ_H und Φ_E untereinander beobachten zu können und um für den Fall, daß ein Ereignis - etwa ein solar-flare-effect - genau in den Kipppunkt des Sägezahn fällt, einen um 180° versetzten Sägezahn zu haben, wird Φ_E ebenfalls registriert.

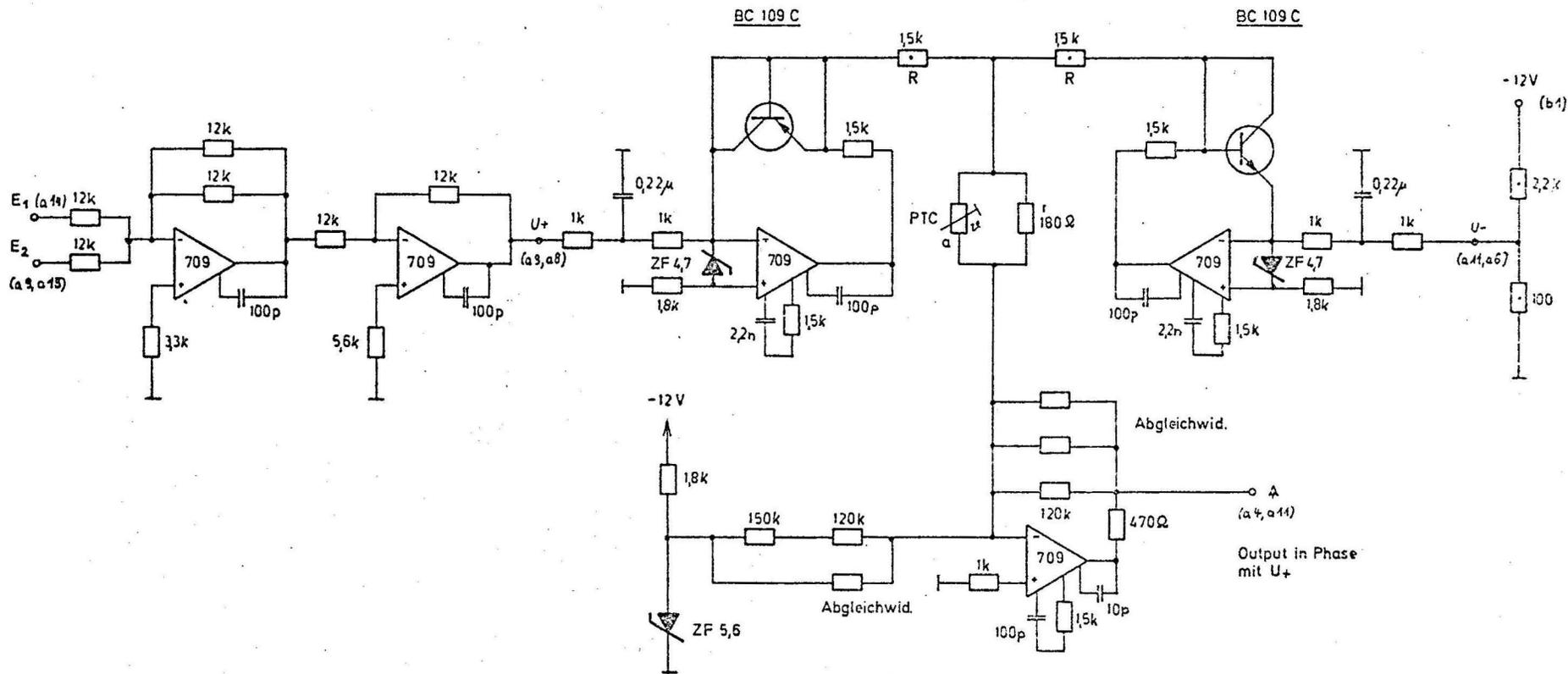
4.4 Messung der Amplitude des elektrischen u. magnetischen Vektors

Das Meßverfahren der elektrischen Feldstärke E und der magnetischen Feldstärke H ist bis auf eine kleine Zusatzschaltung identisch. Den Gleichungen C, D unter Punkt 4 entnimmt man, daß in der Messung der magnetischen Feldstärke die Polarisation mit eingehen würde. In den Gleichungen C, D ist der Polarisations-einfluß durch die Klammerausdrücke $(1+\alpha)$, $(1-\alpha)$ gegeben. Durch Summenbildung und Division durch zwei $(\frac{\sum u_p + \Delta u_p}{2})$ wird in der Zusatzschaltung der Einfluß der Polarisation eliminiert. An diese Stufe schließt sich ein Logarithmierverstärker an, dessen Meßbereich ± 18 dB umfaßt. Bei maximaler Feldstärke liegen am Eingang des Logarithmierverstärkers $+4V$. Dementsprechend wurde der 0 dB-Punkt auf $4V - 18 \text{ dB} \cong \frac{4 \cdot 10^{-3}}{8} = 500 \text{ mV}$ festgelegt. Die Ausgangsspannung kann Werte zwischen 0 und $+7,2$ V annehmen (siehe Schaltung 10).

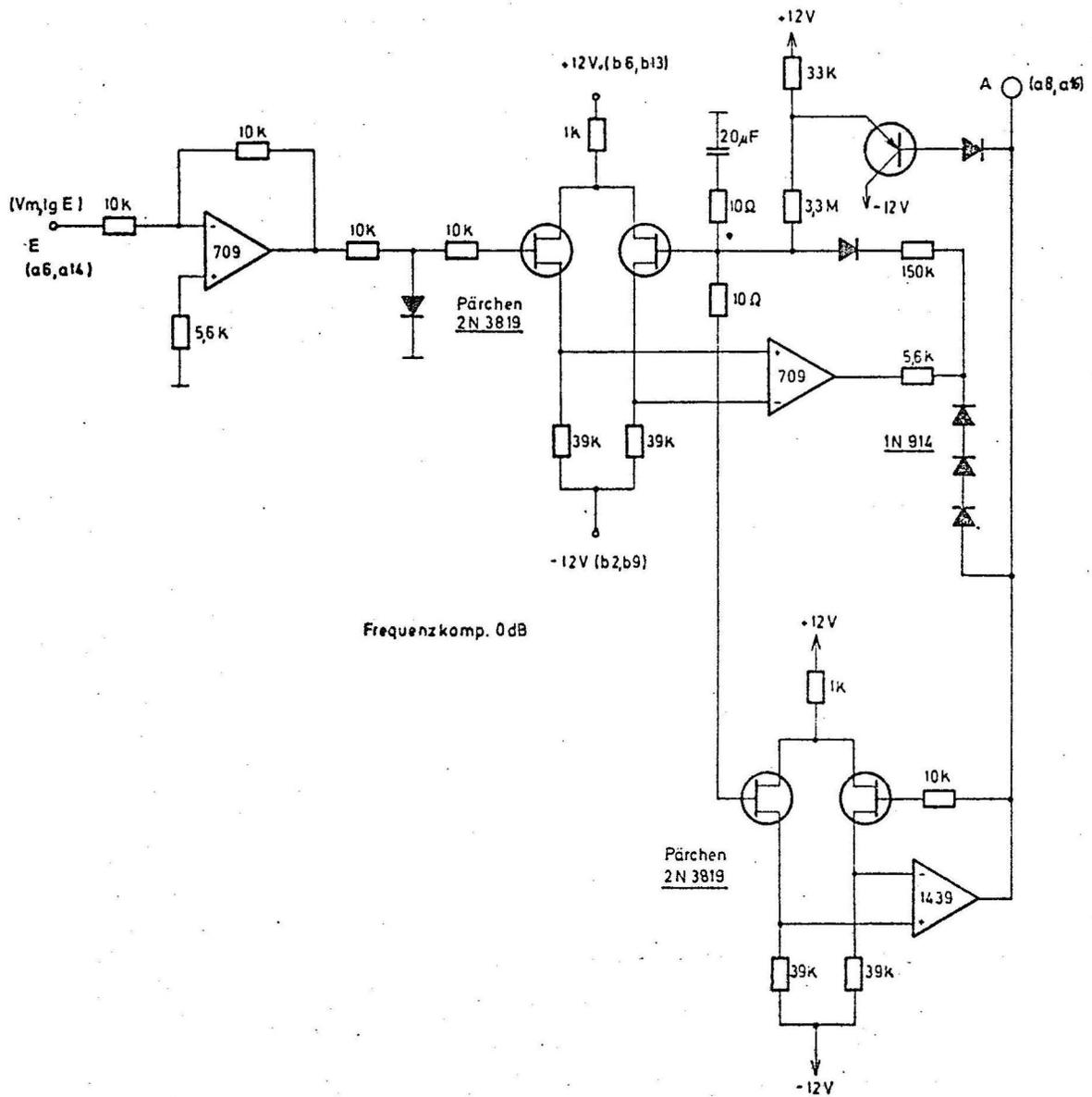
Hinter den Logarithmierverstärkern liegen Spitzenwerthalter (Schaltung 11) mit einem Lade-/Entladezeitverhältnis von ca. 1;22. Die Ausgangsspannung liegt zwischen 0 und $-7,2$ V.

5. Meßwert-Aussuchschaltung

Die Registrierungen können auf verschiedene Art und Weise gestört werden. So ändert beispielsweise der Sender GBR immer



	Tag	Name	Schaltung 10	(VN) LV
Gez.	21.10.77	Hi		
Gepr.	23.10.77	Olsson		
Norm.				
Maßstab	Logarithmischer Verstärker			Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik
Maße ohne Toleranzang. nach:				



Frequenzkomp. 0dB

Schaltung 2x auf einer Europakarte

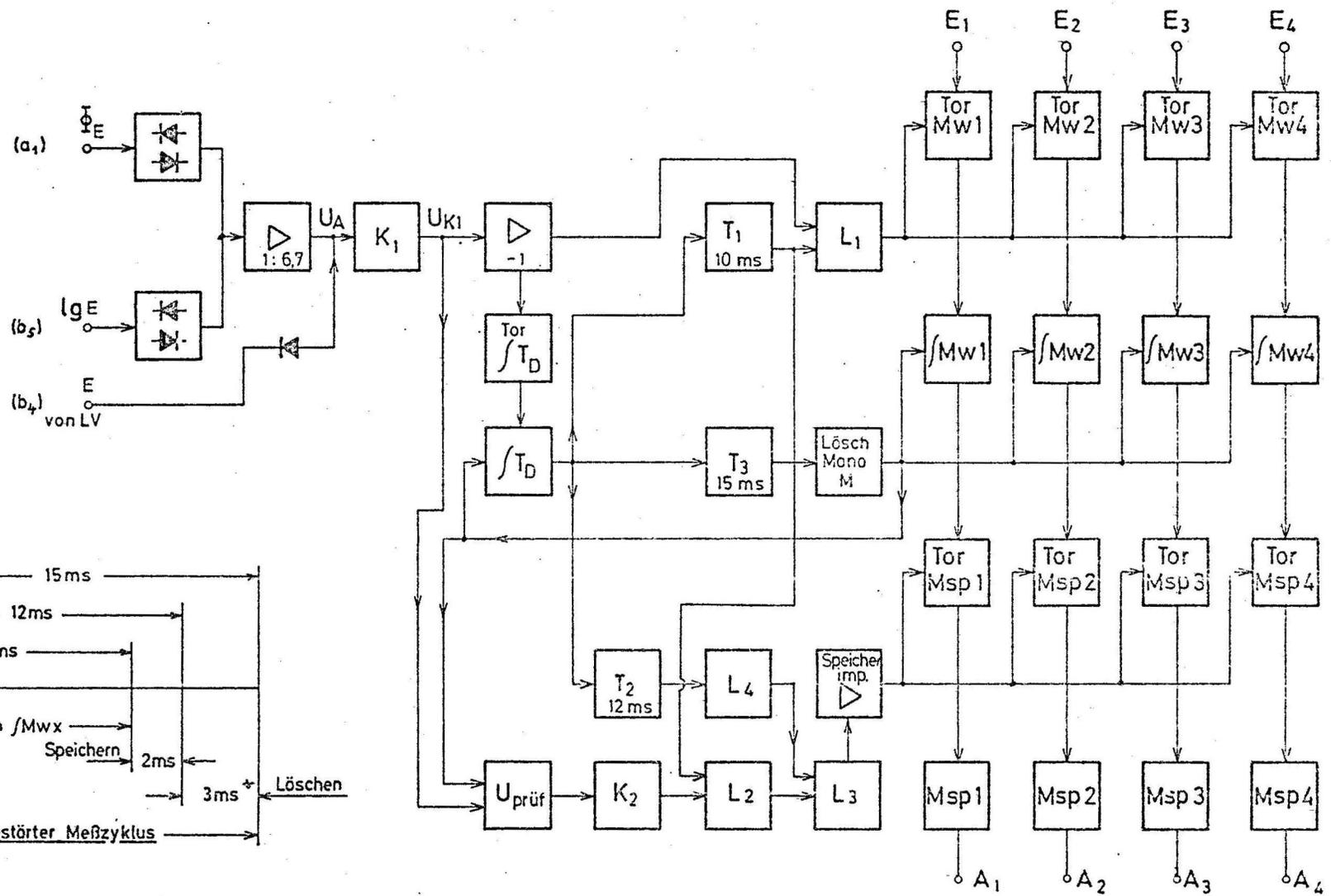
Tag	Name	Schaltung 11	SH
Des.	25.10.71		
Gepr.			
Norm.			
Maßstab		Spitzenwerthalter	Heinrich Heine Universität Erde-Geodäsie Abteilung Hochfrequenz
Maße ohne Toleranz- ang. nach:			

wieder die Modulationsart zwischen Amplitudenmodulation (A_1 , Modulationsgrad 100 %) und Frequenzmodulation (F1, Umtastung um 50 Hz). Bei der Registrierung der Feldstärke ergeben sich bei Verwendung von Spitzenwerthaltern keine Probleme, wenn man davon absieht, daß so gewonnene Meßwerte durch Atmosphericis teilweise stark verfälscht werden können. Bei der Registrierung der Polarisation, der Einfallrichtung und der Phase ergeben sich jedoch Schwierigkeiten. Dies gilt besonders für Phasemessungen bei Frequenzumtastung. So würde sich bei Frequenzumtastung um 50 Hz eine völlig zerrissene Registrierung ergeben, da am Ausgang der Phasemesser die Phase der Sollfrequenz immer wieder durch Sägezähne von 20 ms Periodendauer unterbrochen wird. Das machte die Entwicklung einer geeigneten Meßwert-Aus-suchschaltung erforderlich. Das Ergebnis war die sogenannte Integrierende Kontroll- und Speicherschaltung (IKS). Die integrierende Kontroll- und Speicherschaltung besteht im wesentlichen aus vier Funktionsgruppen, die zusammenarbeiten und auf 3 Europakarten untergebracht sind:

- a) Meßdiskriminator
 - b) Meßtaktgeber
 - c) Integrier-, Verriegelungs- und Speicherlogik (Schaltung 12b))
 - d) Meß- und Speicherkanäle (Schaltung 12c), 4fach)
- } Schaltung 12 a)

Zunächst sei gesagt, welche Aufgabe die einzelnen Baugruppen haben (siehe Blockschaltbild) und wie sie aufgebaut sind:

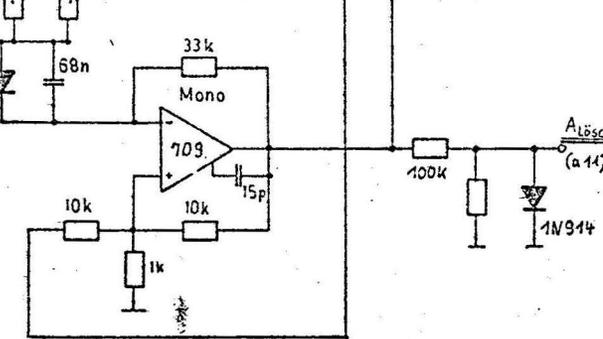
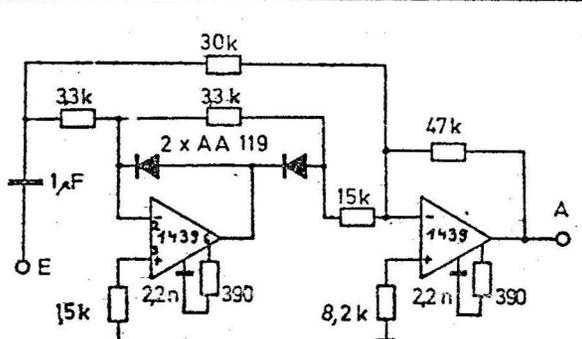
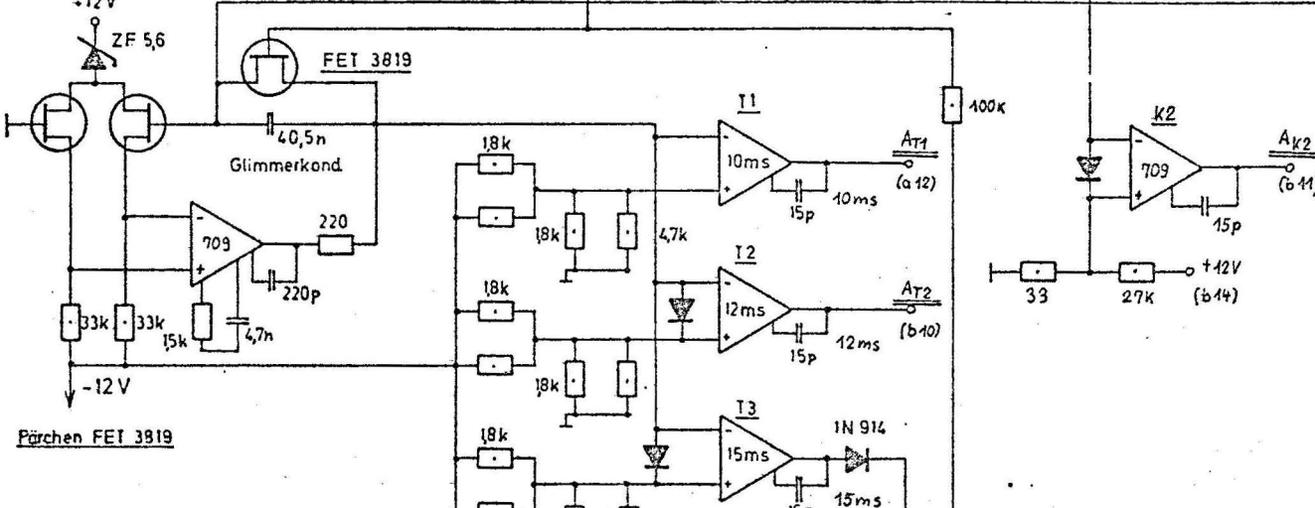
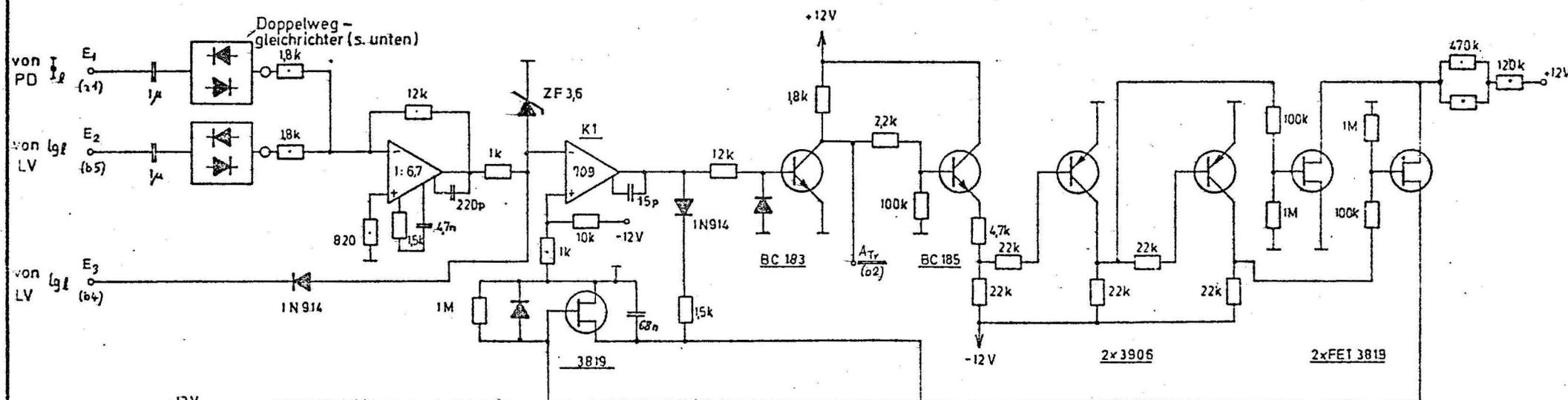
Zu a) Der Meßdiskriminator besteht aus mehreren - hier zwei - differenzierenden Vollwellengleichrichtern, mit deren Hilfe die gewünschten Bedingungen eingestellt werden. Hiermit wird die IKS an das jeweilige Meßproblem angepaßt, während alle anderen Funktionen weitgehend universell anwendbar sind. Die Gleichrichter wirken auf einen Summierverstärker, der die gleichgerichteten Signale verstärkt und einem Komparator K1 anbietet. Dieser Komparator entscheidet allein, ob die gesamte nachfolgende Schaltung arbeitet oder in Ruhe verharret. Über eine Diode am Eingang E3 wird dem Komparator K1 eine zusätzliche Bedingung vorgegeben, die noch besprochen wird.



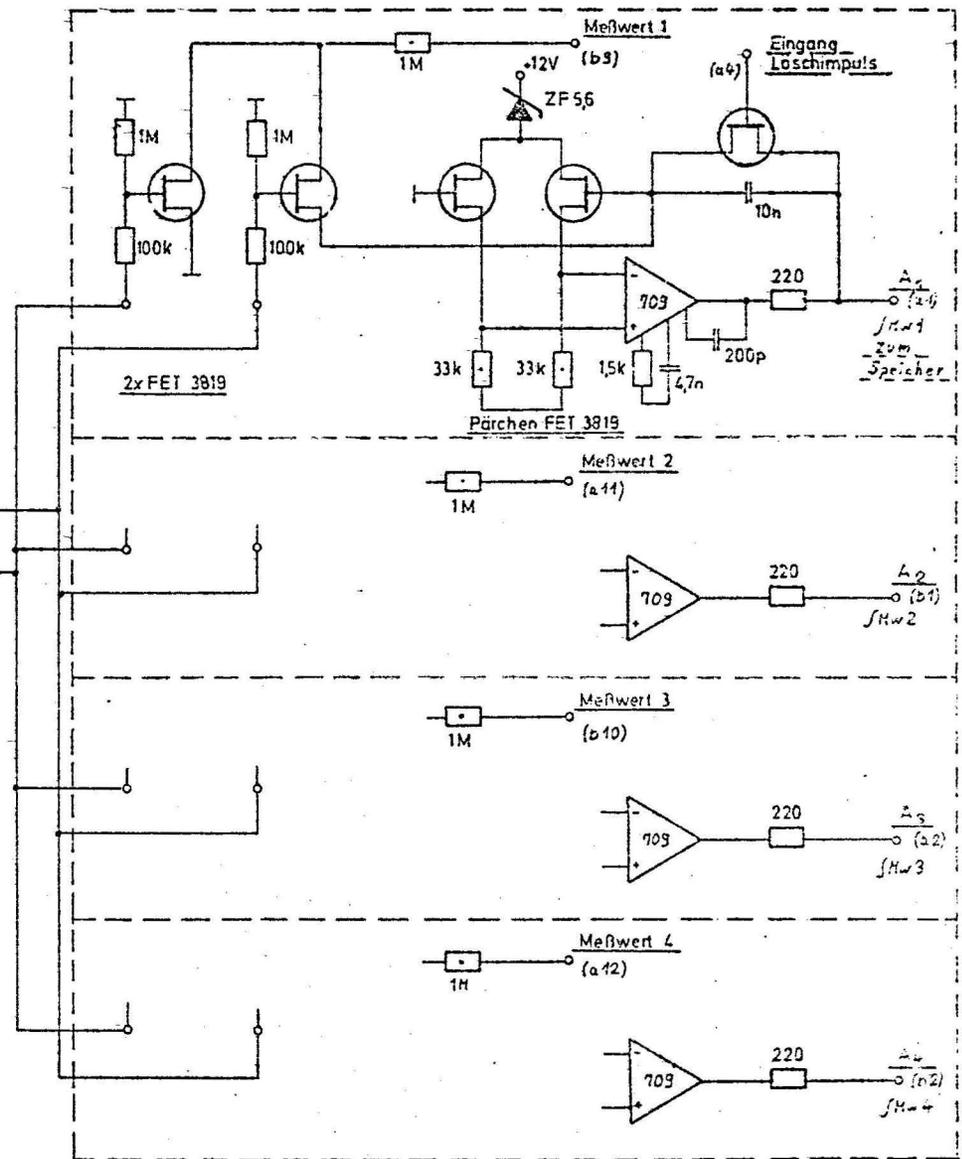
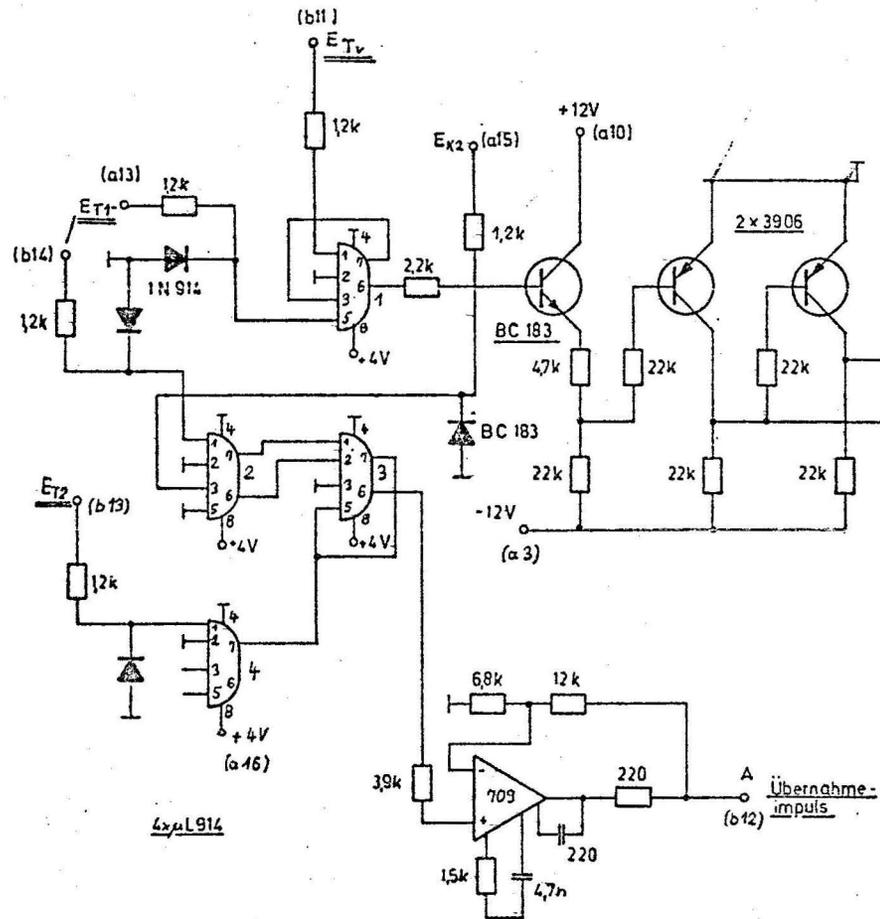
Tag	Name
20.07	Hi
Orpr.	29.10.11
Norm.	

Meßstab
**Blockschaltbild
 Aussuchschaltung und
 Meßwertspeicher**
 Meße ohne
 Toleranz-
 ang.nach:

Heinrich-Hertz-Institut
 Berlin-Charlottenburg
 Abteilung Hochfrequenztechnik



	Tag	Name	Schaltung 12a	DI
Gez.	21.10.71	Hi		
Gepr.	23.10.71	Di		
Norm.				
Maßstab				
Maße ohne Toleranzangabe hoch:				
Meßdiskriminator und Löschimpuls			Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik	



Tag	Name
21.10.71	Hi
29.10.71	Plow

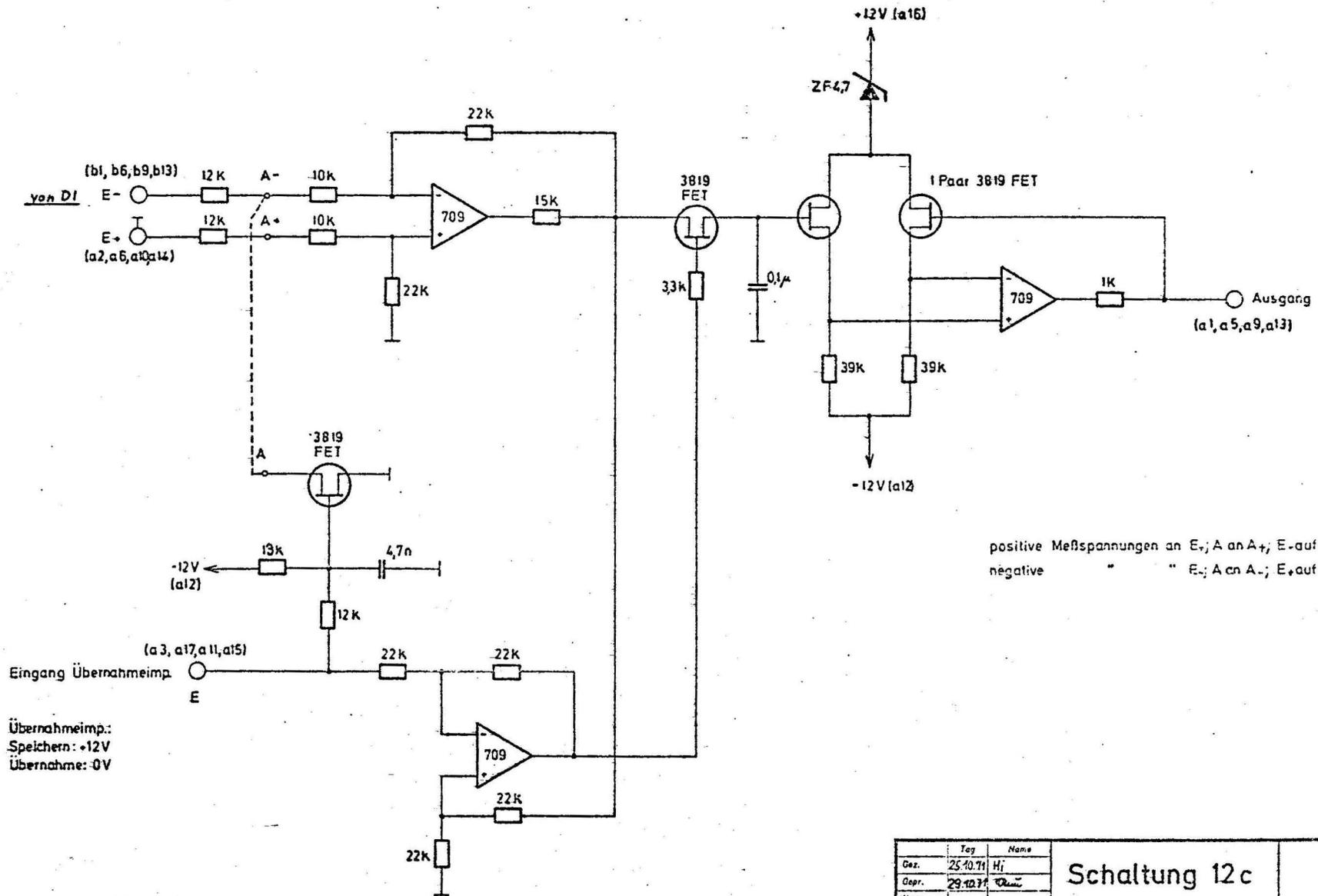
Schaltung 12 b

IN

Moßlab
Moße ohne Toleranzang. nach:

Meßwertintegratoren
und Speicherübernahmeimpuls

Heinrich Heine-Institut
Berlin-Charlottenburg
Abteilung Hochfrequenztechnik



positive Meßspannungen an E; A an A+; E-auf I
negative " " E; A an A-; E-auf I

Schaltung 4x auf einer Europakarte

	Tag	Name	Schaltung 12c	SP
Gez.	25.10.71	Hj		
Gepr.	29.10.71	Q...		
Norm.				
Meßstab	Meßwertspeicher			Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztechnik
Maße ohne Toleranz- ang. nach:				

Zu b) Der Meßtaktgeber übernimmt die Vorgabe des Meßzyklus, dessen Ablauf 15 ms dauert. Diese 15 ms sind in drei Zeitabschnitte gegliedert, die sehr genau eingehalten werden. Dazu wurde ein steuerbarer Integrator aufgebaut, dessen zeitbestimmender Kondensator ($40,5 \text{ nF}$) ein Glimmerkondensator hoher Konstanz ist. An seinem Ausgang liegen drei Komparatoren T1...T3, deren Eingang geschützt und deren Schwellen so eingestellt wurden, daß sie bei hochlaufendem Integrator nacheinander nach 10 ms, 12 ms bzw. 15 ms kippen. Nach Ablauf von 15 ms stößt der Komparator T3 einen Monovibrator an, der einen Löschimpuls erzeugt. Dieser löscht gleichzeitig alle Meßwertintegratoren, eine sogenannte Prüfspannung, von der noch gesprochen wird und den Zeittaktintegrator. Dadurch kippen die Komparatoren T1...T3 in ihre Ausgangslage, und ein neuer Zyklus beginnt. Dieser Vorgang dauert solange an, bis der Komparator K1 über die nachgeschalteten Transistorstufen den Zeittaktintegrator an beliebiger Stelle verriegelt.

Zu c) Diese Logik besteht aus vier UND-NICHT/ODER-NICHT Doppeltgattern L1-L4 mit zwei Eingängen ($\mu\text{L 914}$, Fairchild), dem Komparator K2 mit Ansteuerung ($U_{\text{Prüf}}$), dem Übernahmeimpuls-Verstärker und drei Steuertransistoren, die eine Torschaltung für die Meßwertintegration darstellen. Die Vorgänge während einer Messung werden von dieser Logik bestimmt. Sie wird von dem Komparator K1 über einen Transistor BC 183, vom Komparator K2 und den Komparatoren T1...T3 angesteuert.

Zu d) Die Meß- und Speicherkanäle sind in vierfacher Ausfertigung, entsprechend vier verschiedenen, unabhängigen Meßwerten vorhanden und werden parallel angesteuert. Sie sind untereinander identisch, so daß nur von einem Kanal gesprochen zu werden braucht. Der Meßwert steht jeweils vor einem Tor (siehe Blockschaltbild IKS), das durch zwei Feldeffekt-Transistoren gebildet wird. Hinter diesem Tor liegt ein Meßwertintegrator (Zeitkonstante 10 ms) mit löschbarem Integrationskondensator. Daran schließt sich der Meßwertspeicher an. Dieser besteht aus einer hochohmigen Torschaltung, die aus zwei Operationsverstärkern und einem Feldeffekt-Transistor gebildet wird. Der Verstärker

mit Doppelleingang gestattet, sich an das Vorzeichen des Meßwertes anzupassen, wobei der Eingangswiderstand aufgeteilt wurde. Dadurch ist es möglich, den Meßwert vom Eingang des Verstärkers fernzuhalten (siehe Schaltbild 12c) d.h. den Tor-FET vor unzulässig hohen Spannungen zu schützen und definierte Sperrzustände zu garantieren. Der zweite Op-Verstärker steuert den Tor-FET. Um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen, wurde dem Ausgangsverstärker ein Feldeffekt-Pärchen (2x2N3819) vorgeschaltet. Dadurch wird sichergestellt, daß in erster Linie der Verlustwinkel des verwendeten Speicherkondensators die Güte des Speichers bestimmt. Der Ausgang wurde mit 1 K gegen eventuelle Kurzschlüsse am Ausgang innerhalb des Gegenkopplungszweiges geschützt, d.h. der Ausgang ist niederohmig.

Nachdem die einzelnen Baugruppen der IKS vorgestellt sind, soll nun näher auf die Funktion der Gesamtschaltung eingegangen werden. Um ein schnelles Verständnis herbeizuführen, sei zunächst eine vereinfachte Darstellung der IKS gezeigt und erläutert. Dem elektronisch Interessierten wird anschließend das elektronische Schaltbild im Detail erklärt.

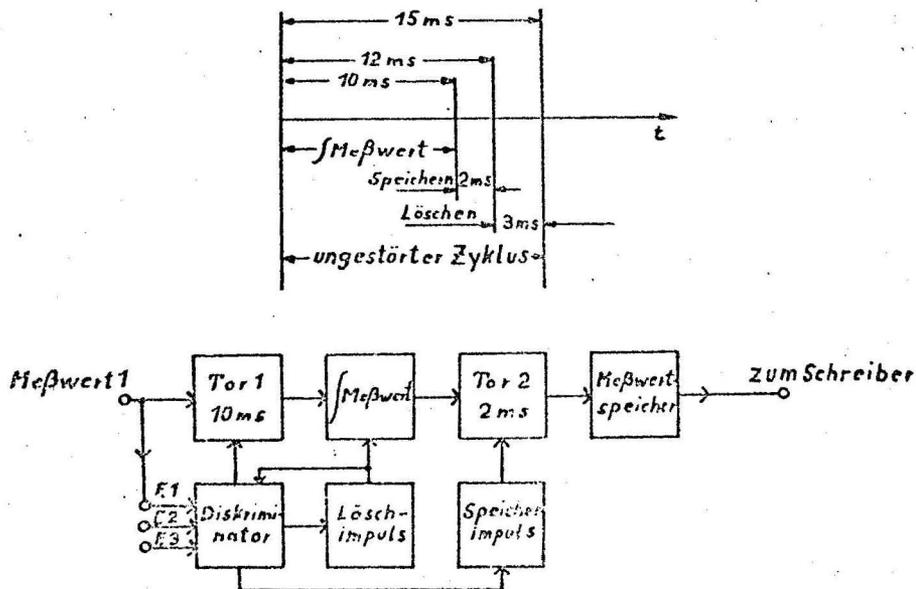


Bild 9: Vereinfachte Darstellung der IKS

Die IKS stellt an das empfangene Signal aus bereits erwähnten Gründen fortwährend folgende Fragen:

- 1) Ist eine Mindestamplitude vorhanden ?
- 2) Ist der zu bewertende Meßwert hinreichend glatt ?
- 3) Ist der Träger umgetastet oder nicht ?

Um diese drei Fragen beantworten zu können, hat die Schaltung drei Eingänge E1...E3 (siehe Bild 9). Zunächst ist der Inhalt der Frage 2 zu erläutern: Die Diskriminatorstufe erklärt einen Meßwert dann als "hinreichend glatt", wenn er sich um höchstens $\pm 150 \text{ mV}/10 \text{ ms}$ geändert hat. Dieser Wert hat sich in der Praxis als für eine ruhige Schreiberregistrierung geeignet erwiesen, kann am Diskriminator jedoch beliebig anders eingestellt werden.

Wenn nun alle drei genannten Fragen gleichzeitig positiv beantwortet werden, wird ein Meßzyklus eingeleitet, der im ungestörten Fall, d.h. wenn inzwischen keine der drei Fragen verneint wird, aus dem erzwungenen Ablauf von drei Funktionen besteht:

- 1) Meßwertintegration zum Mitteln kleinerer Schwankungen des Meßwertes über eine Zeit von 10 ms. Zu diesem Zweck legt Tor 1 (in allen vier Kanälen gleichzeitig) den anstehenden Meßwert an den Eingang eines Integrators.
- 2) Erzeugung eines Speicherimpulses von 2 ms Dauer, um den Inhalt des Integrators in den Meßwertspeicher zu übertragen. Das Tor 1 wird hierzu nach 10 ms geschlossen, gleichzeitig das Tor 2 für eine Dauer von 2 ms geöffnet.
- 3) Erzeugung eines Löschimpulses von 3 ms Dauer, um die Schaltung in ihren Ausgangszustand zu versetzen. Nach Schließung von Tor 2 wird der Meßwertintegrator und die Zeittaktgeber-Schaltung gelöscht.

Im gestörten Fall, d.h., wenn zu beliebigem Zeitpunkt eine der drei Fragen vom Diskriminator verneint wird, wird augenblicklich die Integration über alle vier Meßwerte unterbrochen, das Zustandekommen eines Speicher-Übernahmeimpulses verhindert und ein

Löschimpuls erzeugt. Das Ergebnis dieses Verfahrens ist, daß der Meßwertspeicher solange alle 15 ms eine Information vom Verhalten des Meßwertes erhält, wie innerhalb der Meßwertintegration ein Sendersignal empfangen wird und keine, z.B. durch Atmospherics verursachte Störungen das Meßergebnis verfälscht haben .

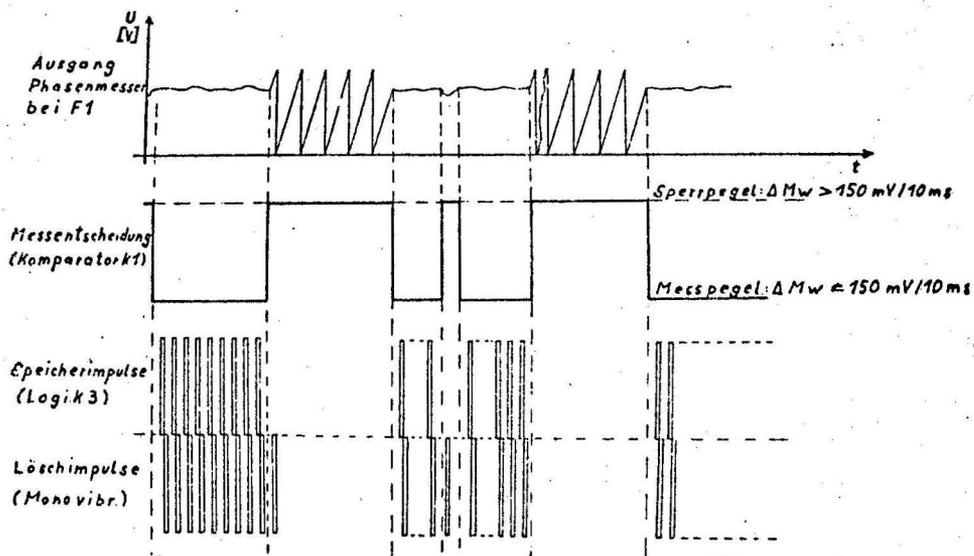


Bild 10: Vereinfachte Darstellung der Fkt. der IKS

Auf dieser Darstellung erkennt man schematisch die Arbeitsweise der Schaltung. Man sieht die Ausgangsspannung eines Phasenmessers bei Frequenzumtastung, darunter die zugehörigen Entscheidungspegel des Komparators K1 und die erzeugte Serie von Speicher- und Löschimpulsen. Immer dann, wenn der Komparator K1 auf Sperrpegel springt, wird im jeweiligen Meßzyklus der Speicherimpuls unterdrückt, und der Löschimpuls erscheint allein.

Diese Funktion stellt einen günstigen Einstieg in das elektronische Schaltbild dar: Der Anlaß für den Komparator K1, auf

Sperrpegel zu springen, war eine Änderung der Eingangsspannungen an E_1 und/oder $E_2 \geq |150 \text{ mV}/10 \text{ ms}|$ oder die Unterschreitung der Zusatzbedingung Mindestamplitude an E_3 . Im vorliegenden Fall ist E_3 an den Ausgang eines Logarithmierverstärkers angeschlossen (siehe Blockschaltbild). Dieser nimmt bei fehlendem Sendersignal stark negative Werte an und zwingt über die eingebaute Diode den Komparator K1 auf Sperrpegel. Die Eingangsspannungen an E_1 , E_2 werden differenziert und gleichgerichtet. Die Verstärkung des nachfolgenden Summierverstärkers ist so eingestellt, daß eine Änderung $\geq |150 \text{ mV}/10 \text{ ms}|$ an einem der beiden Eingänge E_1, E_2 ausreicht, um K1 auf Sperrpegel zu kippen.

Nehmen wir an, daß der Komparator K1 nach 6 ms, also während der Meßwertintegration auf Sperrpegel sprang und dort zunächst verharrte. Dadurch wurde folgendes erreicht:

- 1) Über die Torschaltung (Transistoren 1-6) wurde die Integration für die Taktgabe unterbrochen.
- 2) Durch Transistor 1, über das Gatter L1 und die Transistoren $\bar{0}$, $\bar{1}$, $\bar{2}$ wurde die Meßwertintegration unterbrochen.
- 3) Über die Diode am Ausgang von K1 und den Widerstand 1,5 k wird der Memo-Kondensator von 68 nF geladen ($U_{\text{prüf}}$), der Komparator K2 gekippt und über die Gatter L2, L3 der Speicherübernahmeimpuls verriegelt. Beim Verriegeln geht K2 auf negatives Potential. Am Eingang E_3 von Gatter L2 wirkt sich dieses Potential als logische 0 aus, d.h. der Ausgang A6 von Gatter 2 geht nach L und erzwingt am Ausgang A6 von Gatter 3 ein L unabhängig von der Stellung des Gatters 4. Wie im Schaltbild Meßwertspeicher ersichtlich (Schaltung 12c) wird der Speicher durch ca. + 12V an den Tastimpulseingängen (a_3, a_7, a_{11}, a_{15}) gesperrt. Um diesen Pegel zu erreichen, wurde dem Gatter L3 ein Verstärker ($V = 2,75\text{-fach}$) nachgeschaltet und das erzwungene logische L an A6 von Gatter 3 auf Sperrpegel gebracht.

Die Schwelle von K2 ist sehr tief eingestellt, damit auch sehr kurzzeitige Störungen, die an K1 nur einen nadelartigen Impuls hervorrufen, ein sicheres Kippen von K2 bewirken und einen Speicher-Übernahmeimpuls verhindern.

Kurz zusammengefaßt bewirkte das Umspringen des Komparators K1 ein Anhalten der Schaltung in Warteposition. Alle denkbaren Momente des Anhaltens innerhalb eines Meßzyklus führen zur Erhaltung des letzten für gut befundenen Meßwertes im Speicher mit einer Ausnahme: Der Übernahmeimpuls ist bei ungestörtem Meßzyklus 2 ms lang. Wenn der Komparator T2 über Gatter 4 und Gatter 3 gerade den Anfang des Übernahmeimpulses festgelegt hat und K2 kurze Zeit danach das Ende bestimmt, kann theoretisch die Impulsdauer zu stark beschnitten werden. Um diesem Umstand zu begegnen, ist die Übernahmeimpulsdauer groß gegen die Zeitkonstante (ca. 20 μ sec) des Meßwertspeichers. Aus dem gleichen Grunde wurde auf die Möglichkeit verzichtet, mit Hilfe des Löschmonos, welches die Aufgabe hat, die Schaltung am Ende eines jeden Meßzyklus in den Ausgangszustand zu versetzen, automatisch den Meßzyklus zu verkürzen und somit die Häufigkeit der Meßwertabfrage zu erhöhen. Dies wirkte sich in der Praxis sehr nachteilig aus, weil durch diese Maßnahme nicht nur die Speicherimpulsdauer beschnitten, sondern gleichzeitig das Integral über den Meßwert gelöscht wurde, woraus sich eine verhältnismäßig große Unruhe der Meßwerte ergab.

Abgesehen von der eben beschriebenen Ausnahme ist es gleichgültig, in welchem Moment die Aussuchschaltung auf Warteposition geht und wie lange dieser Zustand anhält. Erst nach Freigabe durch K1 wird die Meß-Taktstufe eingeschaltet und durch Kippen von Komparator T₃ vom Löschmono ein Impuls erzeugt, der die Schaltung für einen neuen Meßzyklus bereit macht, insbesondere wird durch Löschen des Memo-Kondensators die Übernahmeimpulssperrung aufgehoben. Nimmt man an, daß danach erst der n-te Meßzyklus gestört wird und K1 auf Sperrpegel springt, so werden n-1 Übernahmeimpulse und n Löschimpulse erzeugt. Der n-te Löschimpuls tritt um die Wartezeit + Taktrestzeit, vom Sperrmoment

bis zur Erreichung der dreizehnten Millisekunde innerhalb eines Meßzyklus an gerechnet, verzögert auf. Springt K1 beim n-ten Meßzyklus innerhalb der 13. - 15. ms auf Sperrpegel, wird noch ein Löschimpuls erzeugt und ein neuer Meßzyklus insofern eingeleitet, daß eine andauernde Meßwertintegration stattfindet, da die Integrationsstufe für die Taktgabe nicht mehr hochläuft und dadurch der Komparator T1 über das Gatter L1 die Integration nach 10 ms nicht mehr beenden kann. Der Meßwertintegrator nimmt deshalb im n+1 Zyklus falsche Werte an. Diese können jedoch ebenfalls nicht in den Speicher übernommen werden, da der Memokondensator unmittelbar nach dem Löschimpuls des n-ten Zyklus wieder Werte annimmt, und der zum n+1 Zyklus gehörende Übernahmeimpuls auf bekannte Weise unterdrückt wird.

Es bleibt also nur noch der einfache Fall übrig, bei dem eine Serie von Meßzyklen ohne Störung abläuft. Der n+1 Zyklus sei gerade vorbei, d.h. K1 liegt auf Meßpegel und die Schaltung ist meßbereit. Der Ablauf geschieht dann wie folgt:

Unmittelbar nach beendeter Löschung wird mit der Meßwertintegration begonnen und der Integrator T läuft hoch. Nach 10 ms ist die Schwelle von T_1 erreicht, T_1 kippt, schließt über Gatter L1, E5 und die Torschaltung die Meßwertintegration ab und erzeugt gleichzeitig über Gatter L2, E1 und Gatter L3 einen Übernahmeimpuls. Nach 12 ms ist die Schwelle von T_3 erreicht, T_3 kippt und stößt einen monostabilen Multivibrator an. Der so ausgelöste Impuls löscht simultan das Meßwertintegral den Meßtaktgeber und den Memokondensator. Dieser hatte, da der Meßzyklus ungestört war, keine Ladung gespeichert.

Auf diese Weise wird die Schaltung in den Ausgangszustand versetzt und es folgen nach gleichem Muster m weitere Meßzyklen.

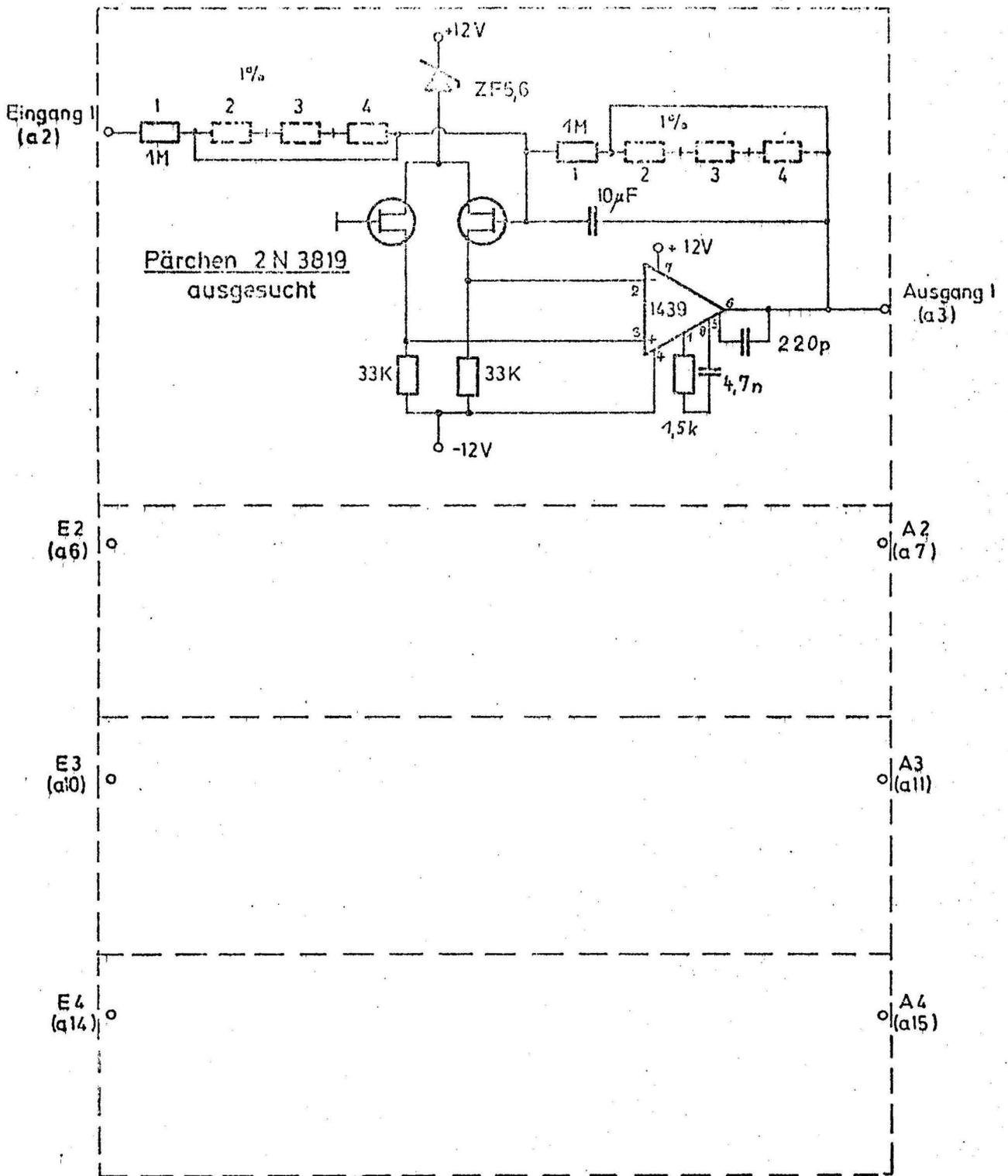
Der entscheidende Vorteil dieser Schaltung liegt in der Tatsache, daß nicht der letzte Augenblickswert des Meßwertes, sondern das Integral über die Meßzeit zur Anzeige gelangt und nur die Meßwerte verwendet werden, die als hinreichend ungestört erkannt wurden.

6. Meßwertglättung

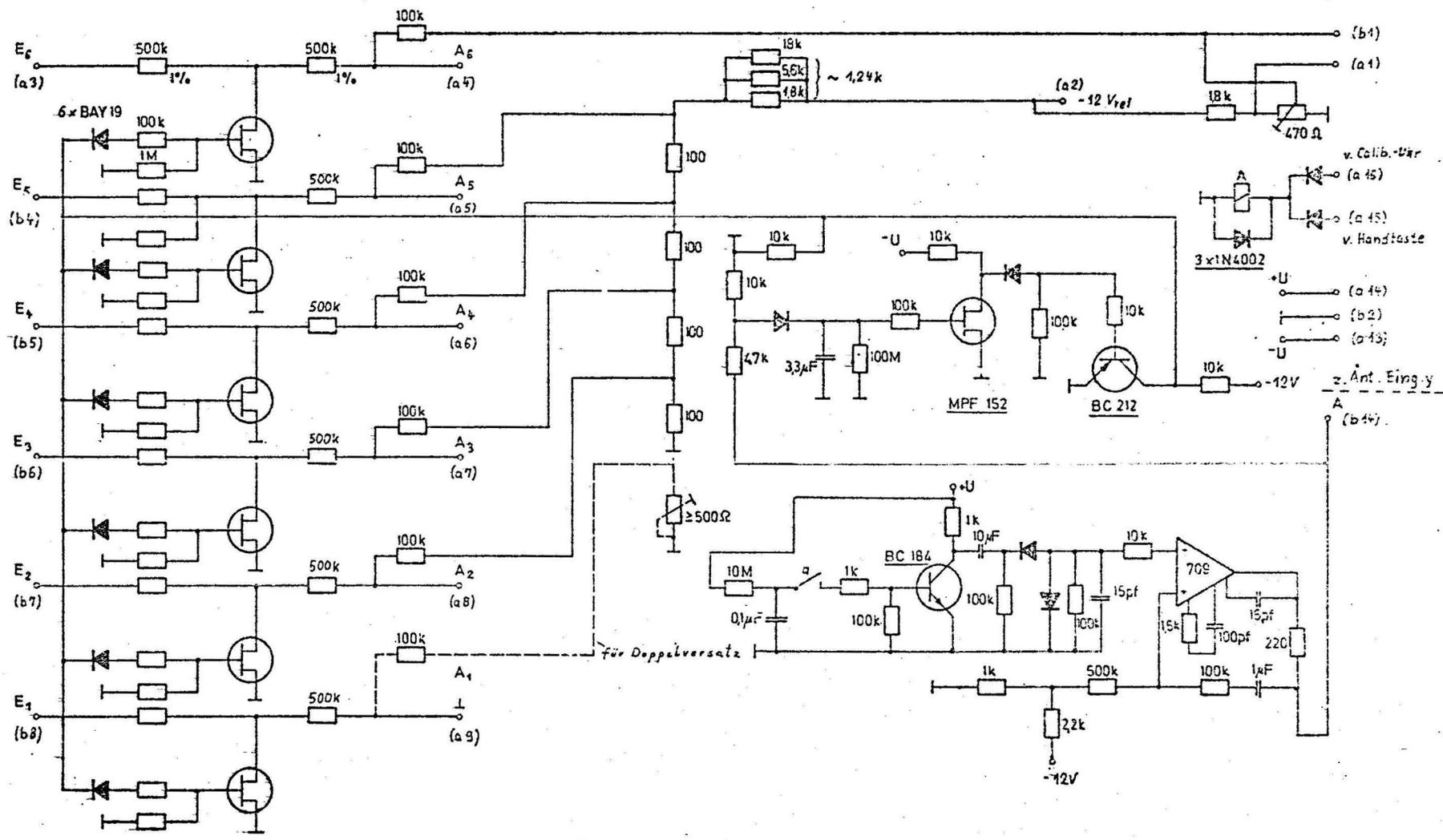
Im Abschnitt 9 wird von der geplanten Datenverarbeitung gesprochen. Um eine stichprobenartige digitale Abfrage an die Registrieranlage anschließen zu können, werden alle Meßwerte mit Ausnahme von H (dB) und E(dB) über eine Integrationsstufe mit einstellbarer Zeitkonstante, hier $\tau = 10 \text{ sec.}$, geführt. Diese Schaltung sorgt gleichzeitig für die erforderliche Vorzeichenumkehr, so daß alle Meßwerte zwischen 0 und -7,2 V Vollausschlag an den Punkten D2-D7 liegen (Schaltung 13).

7. Spurenversatzkarte

Am Ende dieses Berichtes werden einige Monatsübersichten gezeigt, die sozusagen halbautomatisch hergestellt werden. Alle Meßwerte werden gleichzeitig zweimal registriert, einmal mit großer Auflösung (86 mm Schriebbweite, 20 mm Vorschub/Stunde), zum anderen auf einem 12-Kanal-Kompensationschreiber mit einer Schriebbweite von 250 mm und einem Vorschub von 20 mm/Stunde. Die Schriebbweite ist in 10 gleiche Teile eingeteilt, so daß 10 gleiche Spuren zur Verfügung stehen, nämlich 5 Spuren für 16- und 5 für 60 kHz. Durch Übereinanderschreiben zweier nicht zu Zusammenstellungen verwendeten Spuren auf 16- und 60 kHz reichen diese 10 Spuren für 12 Meßwerte aus. Die Stationen PTB Braunschweig und Radiosternwarte Stockert (Bonn) schreiben auf einem 6 Farben-Punktschreiber auf 5 Spuren die Meßwerte E(dB) und H(dB) zweifarbig übereinander, um Abweichungen der beiden Größen voneinander augenfällig zu machen. Dies wird möglich durch eine Spurenversatzkarte (Schaltung 14). Hier wird pro Spur gerade soviel Strom zum Meßwert addiert, daß der Nullpunkt genau am Anfang einer der 10 Spuren liegt. Die sechste Spur (E_6, A_6 , Schaltung 14) läßt sich beliebig auf eine der 5 bereits belegten Spuren einstellen. Jeden Monat wird die so entstandene Gesamtregistrierung spurenweise in Tagesstreifen aufgeschnitten, auf eine Selbstklebefolie geklebt und mit einer zeichnerisch



	Tag	Name	Schaltung 13	MG
Gez.	25.10.71	Hi		
Gepr.	29.10.71	Olum		
Norm.				
Maßstab	Meßwertglättung			Heinrich-Hertz-Institu Berlin-Charlottenburg Abteilung Hochfrequenztech
Maße ohne Toleranzang. nach:				



6x 2N3819

Tag	Name	Schaltung 14	SV(SA)
Gez.	21.10.71 Hi		
Gepr.	29.10.71		
Norm.			
Moßstab		Spurenversatzkarte	Heinrich-Hertz-Institut Berlin-Charlottenburg Abt. Hochfrequenztech.
Maße ohne Toleranz- ang. nach:			

hergestellten Klarsichtfolie abgedeckt. Diese enthält alle notwendigen Angaben, insbesondere den Cosinus des Sonnenstandswinkels. Auf photographischem Wege wird diese Vorlage auf DIN 4 -Format verkleinert und gedruckt.

8. Calibrierung der Anlage

Auf der Frontplatte des 60 kHz-Netzteiltes befindet sich eine selbstanlaufende Synchronuhr, auf der eventuelle Netzausfallzeiten direkt abgelesen werden können. Diese Uhr schließt alle 24 Std. einen Kontakt, der auf der Spurenversatzkarte über ein Relaiskontakt ein Mono anstößt. Der erzeugte Impuls steuert zwei Zeitverzögerungsstufen an; eine Stufe befindet sich auf der Spurenversatzkarte, die zweite am y-Antenneneingang des 16 kHz-Empfängers. Die Verzögerungszeiten dieser Schaltungen liegen bei ca. 6- und 12 Minuten. Die sechs Minuten werden benötigt, um die Nullpunkte der Spurenversetzung anzuzeigen, d.h. die Versatzeinströmung ist durch Abtrennung der Meßwerte allein wirksam und erzeugt auf dem Schrieb Nullpunktmarkierungen von ca. 2 mm Länge. Durch den Monoimpuls wurde jedoch gleichzeitig der im Minimum stehende Rahmen y durch den Relaiskontakt a für 12 Minuten kurzgeschlossen. Demzufolge ist nach Aufhebung der Spurennullpunkt-Kontrolle dieser Antennenkurzschluß noch 6 Minuten wirksam. Gemäß den Abschnitten 4., 4.1, 4.2 muß der die Einfallsrichtung anzeigende Meßwert γ (grad) als auch die den Polarisationsparameter anzeigende Spannung HPR (dB) auf mittlerem Ausschlag, d.h. auf -3,6 V stehen. Dies ist jedoch nur dann möglich, wenn die Phasenbedingung von 90° der Kanäle xy_1 und xy_2 eingehalten wird und beide Kanäle gleiche Verstärkung haben. Die Empfindlichkeit des Kanals Z wurde den Kanälen xy_1 und xy_2 angeglichen, und die Phasendifferenz zwischen $\bar{\Phi}_E$ (grad) und $\bar{\Phi}_H$ (grad) ist normalerweise 180° . Durch einen Vergleich der Meßwerte E(dB) und H(dB), sowie der Meßwerte $\bar{\Phi}_E$ (grad) und $\bar{\Phi}_H$ (grad) ist eine Kontrolle auch dieses Kanals gegeben. Unabhängig von der Synchronuhr kann durch einen Tastendruck an den Schreibereinschüben die Kontrollfunktion extern ausgelöst werden.

9. Datenverarbeitung

Wie schon erwähnt, sind alle Meßwerte auf achtpolige Amphenol-Buchsen geführt (Punkte D2-D9 des Blockschaltbildes), um hier eine digitale Abfrage der Meßwerte zu ermöglichen. Für diesen Zweck ist ein Gerät vorgesehen, mit dessen Hilfe die Daten in einen binär verschlüsselten Frequenzcode umgewandelt und mit Zeitmarken versehen werden können. Damit wird der Einsatz von teuren und störanfälligen Lochstreifenstationen am Meßort umgangen und diese durch billige, kommerzielle und für den Start-Stop-Betrieb besonders geeignete Tonbandgeräte (z.B. UHER 5000) ersetzt. Die Umsetzung der Messungen auf einen Datenträger erfolgt im Labor, wobei für die Messung eines Monats ca. 9 Stunden Umsetzungszeit erforderlich sind. Hierbei wird ein Streifenlocher im Dauerbetrieb, also rationeller und schonender als am Meßplatz, eingesetzt und kann für die Umsetzung der Messungen mehrerer Außenstationen ausgenutzt werden.

Die wie schon beschrieben hergestellten Monatsübersichten (siehe Beispiele) werden vom Heinrich-Hertz-Institut bis auf weiteres in einem Umdruck zusammengefaßt und vierteljährlich veröffentlicht. Sie befriedigen das Bedürfnis nach rascher Information, wenn auch keine allzu großen Anforderungen an die Ablesegenauigkeit gestellt werden können. Der Zusammenhang der Meßgrößen mit dem Cosinus des Sonnenstandswinkels wird deutlich sichtbar. Für numerische Angaben, die zur Weiterleitung an Datenzentren geeignet sind, sollen die, wie schon angegeben, hergestellten Datenträger zur Verfügung stehen. Bei den Beispielen auf den Vorseiten wird eine Registrierung mit wesentlich besserer Auflösung gezeigt. Hierbei fällt auf, daß bei 60 kHz die Phasenregistrierung fehlt. Die Ursache dafür ist, daß der Sender GBR auf UT_2 , der Sender MSF auf AT synchronisiert ist. Der feste Versatz von 3×10^{-8} zwischen UT_2 und AT ließ eine Phasenregistrierung wenig sinnvoll erscheinen, zumal GBR am 1.1.1972 auf die Atomzeit AT umschaltet. Ausgehend von der Voraussetzung, daß dann beide Sender von derselben Normalfrequenz synchronisiert werden, ist eine Differenzmessung zwischen den Phasen 16 und 60 vorgesehen, wodurch sich eine weitere interessante Registrierungsmöglichkeit ergibt.

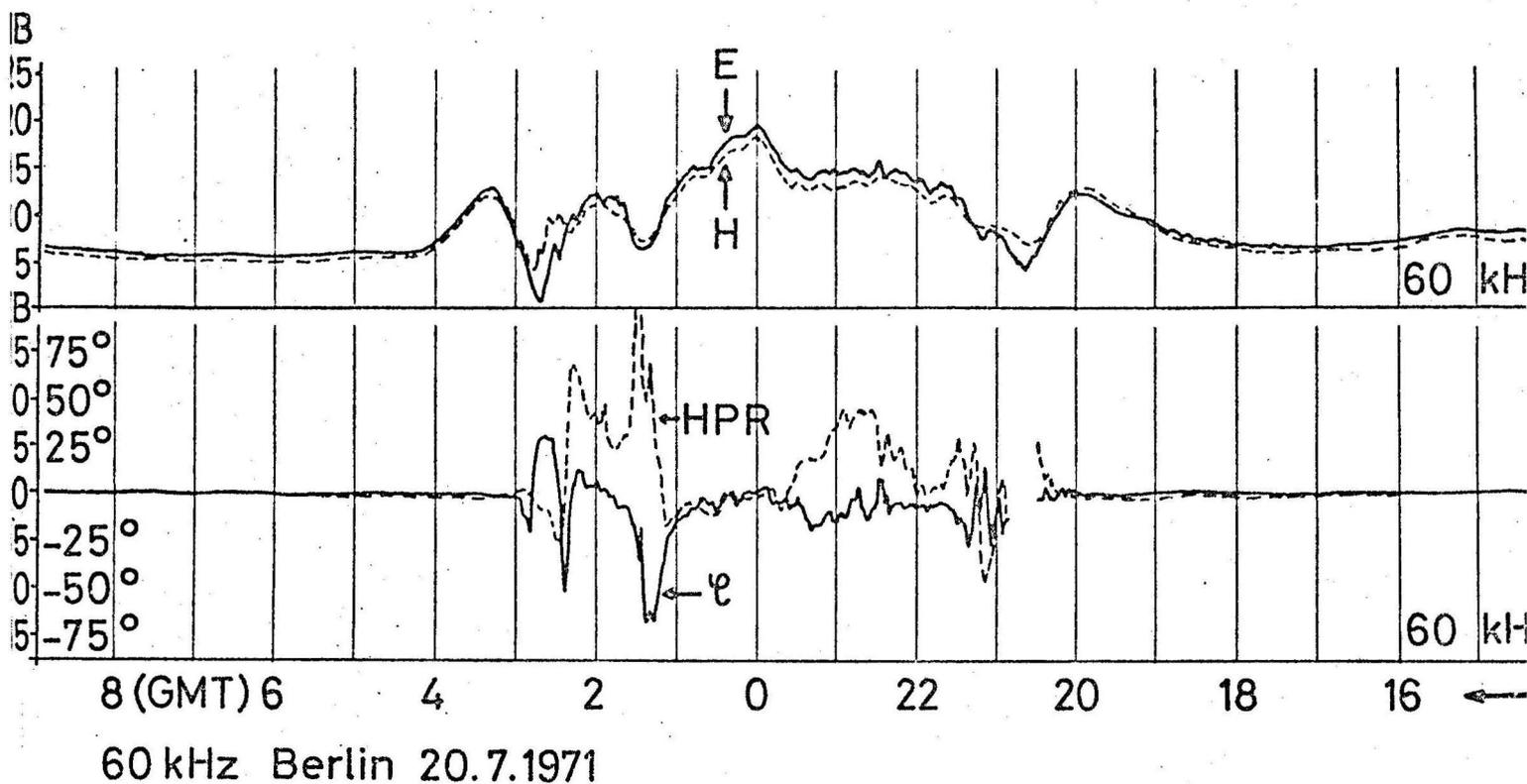
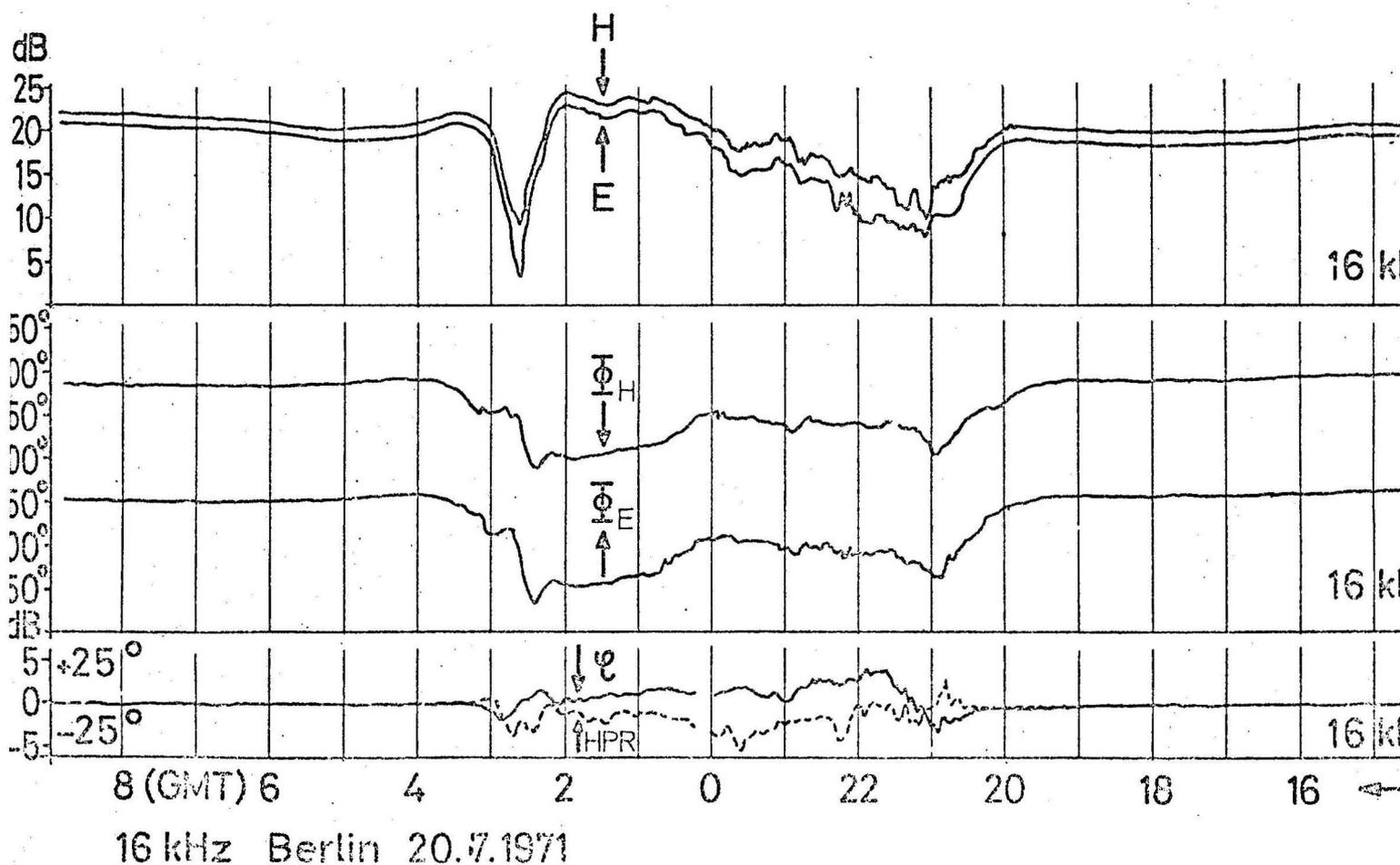
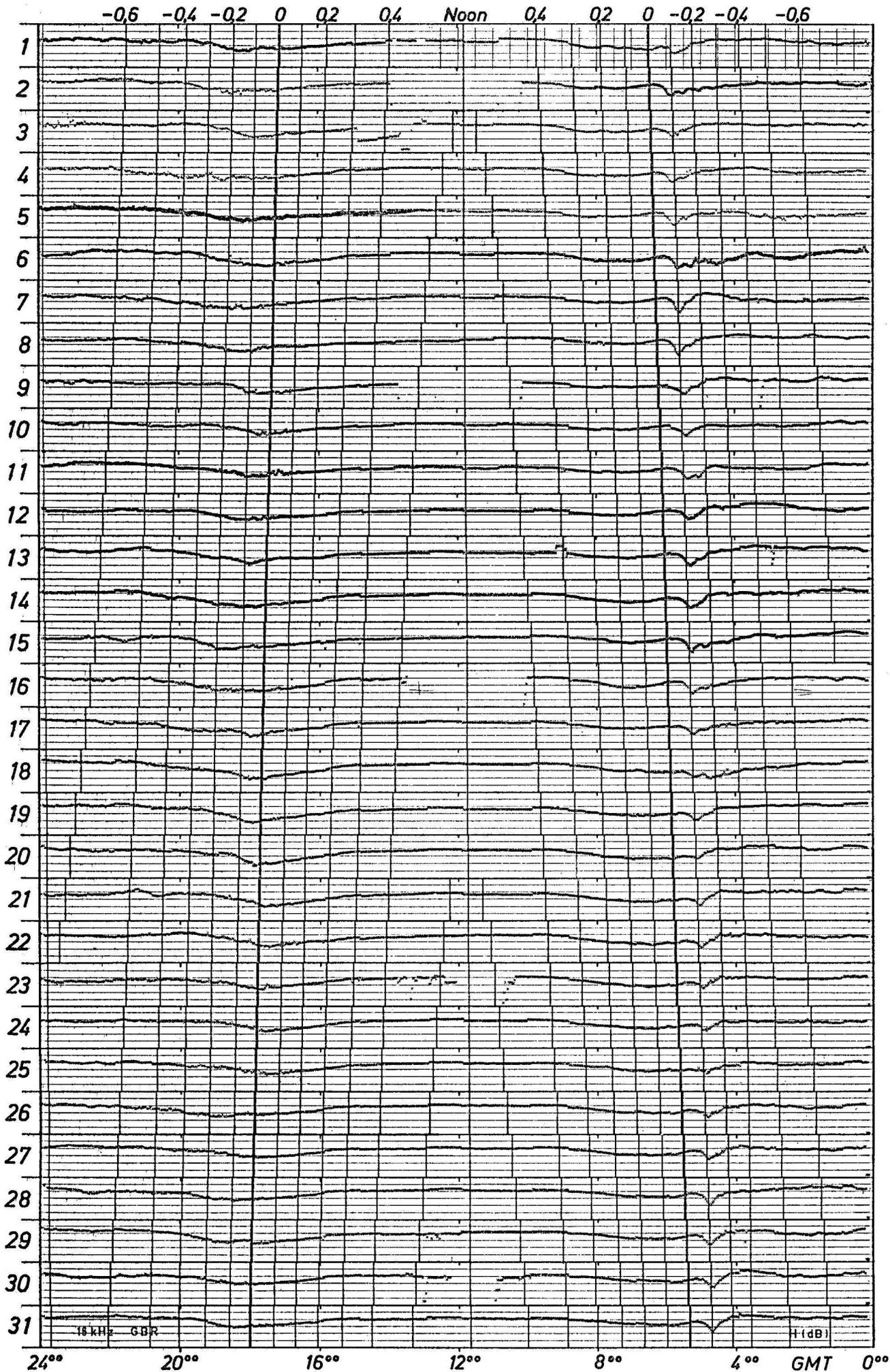


Bild 11,11a: Registrierbeispiele für 16- und 60 kHz



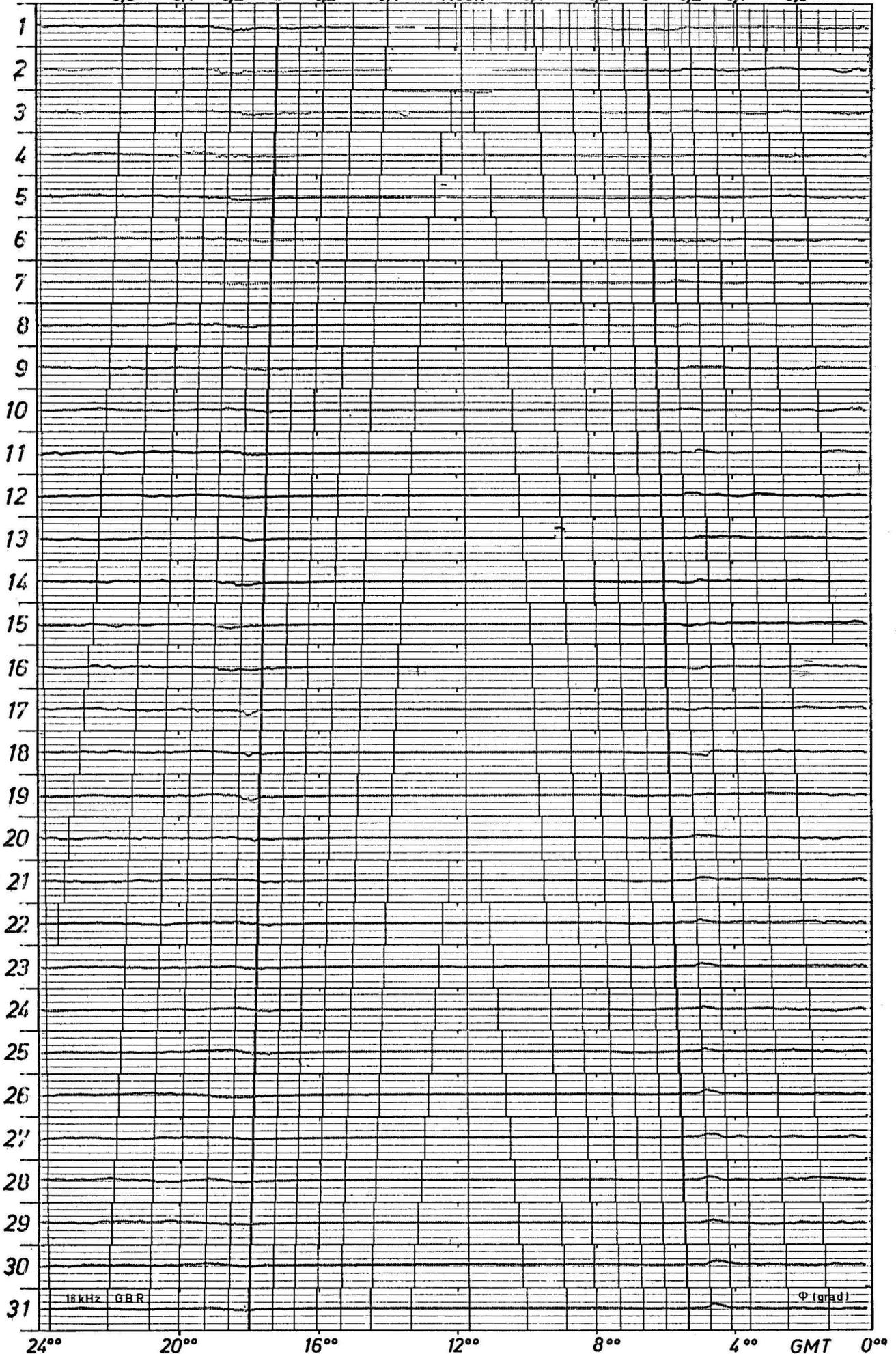
Die Monatsübersichten auf den folgenden Seiten zeigen den jeweils am 31. Tag bezeichneten Mittelwert auf der angegebenen Frequenz

Berlin-HHI MAR. 1971



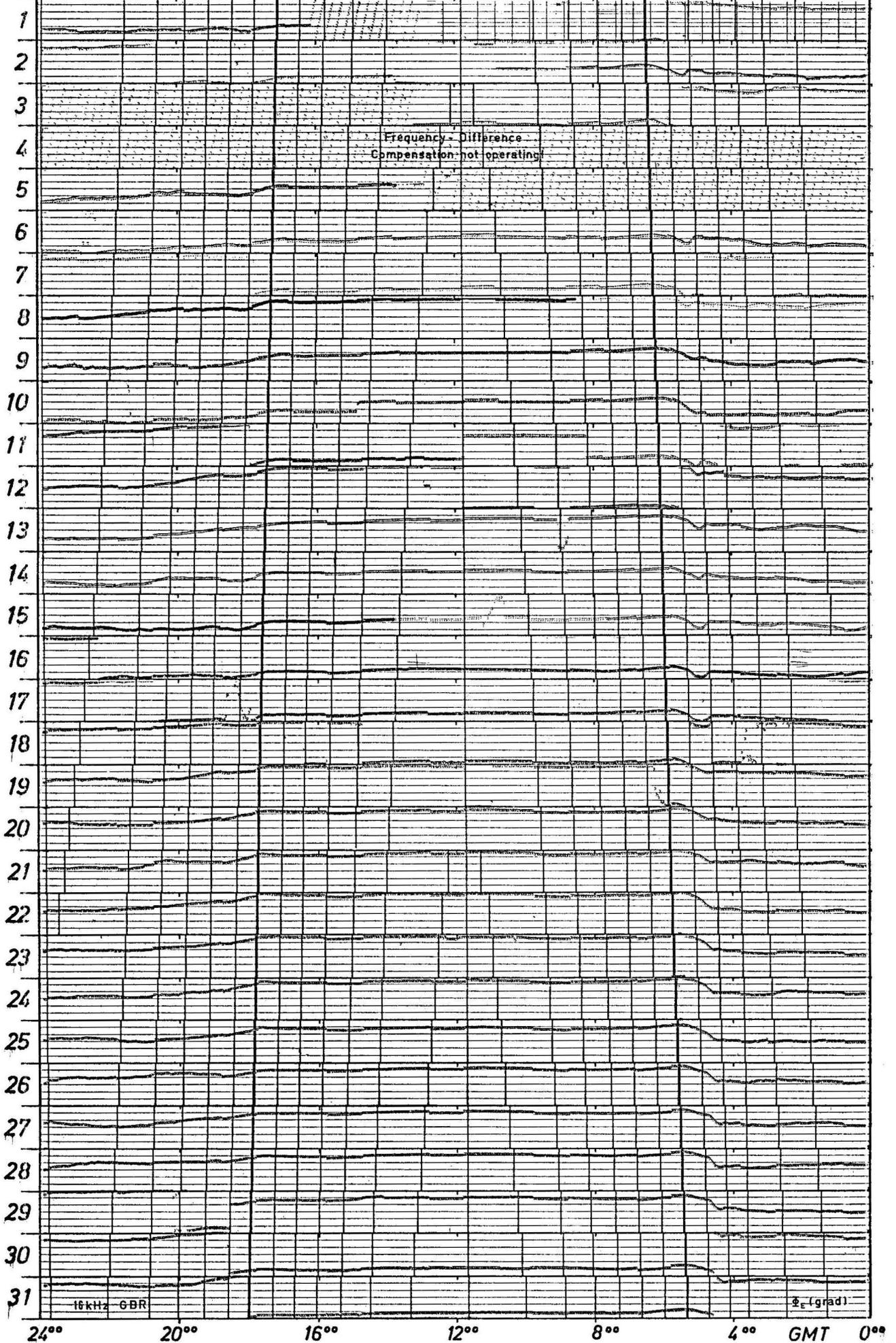
Berlin-HHI MAR. 1971

-0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 Noon 0.4 0.2 0 -0.2 -0.4 -0.6

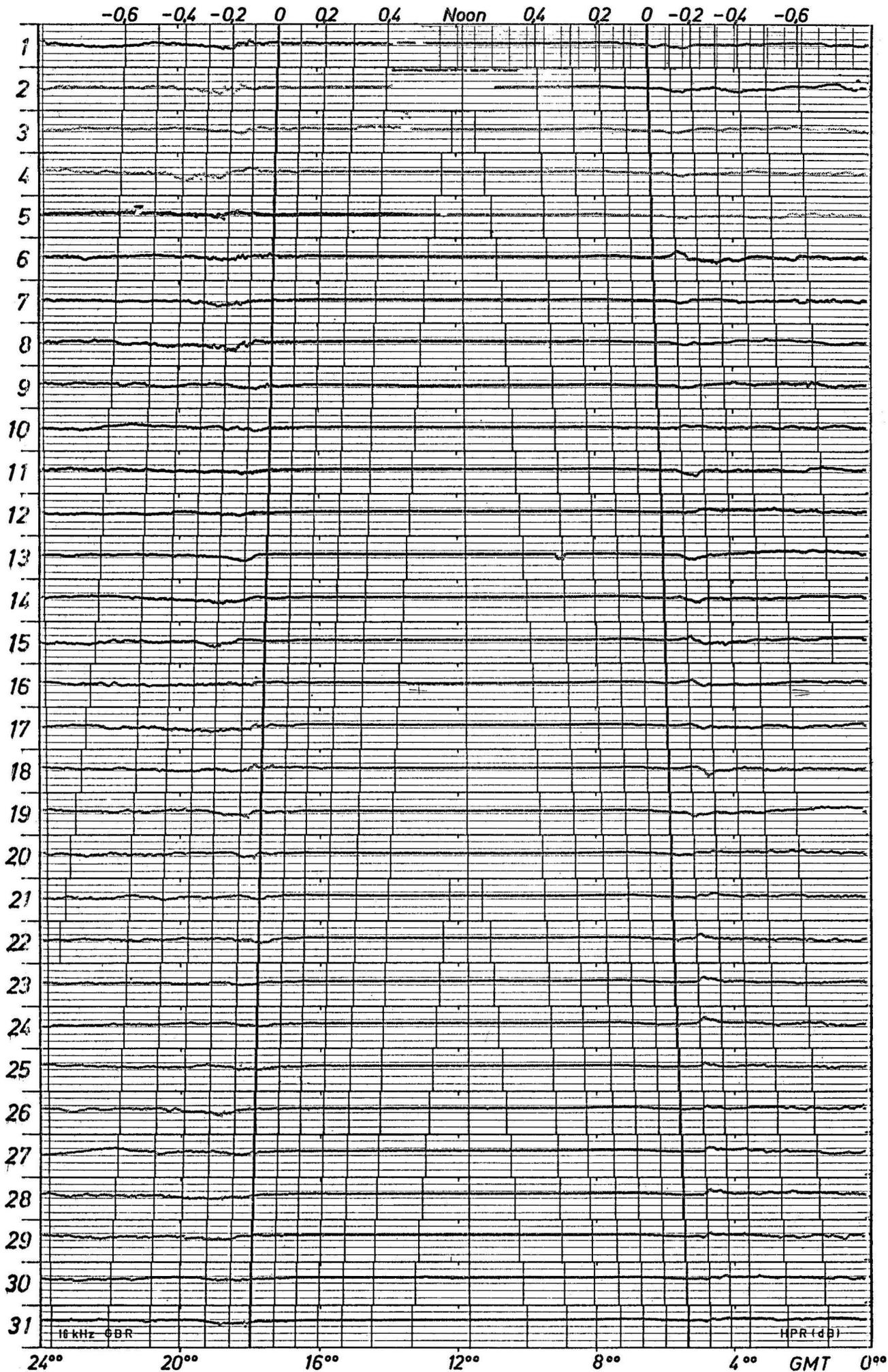


Berlin-HHI MAR. 1971

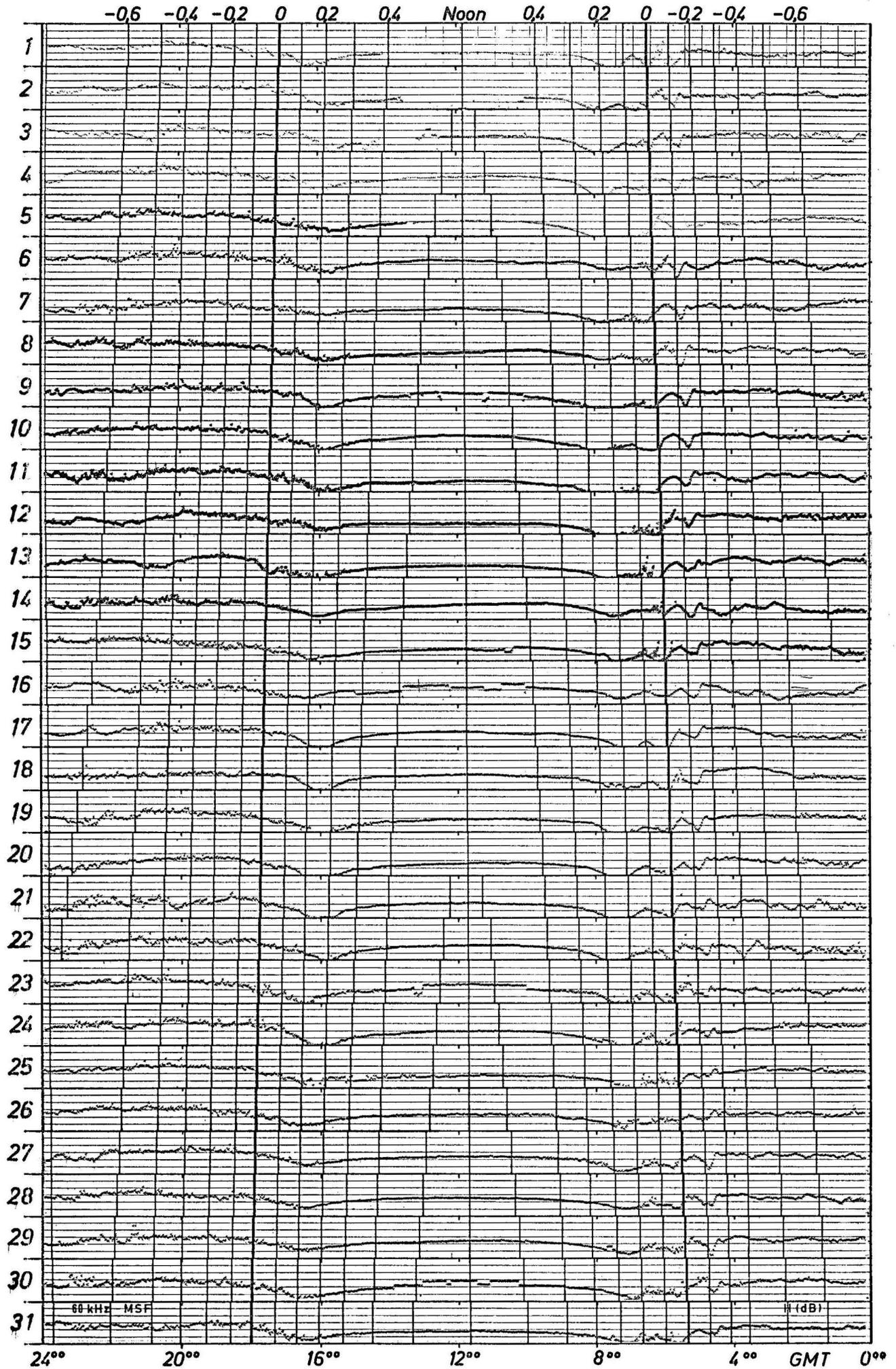
-0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 Noon 0.4 0.2 0 -0.2 -0.4 -0.6



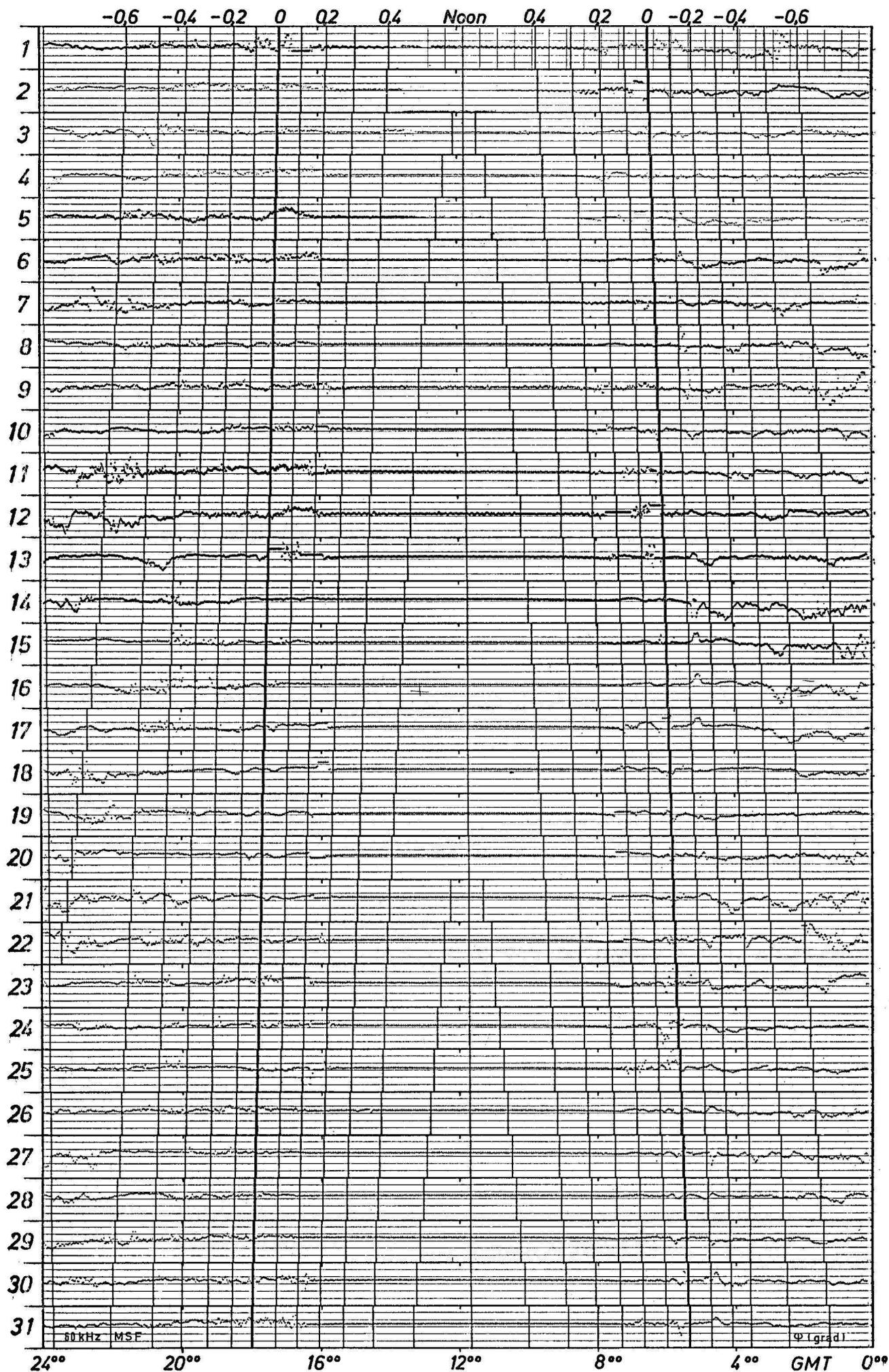
Berlin-HHI MAR. 1971



Berlin-HHI MAR. 1971



Berlin-HHI MAR. 1971



Berlin-HHI MAR. 1971

-0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 Noon 0.4 0.2 0 -0.2 -0.4 -0.6

