

M. Jungfer

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 35

Eine Registrierempfangsanlage für Längswellen

Oberpostrat a. D. Dipl.-Ing. F. EPPEN
Ing. G. HEYDT

1 9 6 0

Eine Registrierempfangsanlage für Längstwellen

Zusammenfassung

Eine beim Heinrich-Hertz-Institut entwickelte Empfangsanlage für Amplituden- und Phasenregistrierung von Längstwellen wird im einzelnen beschrieben. Zur Zeit wird mit der Anlage der englische Sender Rugby (GBR, 16 kHz) aufgenommen. Als Beispiele werden einige der erhaltenen Kurven und eine Reliefdarstellung des Feldstärkeverlaufs eines Jahres gezeigt.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Die Bearbeiter

gez. Eppen

gez. Heydt

(OPR a.D. Dipl.-Ing. Ferd.EPPEN)

(Ing. Günter HEYDT)

Der Abteilungsleiter

Der Institutsdirektor

gez. Gundlach

gez. Cremer

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

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

Berlin-Charlottenburg, den 18. Dezember 1959

Einführung

Im Ultrakurz-, Kurz-, Mittel- und Langwellengebiet sind in den letzten Jahren sehr viele Untersuchungen über die Wellenausbreitung durchgeführt. Das Längstwellengebiet (10 ... 30 kHz) ist dagegen, entsprechend der zur Zeit geringeren Zahl von Sendern auf diesen Wellen, etwas vernachlässigt worden. Von verschiedenen Seiten vorgenommene Versuche haben aber gezeigt, daß über längere Zeit durchgeführte Untersuchungen wissenschaftlich wichtige Ergebnisse zu Tage fördern, sodaß es zweckmäßig erschien, beim Heinrich-Hertz-Institut Ausbreitungsuntersuchungen auf Längstwellen durchzuführen.

Sender, deren Ausstrahlung für derartige Untersuchungen verwendet werden soll, müssen mindestens 600 km entfernt sein und möglichst Tag und Nacht arbeiten, und sie müssen, da infolge der finanziellen Verhältnisse des Heinrich-Hertz-Instituts die Untersuchungen nur im Dienstgebäude in der Jebensstraße durchgeführt werden können, mit verhältnismäßig hoher Feldstärke einfallen, da sie sonst von örtlichen Störungen überdeckt werden. Infolgedessen kommt für die Registrierung z.Z. nur der englische Sender Rugby (GBR, 16 kHz) in Frage. Einige andere Sender arbeiten immer nur gelegentlich, oder ihre Feldstärke ist, wie z.B. die des amerikanischen Senders NSS, im Stadtgebiet so gering, daß eine brauchbare Registrierung nicht möglich ist.

Infolge der geringen Zahl von Funkverbindungen auf Längstwellen sind nur wenige sehr teure Empfänger für dieses Wellenband auf dem Markt, und es wäre unwirtschaftlich, ein derartig hochwertiges Gerät über lange Zeit für den Empfang eines Senders festzulegen. Es wurden daher eigene Geräte entwickelt, die den Empfang des Senders nach Amplitude und Phase zu registrieren gestatten, deren Umstellung auf andere Frequenzen nötigenfalls in einiger Zeit erfolgen kann.

I. Beschreibung der Empfangsanlage

A. Unterbringung der Anlage

Die Empfangsantenne ist am äußeren Rande des Balkons angebracht; der in Höhe des fünften Obergeschosses hinter dem Hörsaal J 505 an der Nordwestseite des Gebäudes Jebensstraße 1 liegt. Die übrigen Teile der Empfangsanlage sind mit Ausnahme des Zweifach-Stromschreibers und des Zeitmarkengebers in einem unmittelbar an dem Balkon unter dem Dach des Hauses gelegenen Raum untergebracht. Da der Raum wegen seiner exponierten Lage sehr starken Temperaturschwankungen unterworfen ist, die sich nachteilig auf die Konstanz der Abstimmung und der Empfindlichkeit der Geräte auswirken, muß die Temperatur des Raumes stabilisiert werden. Als zweckmäßig hat sich eine Raumtemperatur von etwa 26°C erwiesen.

Als Temperaturfühler sind NTC Widerstände, d.h. Widerstände mit großem negativen Temperaturkoeffizienten, in einer Brückenschaltung verwendet. Der Brückenstrom steuert über Kathodenverstärker ein Telegraphenrelais und dieses über ein Zwischenrelais ein BBC-Relais SLA 30/220, das einen elektrischen Heizofen an- und abschaltet. Die von dem Heizofen erzeugte Wärme wird durch einen Ventilator im Raum verteilt. Die Ansprechgenauigkeit der Temperaturregelung liegt bei etwa $\pm 0,5^{\circ} \text{C}$. Im Hochsommer steigt die Raumtemperatur bei hohen Außentemperaturen und starker Sonnenbestrahlung des Daches um einige Grade an, was sich nicht nachteilig bemerkbar gemacht hat.

Der Zweifach-Stromschreiber und der Zeitmarkengeber sind zur bequemeren Überwachung in einem Laboratoriumsraum an der Südostseite des Gebäudes aufgestellt. Zwischen dem Empfängerraum und dem Laboratoriumsraum liegt ein vierpaariges Verbindungskabel.

Der Laboratoriumsraum ist mit dem Empfängerraum noch durch ein Hochfrequenzkabel verbunden, über das die 100 kHz-Normalfre-

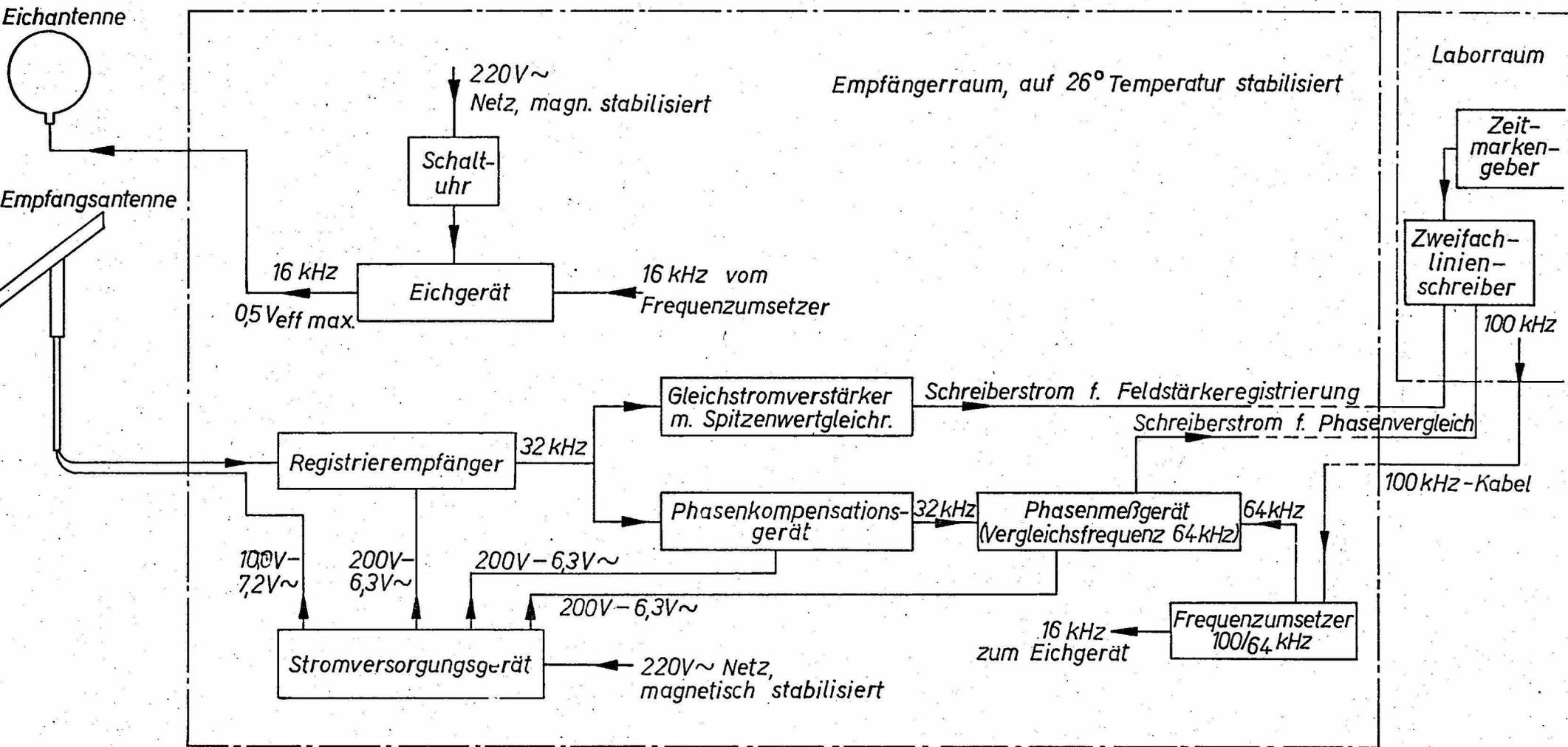


Bild 1. Blockschaltbild der 16-kHz-Empfangsanlage.

quenz unter Zwischenschaltung eines Trennverstärkers dem Frequenzumsetzer zugeführt wird.

B. Die Teile der Anlage

Die Empfangsanlage besteht aus folgenden Teilen:

1. Antennenanlage
2. Registrierempfänger
3. Gleichstromverstärker
4. Frequenzumsetzer
5. Phasenkompensationsgerät
6. Phasenmessgerät
7. Zweifachstromschreiber
8. Eichgerät
9. Stromversorgungsgerät
10. Zeitmarkengeber

Das prinzipielle Zusammenwirken der einzelnen Teile der Anlage ist aus Bild 1 zu ersehen.

1. Antennenanlage

Die Empfangsantenne besteht aus vier Ferritstäben, die in ein horizontal angeordnetes Hartgeweberohr eingebaut sind. Gegen Witterungseinflüsse ist das Rohr mehrfach lackiert und durch eine Kunststoffhülle geschützt. Getragen wird es durch ein gleiches, senkrecht angeordnetes Hartgeweberohr, das seinerseits auf einem etwa 2 m langen Eisenrohr befestigt ist, so daß das Antennenrohr etwa 2,5 m über dem Boden des Balkons liegt. In der Horizontalebene ist es drehbar und kann in jeder Lage festgestellt werden (Bild 2).

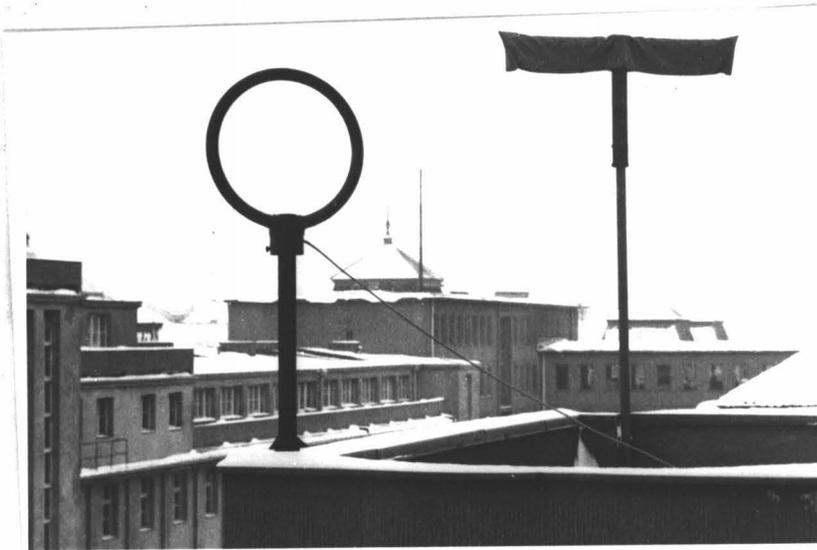


Bild 2 Empfangs- und Eichantenne

Die vier Ferritstäbe (Steatit-Magnesia Nr. 10205) tragen je eine Wicklung, die paarweise zu einer erdsymmetrischen Schaltung verbunden sind, um den wegen der kleinen Abmessungen ohnehin geringen Antenneneffekt zu kompensieren. Dieses Antennensystem ist an zwei symmetrische Kathodenverstärker angeschlossen, die in dem senkrechten Hartgeweberohr eingebaut sind und zwei getrennte, gleichwertige Ausgänge haben. Die Verstärker sind mit Röhren langer Lebensdauer bestückt (E 88 CC) und werden mit 100 Volt Anoden- und 6,3 Volt Heizspannung aus dem Stromversorgungsgerät im Empfängerraum versorgt, in den auch ihre beiden Ausgänge über zwei symmetrische abgeschirmte Kabel geführt sind (Bild 3).

Im Interesse universeller Verwendbarkeit der Antenne im Längstwellengebiet und um den Einfluß der Außentemperatur gering zu halten, wird die Antenne unabgestimmt betrieben, das heißt, die Resonanzfrequenz der Ferritstabwicklungen liegt oberhalb des Längstwellengebietes (etwa bei 80 kHz). Die effektive Höhe bei 16 kHz beträgt etwa 0,005 m. Nach den bisherigen Erfahrungen arbeitet die Antenne einwandfrei. Peilversuche bei 16 kHz ergaben scharfe Minima; eine Abhängigkeit ihrer Empfindlichkeit von der Außentemperatur oder von anderen Witterungseinflüssen wurde bisher nicht beobachtet.

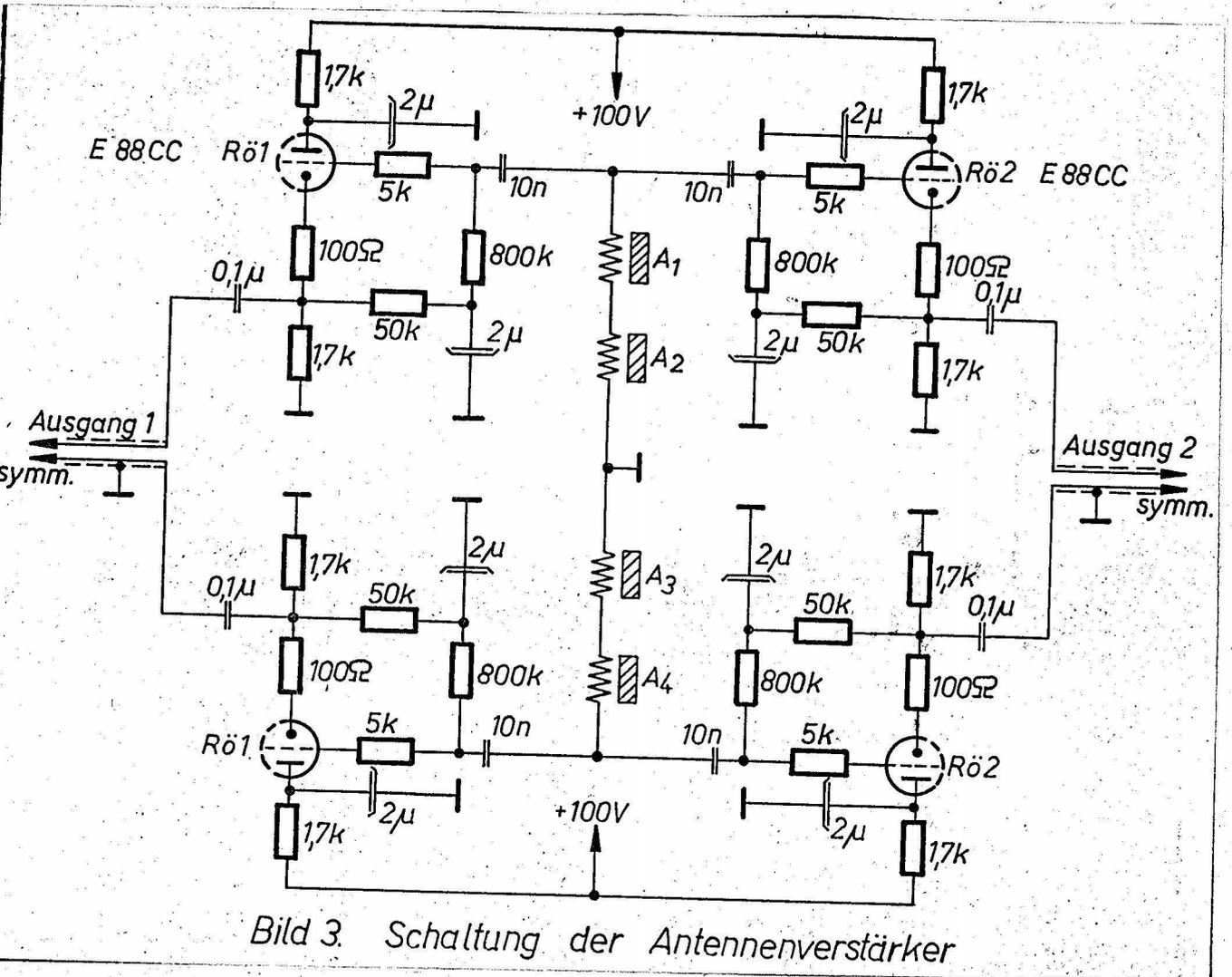


Bild 3. Schaltung der Antennenverstärker

2. Registrierempfänger

Der auf 16 kHz festabgestimmte Empfänger ist ein siebenkrei-
siger Geradeusempfänger mit Frequenzverdoppelung nach dem
fünften Kreis. Geradeusempfang wurde gewählt, weil für die
Phasenregistrierung eine phasenstarre Verstärkung des Ein-
gangssignals erforderlich ist. Die Frequenzverdoppelung
soll die Gefahr einer Rückwirkung des weiterverarbeiteten
Ausgangssignals auf den Empfängereingang oder auf die An-
tenne ausschließen.

Der erdfreie Empfängereingang mit ca. 2000 Ohm Eingangswi-
derstand ist zum Anschluß an einen Ausgang der Antennenver-

stärker bestimmt, wobei 2 x 500 Ohm in Reihe mit der Primärseite des Eingangskreises eine größere Stabilität der Transformation gegen Schwankungen des Innenwiderstandes des Antennenverstärkers bewirken sollen.

Nach dem Eingangskreis folgen drei im wesentlichen gleichartige Verstärkerstufen, die das 16 kHz Signal bis in die Größenordnung von 10 V Spitzenspannung verstärken. Jede der drei Röhrenstufen arbeitet auf einen Einzelkreis (Güte ca. 100) und ist stark gegengekoppelt. Beim Aufbau der Stufen ergab sich, daß bei derart starken Stromgegenkopplungen unbedingt das Bremsgitter und möglichst auch das Schirmgitter HF-mäßig mit der Kathode zu verbinden sind; liegen sie an Masse, so steht an Ihnen, bezogen auf die Kathode, eine steuernde Wechselspannung, die um den Gegenkopplungsfaktor größer als die am Steuergitter liegende Wechselspannung ist und die Röhre gegenphasig zu ihrer gewollten Arbeitsweise steuert. Als Folge hiervon treten außerordentlich große Verstärkungsverluste und extreme Schwingkreisdämpfungen auf.

Die Schwingkreise sind, ebenso wie die der folgenden Stufen, durch Kupfertöpfe geschirmt; hierdurch sowie durch einen langgestreckten, flachen Aufbau des Empfängers, konnten trotz der hohen Gesamtverstärkung Schwingneigungen vermieden werden. Für die Schwingkreisspulen wurden Topfkerne der Fa. V o g t & Co., Berlin, Ferrocart M 34/28, verwendet, für die Kreiskondensatoren Styroflexkondensatoren. (Bild 4)

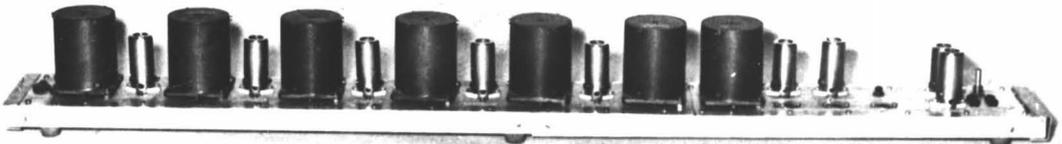


Bild 4. *Registrierempfänger*

Nach diesen Verstärkerstufen folgt ein Kathodenverstärker, der einen weiteren 16 kHz-Kreis speist, an dessen Ausgangswicklung durch Zweiweggleichrichtung mittels Germaniumdioden die Frequenzverdoppelung erfolgt. In der folgenden Stufe wird durch ein 32 kHz-Bandfilter die doppelte Frequenz herausgesiebt und verstärkt auf zwei Kathodenverstärker gegeben, von denen der eine die Ausgangsspannung für die Feldstärkeregistrierung liefert (Gesamtschaltung Bild 5 a).

Um ein Abhören der Sendersignale zu ermöglichen, liegt die Ausgangsspannung des zweiten Kathodenverstärkers an einem Cowan-Modulator, der von einem 1 kHz-RC-Generator über eine Symmetrierstufe mit Trägerspannung versorgt wird. Bei diesem Modulator handelt es sich um einen gesteuerten Zweipol, der im Rhythmus der Trägerfrequenz seinen Widerstand vom Sperr- auf den Durchlaßwiderstand ändert. Dadurch läßt sich eine Zerhackung der Signalspannung erreichen, die auf diese Weise in eine 1 kHz- Tonfrequenz umgeformt wird.*) Nach Verstärkung durch eine Triodenstufe sind die Sendersignale als 1 kHz-Töne, deren Amplitude der der einfallenden Signale entspricht, am Kopfhörerausgang aufzunehmen.

Außerdem speist der zweite Kathodenverstärker eine Begrenzerstufe, die eine amplitudenbegrenzte Spannung für eine Phasenregistrierung zu entnehmen gestattet.

Schließlich wird noch das Ausgangssignal des zweiten Kathodenverstärkers gleichgerichtet, um, nach Differentiation und Aussiebung der HF durch eine RC-Kette, Impulse für eine etwaige Störaustastung zur Verfügung zu stellen.

Sämtliche an der Signalverstärkung für die Feldstärke beteiligten Röhren sind Typen langer Lebensdauer (EF 800, ECC 801 S), für die Abhörmöglichkeit und Begrenzung wurden normale Röhren (EF 80, ECC 85) verwendet. Die Stromversorgung des Empfängers (200 V = , 90 mA, 6,3 V, 3,2 A) erfolgt

*) Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. III, S. 276

aus dem zentralen Stromversorgungsgerät (siehe unter IB Nr.9).

Im wesentlichen arbeitet der Empfänger zufriedenstellend. Einige Zeit nach der Inbetriebnahme mußte er als Folge von Alterung der Spulenkerne etwas nachgeglichen werden, danach konnte jedoch keine Verstimmung durch Alterung mehr festgestellt werden.

Die Empfindlichkeit des Empfängers ist durch feste Spannungsteiler in den Vorstufen so eingestellt, daß er bei den auftretenden Eingangsspannungen im wesentlichen im linearen Teil seiner Kennlinie arbeitet.

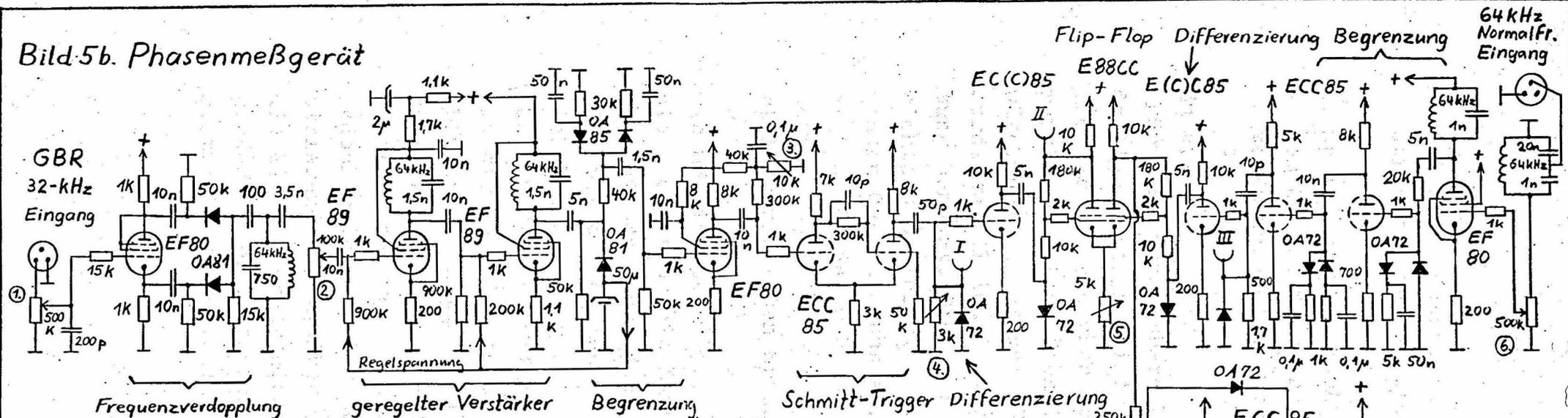
Nach Beginn des Phasenvergleichs und der automatischen Eichung wurde festgestellt, daß der Empfänger eine Abhängigkeit seines Phasenganges von der Größe der Eingangsamplitude aufwies. Dieser für die Auswertung der Phasenregistrierung störende Effekt konnte auf Induktivitätsänderungen der Schwingkreisspulen durch größere HF-Amplituden zurückgeführt werden. Da die Erscheinung ohne größere Eingriffe am Empfänger nicht beseitigt werden kann, wurde sie in einem getrennten Gerät kompensiert (Näheres hierzu siehe unter IB Nr. 5).

Zu bemerken ist noch, daß sich die geringe Bandbreite von ca. 100 Hz und die durch die große Kreisanzahl bedingte hohe Weitabselektion des Empfängers erwartungsgemäß günstig auf die Störungsfreiheit und damit auf die Sauberkeit der Registrierung ausgewirkt haben; so ist zum Beispiel am Tage selbst bei Nahgewittern eine einwandfreie Feldstärkeregistrierung möglich.

3. Gleichstromverstärker

Das kurz Gleichstromverstärker genannte Gerät hat zwei Aufgaben zu erfüllen:

Bild 5b. Phasenmeßgerät

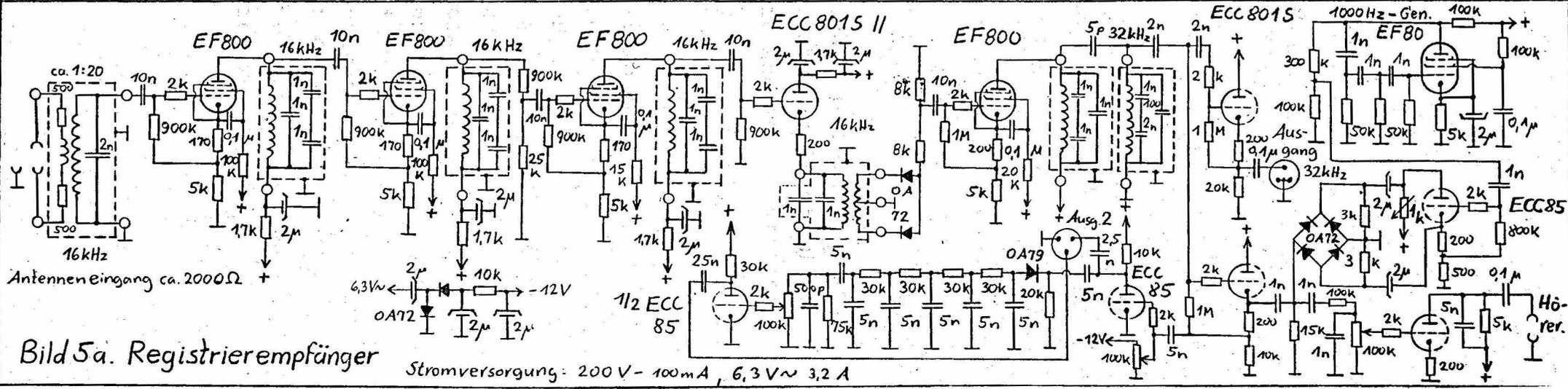


- ①: Regler für Eingangsspannung Frequenzverdoppler
- ②: Regler für Eingangsspannung Regelverstärker
- ③: Regler für Einsatzpunkt Schmitt-Trigger
- ④: Regler für Nadelimpulshöhe
- ⑤: Regler für Arbeitspunkt Flip-Flop
- ⑥: Regler für Eingangsspannung Normalfrequenz
- ⑦: Regler für Anstiegszeitkonstante d. Spitzenwerthalters
- ⑧: Regler für Abfallzeitkonstante d. Spitzenwerthalters

I: Abtastpunkt „Nadelimpulse Sender“
 II: Abtastpunkt „Nadelimpulse Normalfrequenz“
 III: Abtastpunkt „Anode Flip-Flop“
 Stromversorgung: +200V, 90mA stab. Anodensp.
 6,3V, 3,3A ~ Heizspannung.

HF-Aussiebung Spitzenwerthalter Schreiberstrom

Bild 5a. Registrierempfänger



Stromversorgung: 200V-100mA, 6,3V ~ 3,2A

- a. Spitzenspannungsgleichrichtung der am Ausgang des Registrierempfängers liegenden 32 kHz- Telegrafiezeichen u.
- b. Speisung eines 6 mA - Gleichstromlinienschreibers aus einem Gleichstromverstärker, der durch die gleichgerichtete Spannung gesteuert wird.

Zu a.

Für eine auswertbare Feldstärkeregistrierung ist es erforderlich, eine Anzeige zu schaffen, die die Punkte und Striche der Morsezeichen der Signale nach ihrem Spitzenwert bewertet, da eine Effektivwertanzeige von der Tastung abhängig wäre. Um eine größere Steuerspannung zur Verfügung zu haben, wurde zur Gleichrichtung eine Spannungsverdoppelungsschaltung benutzt. Die Auswahl der die Zeitkonstanten des Gleichrichters beeinflussenden Schaltmittel erfolgte nach den folgenden Gesichtspunkten: Seine Abfallzeitkonstante muß so groß sein, daß während der Pausen zwischen den einzelnen Morsezeichen und Buchstabengruppen praktisch kein Abfallen der gleichgerichteten Spannung erfolgt. Die Anstiegszeitkonstante müßte für eine exakte Spitzenwertgleichrichtung so klein wie möglich sein; praktisch ist sie aber so zu wählen, daß sie groß gegen die Dauer der stets vorhandenen Knackstörungen ist, da sonst jeder größere Störimpuls auf dem Registrierstreifen sichtbar wird. Die aus dem Schaltbild ersichtliche Dimensionierung stellt einen Kompromiss zwischen idealer Spitzenwertgleichrichtung und Störungsfreiheit dar. Die wirksame Anstiegszeitkonstante beträgt etwa 1 sec, die Abfallzeitkonstante 25 sec. Bei der relativ langen Anstiegszeit erreicht die gleichgerichtete Spannung zwar erst nach einer Anzahl von Morsezeichen ihr Maximum; diese Zeit liegt jedoch unterhalb der zeitlichen Auflösungsfähigkeit des registrierenden Schreibers (Papiervorschub 60 mm/h), stört also die Registrierung nicht, während die meist als kurze Knackgeräusche auftretenden Störungen dadurch wenig auf die Registrierung einwirken.

Der Amplitudenunterschied der gleichgerichteten Spannung bei Dauerstrich und bei normalem Morsetext beträgt etwa 7 %, ist jedoch, da der Sender nur außerordentlich kurzfristig Dauerstrich zu geben pflegt, praktisch bedeutungslos. Der Unterschied bei Wechsel der Textart, z.B. beim Übergang von Telegrammtext auf Rufzeichenschleife liegt unter 1 %.

Zu b.

Die gleichgerichtete Spannung wird wie schon gesagt zur Steuerung einer Röhrenstufe verwendet, die den Meßstrom zum Betrieb eines 6 mA-1,2 V Gleichstromschreibers liefert.

Die Schaltung arbeitet im Prinzip wie folgt:

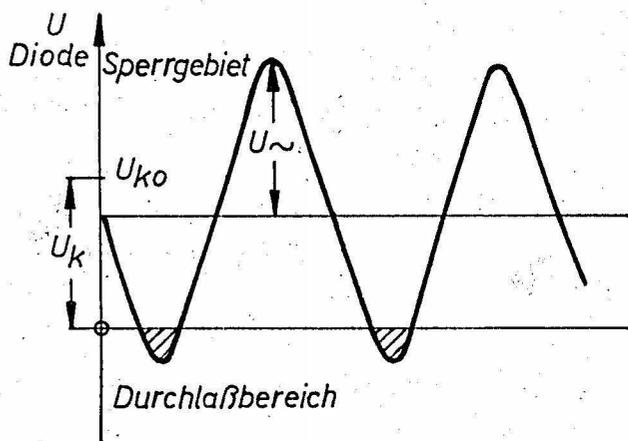
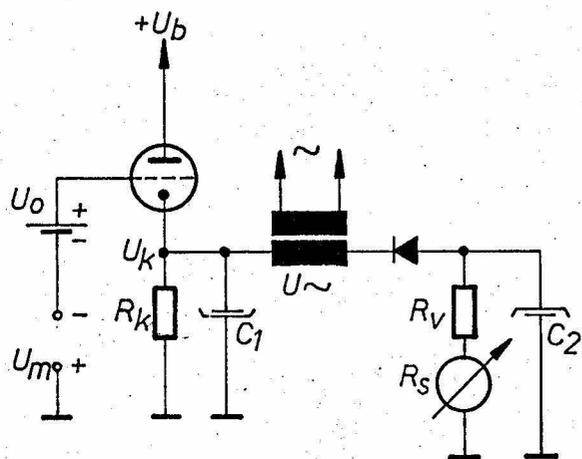


Bild 6. Prinzip d. Gleichstromverstärkers.

Bild 7. Spannung a. d. Diode. (ohne C_2)

An einer als Kathodenverstärker geschalteten Röhrenstufe wird durch eine zusätzliche Gleichspannung U_0 die am Kathodenwiderstand R_k liegende Spannung U_k so eingestellt, daß sie genau die Größe des Spitzenwertes einer mit ihr in Reihe liegenden Wechselspannung U_{\sim} von 50 Hz hat. In diesem Fall fließt durch die nur für negative Spannungen durchlässige Diode und den mit ihr in Reihe liegenden Schreiberstromkreis noch kein Meßstrom, da der Spitzenwert der negativen Halbwelle mit der positiven Gleichspannung an R_k gerade die Differenzspannung Null ergibt. Beim Anlegen der negativen Meßspannung U_m sinkt die Spannung an R_k und dadurch wird, je nach der Größe von U_m , die Differenzspannung während eines Teils der negativen Halbwelle ebenfalls negativ und durch den Meßkreis $R_v + R_s$ fließt ein von der Größe von U_m abhän-

giger Strom.

Bei richtiger Dimensionierung ist die Kennlinie I_s/U_m in weitem Bereich linear, da eine Spitzenwertgleichrichtung der Differenzspannung von U_k und des Spitzenwertes der Wechselspannung erfolgt. Voraussetzung hierfür ist allerdings eine genügend große Zeitkonstante von $R_v + R_s$ mit C_2 und ein kleiner Innenwiderstand der Differenzspannungsquelle. Die letzte Forderung läßt sich jedoch leicht erfüllen; als Wechselspannung kann man eine Netztransformatorwicklung benutzen und der Innenwiderstand des Kathodenverstärkers kann bei Verwendung steiler Röhren in der Größenordnung von 100 Ohm gehalten werden.

Dimensionierung und Stabilität der Schaltung Unter der Voraussetzung, daß wirklich eine Spitzenwertgleichrichtung stattfindet, gilt

$$I_s = \frac{U_k - \hat{U}_m}{R_{ges}} \quad R_{ges} = R_v + R_s + R_{Diode}$$

Benutzt man als vereinfachte Beziehung für das Verhalten der Röhre die Gleichung $I_a = S(U_g + D \cdot U_a)$ und setzt für $U_g = U_o - U_m - U_k$ und für $U_a = U_b - U_k$ ein, so ergibt sich schließlich für den Schreiberstrom:

$$I_s = \frac{U_o - U_m + D \cdot U_b - \hat{U}_m \cdot \left(\frac{1}{SR_k} + 1 + D \right)}{\frac{1}{S} \left(\frac{R_{ges}}{R_k} + 1 \right) + R_{ges} (1 + D)} \quad (Gl. 1)$$

Der Nullabgleich der Schaltung erfolgt so, daß man bei $U_m = 0$ den Wert von U_o so verändert, daß I_s ebenfalls Null wird. Für U_o ergibt sich dann:

$$U_o = \hat{U}_m \cdot \left(\frac{1}{SR_k} + 1 + D \right) - D \cdot U_b \quad (Gl. 2)$$

Setzt man diesen Wert für U_0 in Gl. 1 ein, so wird

$$I_s = - \frac{U_m}{\frac{1}{S} \left(1 + \frac{R_{ges}}{R_k}\right) + R_{ges} (1 + D)} \quad (Gl. 3)$$

Aus Gl. 3 ist zu ersehen, daß I_s der zu messenden Spannung U_m direkt proportional ist und daß seine Konstanz bei festem U_m an sich nur von den Röhrendaten S und D abhängig ist. D ist aber normalerweise klein gegen 1 und außerdem in weiten Arbeitsbereichen der Röhre recht konstant, während der Einfluß von S dadurch verringert werden kann, daß man den Ausdruck $\frac{1}{S} \left(1 + \frac{R_{ges}}{R_k}\right)$ klein gegen $R_{ges} (1 + D)$ hält.

Wichtig für eine gute Konstanz des Meßstromes ist allerdings auch die Konstanz des Nullpunktes, d.h. die Beziehung Gl. 2 muß erhalten bleiben. Wählt man $R_k \gg \frac{1}{S}$, so wird auch hier der Einfluß der Röhrendaten klein. Die drei Spannungen U_0 , U_n und U_b könnten natürlich stabilisiert werden, was jedoch einen erheblichen Aufwand erfordert. Wesentlich einfacher aber trotzdem wirksam ist es, die drei Spannungen unstabilisiert zu lassen, sie aber aus einer gemeinsamen Spannungsquelle, zweckmäßig aus der Netzspannung, zu erzeugen. Schwankungen der Netzspannung haben dann auf die Lage des Nullpunktes keinen Einfluß, da bei gleichen relativen Änderungen der drei Spannungen die Beziehung Gl. 2 unverändert erhalten bleibt.

Bild 8 zeigt den Verlauf der I_s/U_m -Kennlinie einer derartigen Schaltung mit unstabilisierten Spannungen bei Netzennspannung und bei 20 % Unterspannung. Auffällig und günstig ist die gute Linearität und der verhältnismäßig scharfe Knick beim Erreichen des Maximalstromes. Nutzt man als maximalen Meßstrom nur etwa 75 % des Maximalstromes aus, so ist selbst bei derartig großen Schwankungen der Netzspannung die Änderung von I_s gering.

Bei der Dimensionierung ist meist ein bestimmter Maximalstrom I_{sv} durch den Vollausschlag des zu verwendenden Schrei-

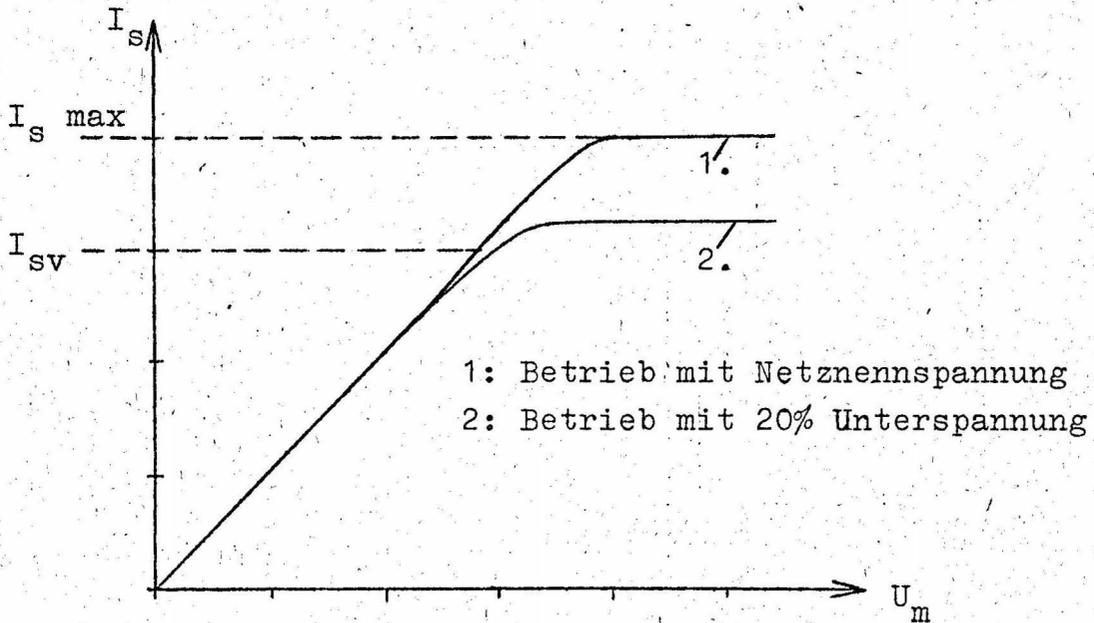


Bild 8. I_s/U_m -Kennlinie des Gleichstromverstärkers.

bers vorgegeben. Macht man $R_{ges} = R_k$, was hinsichtlich Stromergiebigkeit und Stabilität ein günstiger Kompromiss ist, und berücksichtigt, daß $I_{sv} = 0,75 I_s \max$ sein soll und $I_s \max = \frac{I_a}{2}$ ist, so muß man eine Röhre wählen, die einen Anodenstrom von $2,7 \cdot I_{sv}$ aushält. Stehen mehrere Röhren der geforderten Belastbarkeit zur Verfügung, so ist die mit der grössten Steilheit vorzuziehen. Die Größe von $R_k = R_{ges}$ richtet sich danach, wie groß man die Gegenkopplung zur Reduzierung der Einflüsse der Röhrendaten machen will. Ein Verhältnis für $\frac{1}{S} : R_k = 1 : 20$ dürfte in den meisten Fällen ausreichend sein.

Mit der Größe von R_k ist auch die Größe von \hat{U}_{\sim} gegeben:

$$\hat{U}_{\sim} = 2,7 \cdot I_{sv} \cdot R_k \quad \text{oder} \quad U_{\sim \text{eff}} = 1,9 \cdot I_{sv} \cdot R_k$$

Die zur Nullpunktseinstellung regelbare Spannung U_0 hat etwa die Größe von \hat{U}_{\sim} , die zur Vollaussteuerung benötigte Meßspannung U_{mv} beträgt etwa $I_{sv} \cdot 1,1 \cdot R_k$.

Als Gleichrichter können übliche Germaniumdioden verwendet werden (z.B. Valvo OA 85), wobei allerdings darauf zu achten ist, daß an der Diode eine Sperrspannung von $2 \cdot \hat{U}_{\sim}$ stehen kann. Bei großem C_2 muß eventuell der Diodenstrom durch

mal 2 % des Vollausschlages, was angesichts des einfachen Aufbaues des Gerätes beachtlich ist.

Ein zur Untersuchung der Schaltungseigenschaften verwendeter Versuchsaufbau mit der Röhre EL 86 gestattete, bei ähnlich guten Eigenschaften, einen Meßstrom von 20 mA zu entnehmen.

4. Frequenzumsetzer

Um Phasenschwankungen, d.h. kleine Frequenzänderungen des zu empfangenden Senders zu registrieren, ist eine Bezugsfrequenz hoher zeitlicher Konstanz (Frequenzänderung nach Möglichkeit kleiner als 10^{-8} in einer Woche) unbedingt erforderlich. Eine Bezugsfrequenz mit einer derartigen Genauigkeit herzustellen, erfordert aber einen großen technischen Aufwand. Es lag daher nahe, diese Frequenz aus einem im Hause vorhandenen Normalfrequenz-Generator zu gewinnen, der 100 kHz erzeugt.

Für die Phasenuntersuchung wird eine Vergleichsfrequenz von 64 kHz gebraucht, die aus der Vervierfachung der Empfangsfrequenz des Senders, 16 kHz, gegeben ist. Das Problem bestand darin, aus 100 kHz Normalfrequenz diese 64 kHz abzuleiten.

Der Teiler wurde nach dem Prinzip des Rückmischteilers aufgebaut. Wie aus dem Blockschaltbild zu erkennen ist, wird

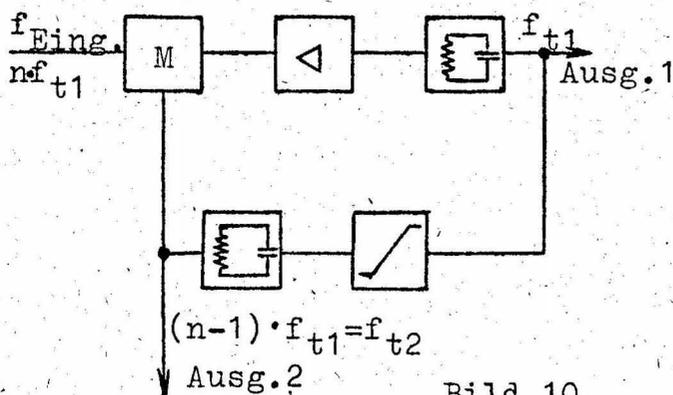


Bild 10.

die Eingangsfrequenz f_{Eing} auf eine Mischstufe gegeben und verstärkt. Der anschließende Schwingkreis, der auf f_{t1} abgestimmt ist, dient zur Siebung. f_{t1} wird jetzt an einen Verzerrer gelegt. Das folgende Siebglied ist mit

$(n - 1) \cdot f_{t1}$ in Resonanz. Diese Frequenz gelangt dann zurück zur Mischstufe.

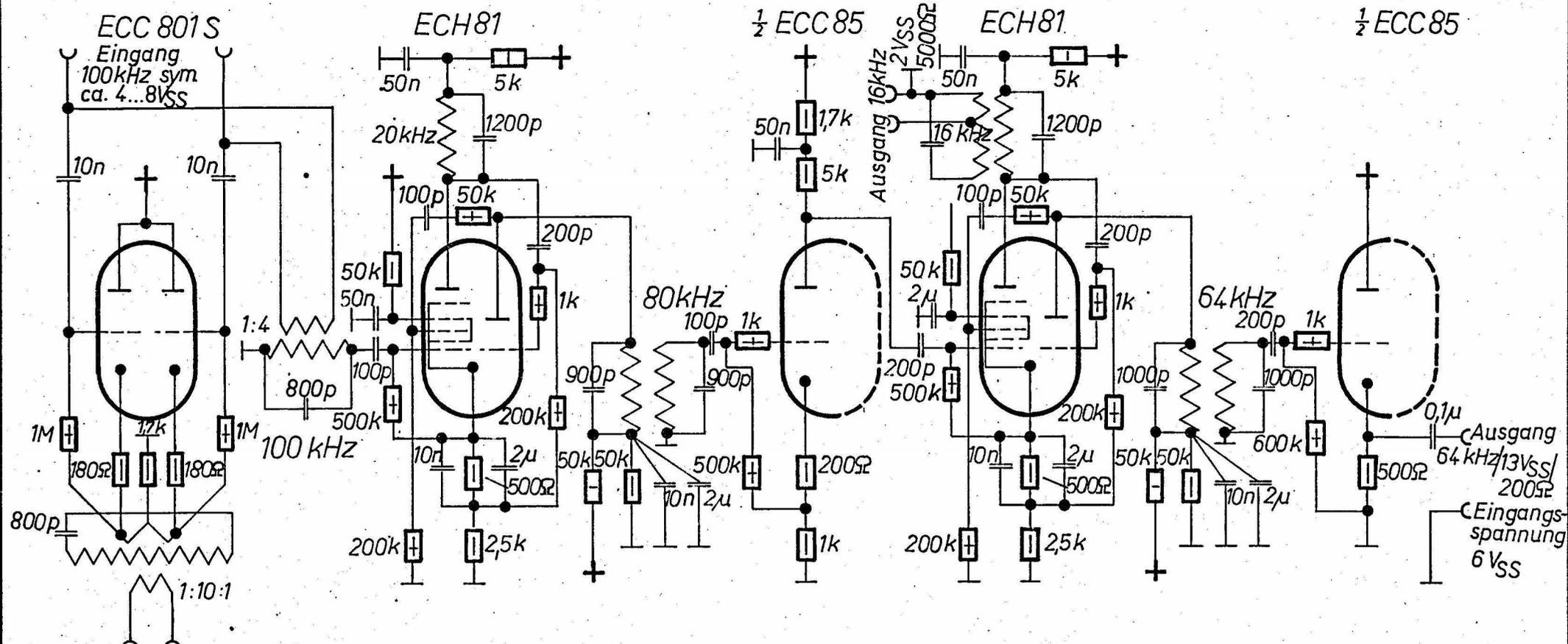
So einfach wie die praktische Ausführung dieses Prinzips ist, so schwierig ist seine rechnerische Behandlung. Es ist die Eigenheit solcher Rückmischteiler, daß stets zwei Frequenzen entstehen, deren Summe (wenn aus der Mischstufe die Differenzfrequenz ausgesiebt wird) wieder die Eingangsfrequenz ergibt

$$f_{\text{Eing}} = f_{t1} + f_{t2}$$

Beide Frequenzen (f_{t1} und f_{t2}) können ausgenutzt werden. Bei der Rückmischteilung ist eine von beiden Teilfrequenzen, außer bei einer Teilung 1 : 2, stets höher als die andere. Es empfiehlt sich, wenn ein Frequenzteiler mehrstufig werden muß, die höhere Frequenz zur erneuten Teilung zu verwenden.

Um auf die Frequenz von 64 kHz zu kommen, ist der Teiler zweistufig aufgebaut. Beide Stufen teilen die Eingangsfrequenz im Verhältnis 1 : 5, sodaß in der ersten Stufe (Eingangsfrequenz 100 kHz) 80 und 20 kHz entstehen, in der zweiten (Eingangsfrequenz 80 kHz) 64 und 16 kHz.

Den praktischen Aufbau zeigt das Bild 11. Die Eingangsfrequenz wird über einen auf sie abgestimmten Kreis dem Steuergitter des Heptodensystems einer ECH 81 zugeführt. Im Anodenkreis dieses Systems liegt ein Schwingkreis, der auf 20 kHz abgestimmt ist. Über einen Koppelkondensator von 200 pF ist das Steuergitter des Triodensystems der ECH 81 mit der Anode verbunden, dessen Anodenkreis ein Bandfilter, abgestimmt auf 80 kHz, enthält. Diese 80 kHz werden zum Gitter 3 (auch Mischgitter genannt) über eine RC-Kombination zurückgeführt. Von der zweiten Spule des Bandfilters werden die 80 kHz herausgeführt. Das Schirmgitter erhält seine positive Spannung über 50 kOhm. Wichtig für das stabile Arbeiten des Teilers ist die richtige Einstellung des Arbeitspunktes. Durch Unterteilung des Kathodenwiderstandes werden die für die einzelnen Gitter jeweils gebrauchten Vorspannungen hergestellt.

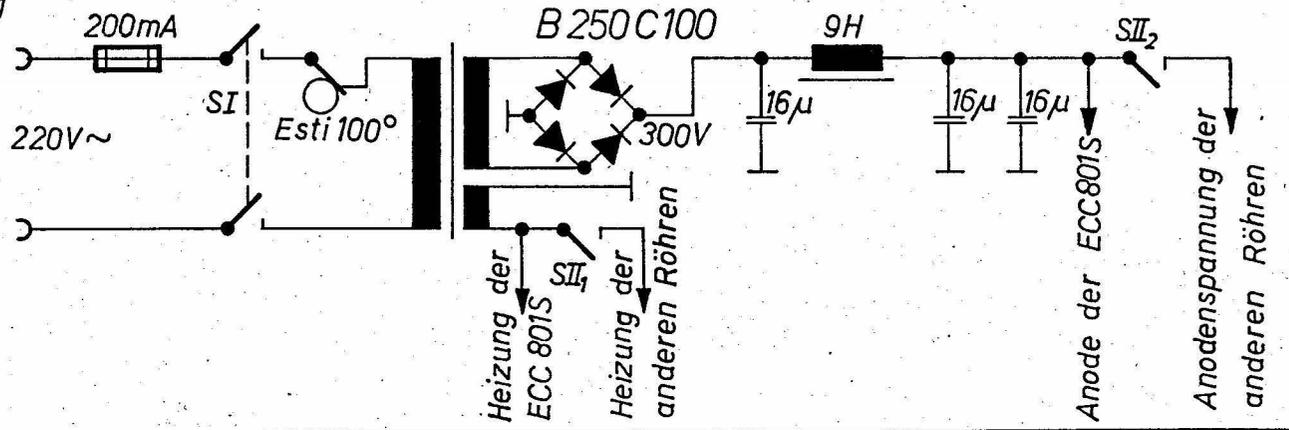


Ausgang 100 kHz / 5V_{SS} / 500Ω bei 6V_{SS} Eingangsspannung

- ≙ 1/4 W
- ≙ 1/2 W
- ≙ 1 W

Bild 11.

Frequenzumsetzer 100/64kHz
mit Trenn-Kathodenverstärker
für 100 kHz.



Die 80 kHz werden in dem einen System einer ECC 85 verstärkt und auf das Gitter des nächsten Teilers gegeben, in dem 16 und 64 kHz entstehen. Dieser Teiler unterscheidet sich von dem ersten nur durch die entsprechenden Schwingkreise. Die 64 kHz stehen über das als Kathodenverstärker geschaltete zweite System der ECC 85, zur weiteren Verwendung zur Verfügung.

Da für Eichzwecke auch 16 kHz benötigt werden (siehe Abschnitt BI Nr. 8 Eichgerät), wurde der Anodenschwingkreis des Heptodensystems des zweiten Teilers als Bandfilter ausgebildet und die 16 kHz über eine Spulenzapfung herausgeführt.

Der so aufgebaute Teiler startet und stoppt selber und teilt frequenzstarr. Er arbeitet seit mehr als einem Jahr einwandfrei.

Der in dem Gerät noch eingebaute Kathodenverstärker (im Schaltschema links), dessen Ausgang symmetrisch ist, dient als Trennstufe und gestattet somit eine Verwendung der 100 kHz Normalfrequenz zu anderen Zwecken, ohne daß bei derartigen Beschaltungen eine Rückwirkung auf die Eingangsfrequenz des Frequenzumsetzers erfolgt, die Phasensprünge im Frequenzumsetzer hervorrufen würde.

5. Phasenkompensationsgerät

Wie bereits bei der Beschreibung des Registrierempfängers erwähnt wurde, änderte sich bei ihm die Phase seiner Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Amplitude der Eingangsspannung. Eine Untersuchung zeigte, daß der Grund hierfür in einer Induktivitätsabnahme der Schwingkreisspulen bei größeren HF-Amplituden liegt. Die hierdurch verursachten Phasenänderungen betragen je nach Aussteuerung pro Schwingkreis bis zu 20 Grad; der gesamte "Phasenhub" des Empfängers beträgt über 60 Grad, bezogen auf 16 kHz.

Es ist möglich, daß der genannte Effekt bei Verwendung eines Kernmaterials mit geringerer Permeabilität weitaus geringer ist; da jedoch die mit einem Umbau des Empfängers verbundene Unterbrechung der laufenden Feldstärkeregistrierung vermieden werden sollte, wurde ein Zusatzgerät gebaut, das zwischen Empfänger und Phasenmeßgerät geschaltet wurde und den Phasengang möglichst gut kompensieren soll.

Das Gerät arbeitet wie folgt: Die am Ausgang des Registrierempfängers liegende, zur Feldstärkeregistrierung dienende Ausgangsspannung (32 kHz) wird nach einer Trennstufe einerseits zur Gewinnung einer amplitudenabhängigen Steuerspannung gleichgerichtet, andererseits speist sie über eine weitere Röhrenstufe eine Phasenschieberbrücke, die aus Kathoden- und Anodenwiderstand der Röhrenstufe, einem Kondensator C_p und einem genau auf 32 kHz abgestimmten Parallelresonanzkreis besteht. Das Prinzip der Brücke, ihr Vektordiagramm und die hier benutzte praktische Ausführung zeigen die Bilder 12 bis 14.

Der Resonanzwiderstand des Schwingkreises ist über eine Ankopplungswicklung durch einen von der Steuerspannung gesteuerten Kathodenverstärker regelbar. Hierdurch läßt sich praktisch eine Phasenänderung von ca. 135 Grad erreichen (bezogen auf 32 kHz), wobei sich die Amplitude der phasenversetzten Spannung theoretisch nicht ändert.

Die an C_p und dem Schwingkreis liegende, in ihrer Phase steuerbare Spannung wird nach Verstärkung über eine Trennstufe zum Phasenmeßgerät geführt. Durch eine negative Vorspannung kann der Arbeitspunkt des steuernden Kathodenverstärkers eingestellt werden, außerdem ist die Größe der Steuerspannung regelbar. Die optimale Einstellung der Kompensation mit Hilfe dieser beiden Regelglieder muß während des Eichvorganges empirisch gefunden werden. Der amplitudenabhängige Phasenhub konnte durch dieses Gerät auf ca. 10 % seines vorherigen Wertes reduziert werden.

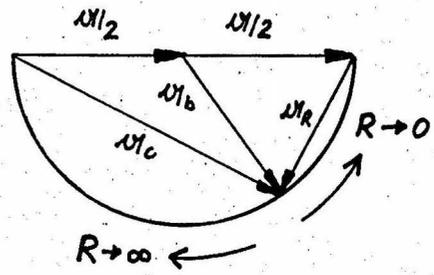
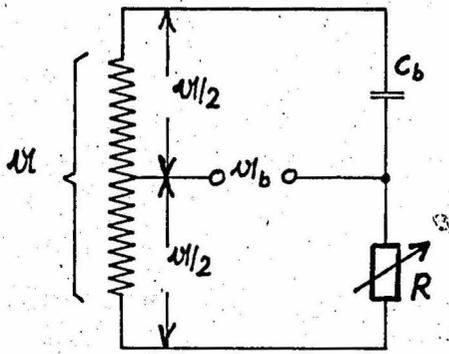


Bild 12a: Phasenschieberbrücke Bild 12b: Vektordiagramm der Brücke

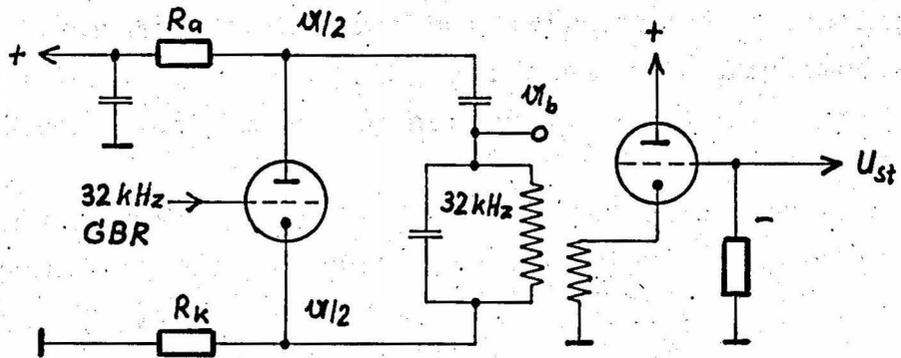
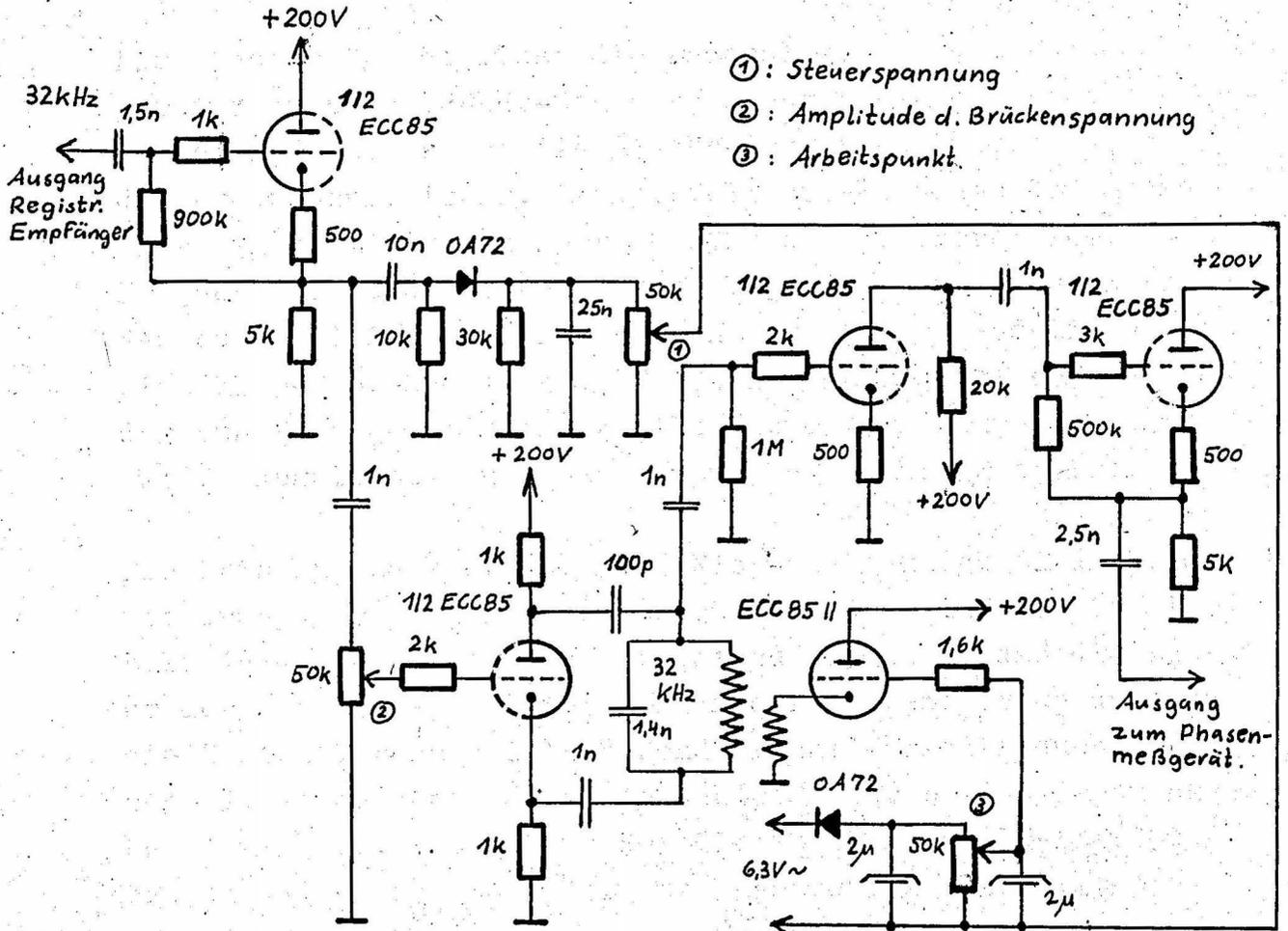


Bild 13: Praktische Ausführung der Brücke



- ①: Steuerspannung
- ②: Amplitude d. Brückenspannung
- ③: Arbeitspunkt.

Bild 14: Phasenkompensationsgerät.

Besonderer Wert muß auf den genauen Abgleich des 32 kHz - Kreises gelegt werden. Er muß für sich allein auf 32 kHz abgestimmt sein, keinesfalls auf die dicht daneben liegende Serienresonanz von C_p mit dem Schwingkreis, bei der zwar eine erhebliche Spannungsüberhöhung eintritt, dafür aber der steuerbare Phasenhub stark zurückgeht.

Den besten Abgleich erzielt man, indem der steuernde Kathodenverstärker mit 50 Hz gewobbelt wird und der Schwingkreis dann so abgestimmt wird, daß möglichst gute Amplitudenkonstanz während der Steuerung herrscht.

Die Stromversorgung des Gerätes (6,3 V Wechselspannung, 200 V Gleichspannung) erfolgt aus dem zentralen Stromversorgungsgerät (S. IB 9).

6. Phasenmeßgerät

Das Phasenmeßgerät misst die Phasenlage der vom Kompensationsgerät kommenden 32-kHz-Senderspannung (f_s) nach Frequenzverdoppelung bezogen auf die 64-kHz-Ausgangsnormalfrequenz (f_n) des Frequenzumsetzers. Prinzipiell arbeitet das Gerät nach einer im Institut von Herrn UTECH seit längerer Zeit für Frequenzvergleiche angewendeten Methode. Bei ihr steuern aus den zu vergleichenden Frequenzen abgeleitete Nadelimpulse eine Flip-Flop-Schaltung. Die Steuerung erfolgt so, daß jeder aus f_n abgeleitete negative Impuls die Röhre 1, jeder aus f_s abgeleitete negative Impuls die Röhre 2 sperrt.

Die Prinzipschaltung der Flip-Flop-Stufe zeigt Bild 15, die Steuerung der Anodenströme durch die Gitterimpulse ist in Bild 16 dargestellt. Aus ihr ist zu erkennen, daß die Dauer der Öffnungs- und Sperrzeiten der Röhrensysteme durch die Zeitdifferenz zwischen Sender- und Normalfrequenzimpulsen, d.h. von dem Phasenunterschied φ der beiden Frequenzen bestimmt wird. Damit kann der Gleichstrommittelwert (I_{a1} bzw. I_{a2}) von i_{a1} oder i_{a2} zur Messung von φ benutzt werden.

Den zeitlichen Verlauf der Gleichstrommittelwerte I_{a1} u. I_{a2} bei konstanter Frequenzdifferenz zeigt Bild 17.

Die Vorteile des Verfahrens liegen auf der Hand.

I_a kann direkt und linear zur Anzeige von φ im Bereich von 0 - 360 Grad verwendet werden. Sind 360 Grad durchlaufen, kippt die Schaltung zurück auf

0 Grad und beginnt einen neuen "Sägezahn".

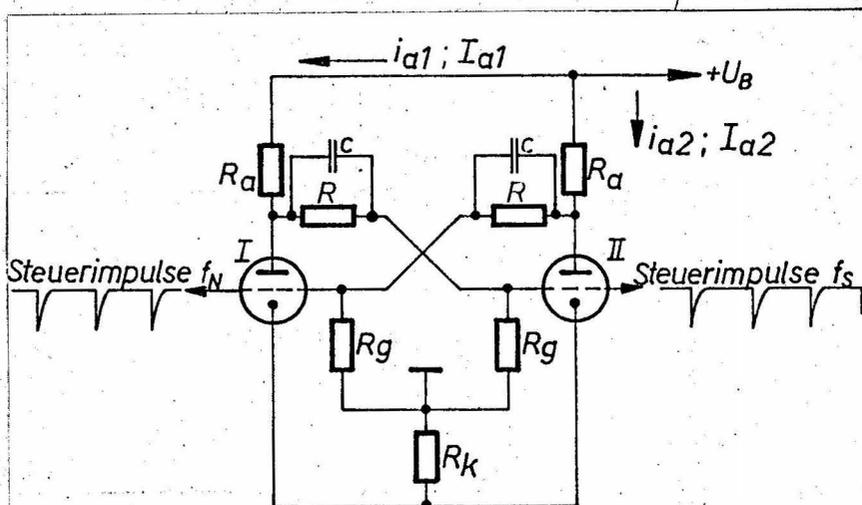


Bild 15. Flip-Flop-Schaltung.

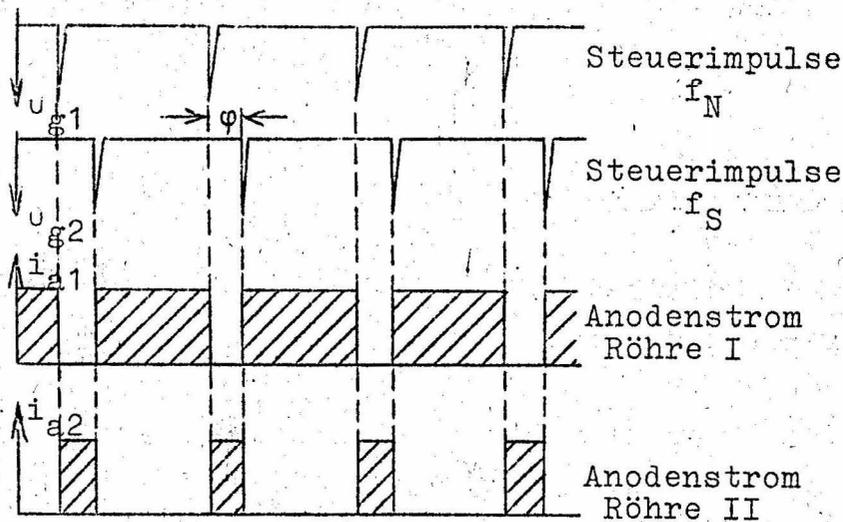


Bild 16. Steuer- und Anodenstromimpulse der Flip - Flop - Schaltung.

Die Anzahl der Sägezähne, dividiert durch die Meßzeit, ergibt die Differenz der verglichenen Frequenzen, während, wie aus Bild 17 zu ersehen ist, die Richtung der Sägezähne das Vorzeichen der Frequenzdifferenz angibt.

Der Umstand, daß der Sender GBR keinen Dauerstrich sendet, sondern A1-Betrieb macht, erschwert die Anwendung des geschilderten Prinzips etwas. Zunächst sind die Gleichstrom-

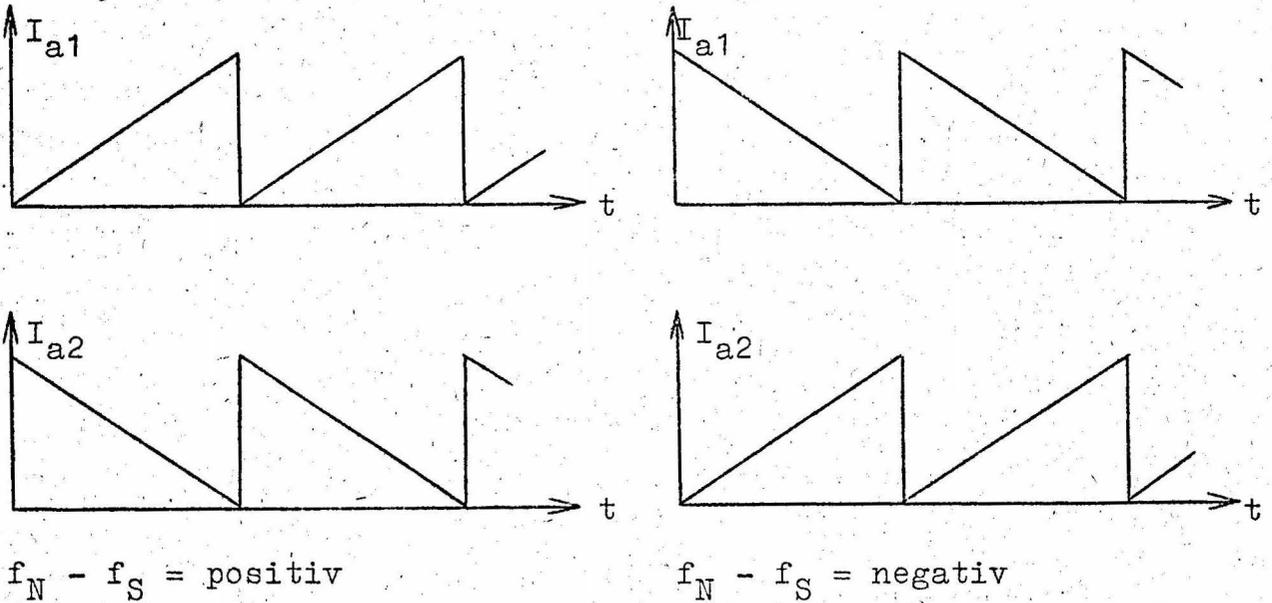


Bild 17. Zeitlicher Verlauf des Gleichstrommittelwertes von i_{a1} und i_{a2} bei konstanter Frequenzdifferenz.

mittelwerte der Anodenströme nicht als Meßgrößen zu verwenden, da sie stark durch die Tastung beeinflusst werden. Bild 18 zeigt prinzipiell den Verlauf der Gleichstrommittelwerte von i_{a1} , i_{a2} , u_{a1} , u_{a2} bei Tastung und konstanter Frequenzdiffe-

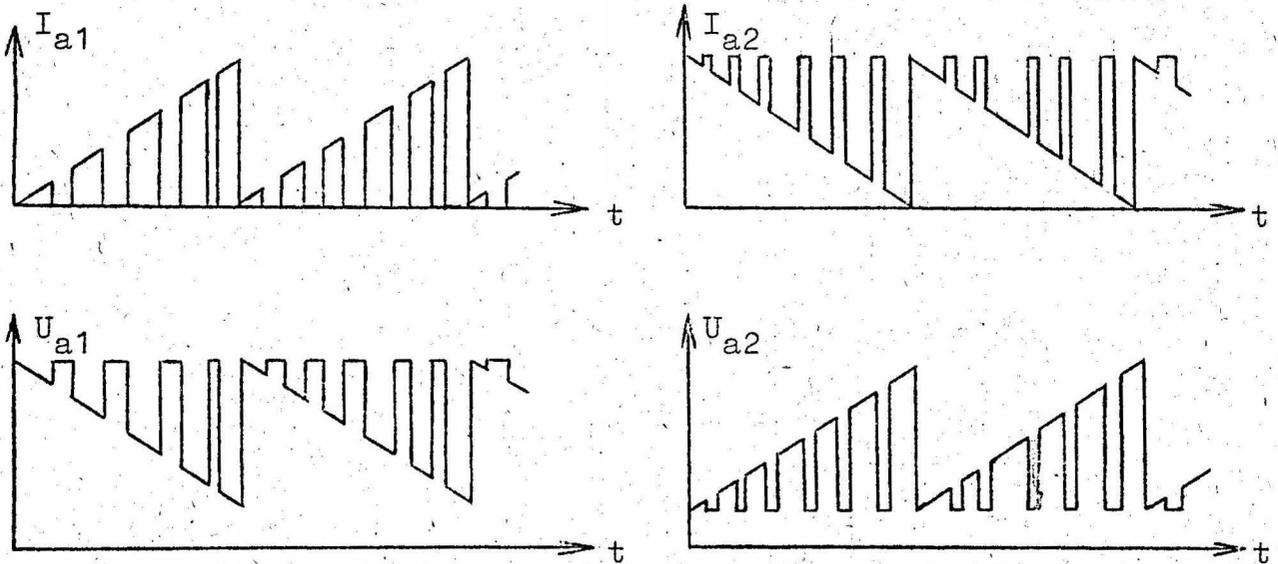
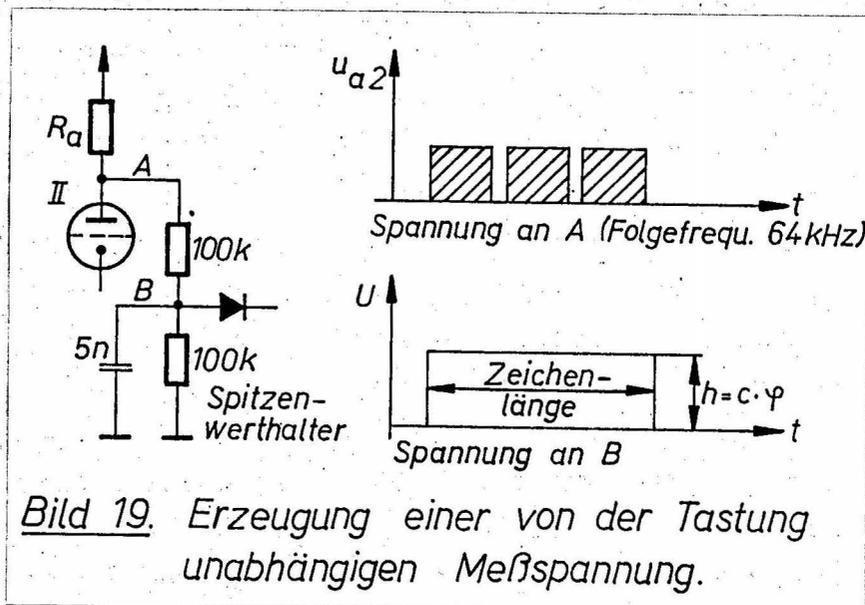


Bild 18. Zeitlicher Verlauf des Gleichstrommittelwertes von i_{a1} , u_{a1} , i_{a2} und u_{a2} bei Tastung. (Tastgeschwindigkeit zwecks besserer Darstellung stark verlangsamt)

renz. Zweckmäßig ist folgendes Verfahren: Die an Anode 2 liegende Spannung wird über ein RC-Glied mit einer Grenzfrequenz von ca. 300 Hz integriert; dadurch wird der Inhalt der 64-kHz-Rechteckimpulse gemittelt, während die Tastung erhalten bleibt. Am Punkt B in Bild 19 stehen dann praktisch Morsezeichen, deren Höhe ein Maß für die Phasenlage der beiden Frequenzen ist. Die Spannung an B kann nun auf einen Spitzenwerthalter gegeben werden, für dessen Dimensionierung die gleichen Überlegungen wie für den für die Feldstärkeregistrierung verwendeten Spitzenwertgleichrichter gelten.

Eine unmittelbare Spitzenwerthaltung der Spannung an Punkt A hat keinen Sinn, da die Höhe der 64-kHz-Rechtecke unabhängig von der Phasenlage ist. Die am Spitzenwerthalter liegende Spannung kann dagegen als Meßgröße für φ verwendet werden.



Die Nadelimpulse zur Steuerung der Flip-Flop-Stufe werden wie folgt erzeugt:

Die dem Phasenmeßgerät vom Frequenzumsetzer zugeführte 64 kHz-Normalfrequenzspannung f_n wird zunächst in einer Pentodenstufe selektiv verstärkt und danach durch eine Doppeltriode und Germaniumdioden je zweimal verstärkt und begrenzt, wodurch eine Rechteckspannung entsteht. Bei Differenzierung der Rechteckspannung über ein RC-Glied ergeben sich positive und negative Nadelimpulse; die negativen Impulse werden durch eine dem Widerstand des Differenziergliedes parallelgeschal-

tete Diode weitgehend unterdrückt. Die positiven Impulse liegen dann am Gitter einer Triodenstufe und erzeugen an der Anode dieser Röhre verstärkte negative Impulse, mit denen das eine System der Flip-Flop-Stufe gesteuert wird. Die vom Phasenkompensationsgerät kommende 32 kHz Sendersignalspannung wird zuerst durch Zweiweggleichrichtung und anschließende Selektion in ihrer Frequenz verdoppelt, sodaß eine 64 kHz Spannung f_s entsteht. Durch einen zweistufigen selektiven Verstärker, der mit großer Zeitkonstante rückwärts geregelt wird, erfolgt eine Verstärkung der 64 kHz-Signale auf einen annähernd konstanten, von der Größe der Eingangsspannung möglichst unabhängigen Wert. Die Ausgangsspannung des Verstärkers wird noch durch Dioden schwach begrenzt und dann als Triggerspannung zur Steuerung eines SCHMITT - TRIGGERS verwendet. Diese mit einer Doppeltriode aufgebaute Schaltung hat die Eigenschaft, bei einem bestimmten positiven Wert der Eingangsspannung zu "kippen", d.h. die Zustände "leitend" und "gesperrt" der beiden Röhrensysteme plötzlich zu vertauschen. Stellt man mit Hilfe einer positiven Vorspannung einen Arbeitspunkt dicht am Kippunkt ein und steuert den Eingang des SCHMITT - TRIGGERS mit einer Wechselspannung beliebiger Kurvenform, so entsteht am Ausgang der Schaltung eine Rechteckspannung von der Frequenz der zur Steuerung verwendeten Triggerspannung.

Genau wie bei der Frequenz f_n werden die so gewonnenen Rechteckimpulse differenziert und die daraus abgeleiteten negativen Nadelimpulse zur Steuerung des zweiten Systems der Flip-Flop-Schaltung benutzt.

Das angegebene Verfahren erwies sich als zweckmäßig, nachdem der Versuch, die Rechteckspannung durch mehrfache Verstärkung und Begrenzung zu erzeugen, im Hinblick auf eine störungsarme Registrierung weniger gute Ergebnisse gebracht hatte. Der Störpegel zwischen den einzelnen Morsezeichen liegt dann nämlich wegen der hohen Verstärkung durchaus in der Größenordnung der begrenzten Rechteckspannung, wodurch während der Tastpausen der Flip-Flop durch Störungen gesteuert werden kann. Die Folge davon ist, daß der untere

Teil der Sägezähne auf dem Registrierstreifen stark verrundet erscheint und damit für eine lineare Phasenmessung ausfällt Bild 20.

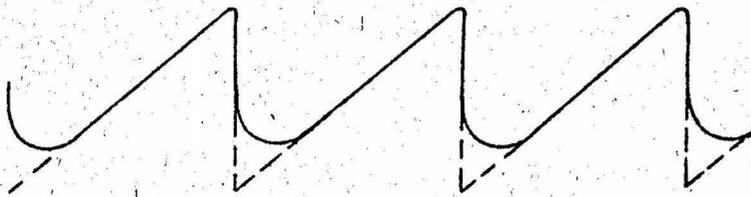


Bild 20.

Verrundung der Sägezähne durch Störungen

Eine Verbesserung brachte bereits die Anwendung des schon erwähnten geregelten Verstärkers, durch den,

je nach vorhandener Feldstärke, die Verstärkung sich so einregelt, daß sie nicht wesentlich über das notwendige Maß hinausgeht, wodurch bei höheren Feldstärken eine bessere Störfreiheit erzielt wird. Eine weitere Verbesserung wurde durch die Anwendung des SCHMITT - TRIGGERS erzielt.

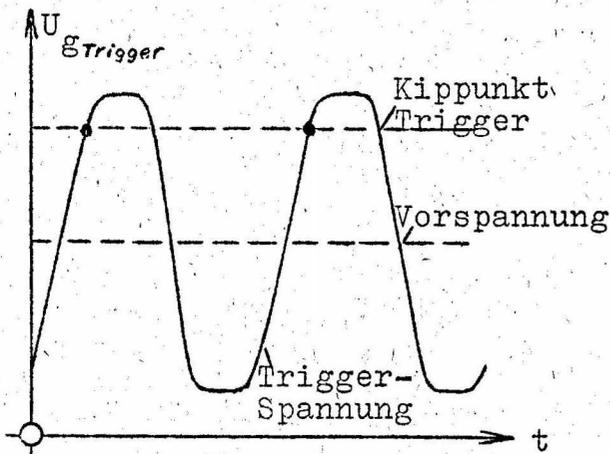


Bild 21. Einstellung des Schmitt-Triggers

Stellt man, wie Bild 21 zeigt, den Kippunkt des Triggers so ein, daß erst verhältnismäßig hohe Augenblickswerte der Triggerspannung den Kippvorgang auslösen, so werden alle Störungen, die während der Tastlücken auftreten und in ihrer Amplitude den Kippunkt nicht erreichen, vollständig unterdrückt.

Ein Nachteil dieses Verfahrens ist, daß bei nicht rechteckförmiger Triggerspannung eine Phasenabhängigkeit der erzeugten Rechtecke von der Amplitude der Triggerspannung auftritt. Dieser Fehler ist aber dadurch wesentlich verringert, daß die Triggerspannung durch den Regelverstärker möglichst konstant gehalten wird. Eine restliche Amplitudenabhängigkeit kann

außerdem ohne weiteres durch die Einstellung des Phasenkom-
pensionsgeräts ausgeglichen werden.

Mit den so aus f_n und f_s erzeugten Nadelimpulsen wird die
mit der Doppeltriode aufgebaute Flip-Flop-Stufe gesteuert.
Die aus Bild 22 ersichtliche Einspeisung der Impulse über
Dioden hat zwei Vorteile:

Einmal werden etwa noch vorhandene positive Impulse, die
die Linearität der Sägezähne verschlechtern können, von den
Dioden unterdrückt; zum anderen wird für die steuernden ne-
gativen Impulse eine gute Entkopplung zwischen den inneren
Widerständen der Impulsspannungsquellen und der Flip-Flop-

Schaltung erreicht.

Der Eingangswiderstand
der Flip-Flop-Schal-
tung liegt bei dieser
Art der Einspeisung
bei 180 k-Ohm, und der
Innenwiderstand der
Impulsspannungsquellen
verändert das für die
Funktion der Flip-Flop-
Schaltung wichtige
Spannungsteilerver-
hältnis R_1/R_2 bedeu-
tend weniger als bei
direktem Anlegen der

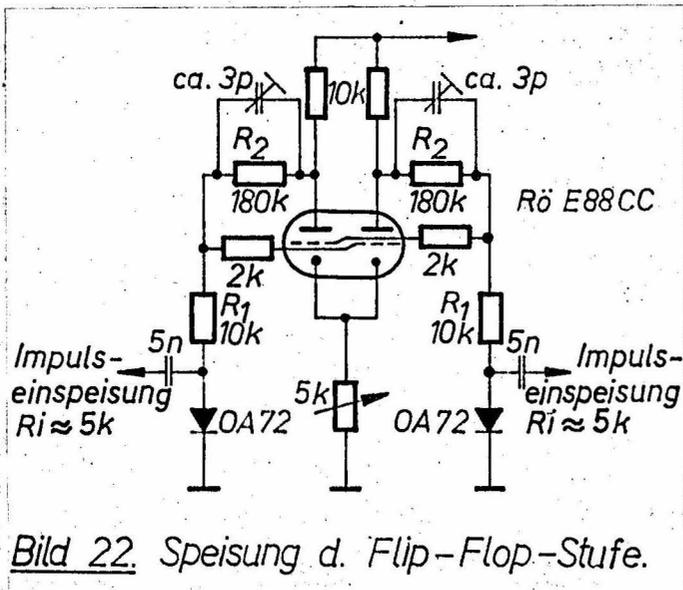


Bild 22. Speisung d. Flip-Flop-Stufe.

Impulse an die Gitter der Flip-Flop-Röhre.

Wie schon vorher erwähnt, wird nun die an der Anode der
Flip-Flop-Röhre liegende, in ihrer Impulsbreite von φ ab-
hängige Rechteckspannung von 64 kHz Folgefrequenz durch ein
RC-Glied so integriert, daß die A1-Modulation des Senders
erhalten bleibt. Die so entstandenen, in ihrer Amplitudeli-
near von φ abhängigen Morsezeichen werden über einen Katho-
denverstärker an einen Spitzenwerthalter gegeben, dessen
Anstiegs- und Abfallzeitkonstante regelbar sind und auf
ca. 1 sec. bzw. ca. 25 sec. eingestellt wurden (Bild 23).

An dieser Stelle ergibt sich eine weitere wirkungsvolle Möglichkeit, Störungen zu unterdrücken und durch die Tastung

bedingte Störeinflüsse zu verringern. Zum

besseren Verständnis soll zunächst das

Aussehen der auftretenden Störungen dar-

gestellt werden. In

Bild 24 ist unter

a) das Aussehen eines

ungestörten Zeichens

am Punkt A darge-

stellt,

b) zeigt Störimpulse,

deren Phasenlage ei-

nen geringeren,

c) solche, deren Pha-

senlage einen höheren Spannungswert als den des ungestörten

Zeichens erzeugt.

Unter d) und e) wird die Wirkung von Ein- und Ausschwing-

vorgängen gezeigt, die am Anfang und Ende jedes Morsezei-

chens Abweichungen vom idealen Verlauf bewirken und ähnlich

wie Störungen Verrundungen der Sägezähne verursachen. Diese

Phasenfehler beim Ein- und Aussetzen der Morsezeichen ent-

stehen wahrscheinlich in der Empfangsanlage, können aber

auch z.B. durch Einschwingvorgänge am Sender bedingt sein.

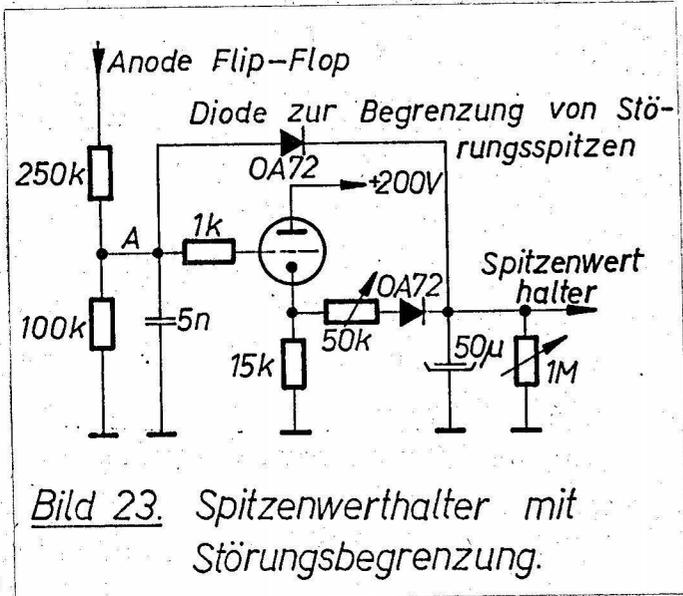


Bild 23. Spitzenwerthalter mit Störungsbegrenzung.

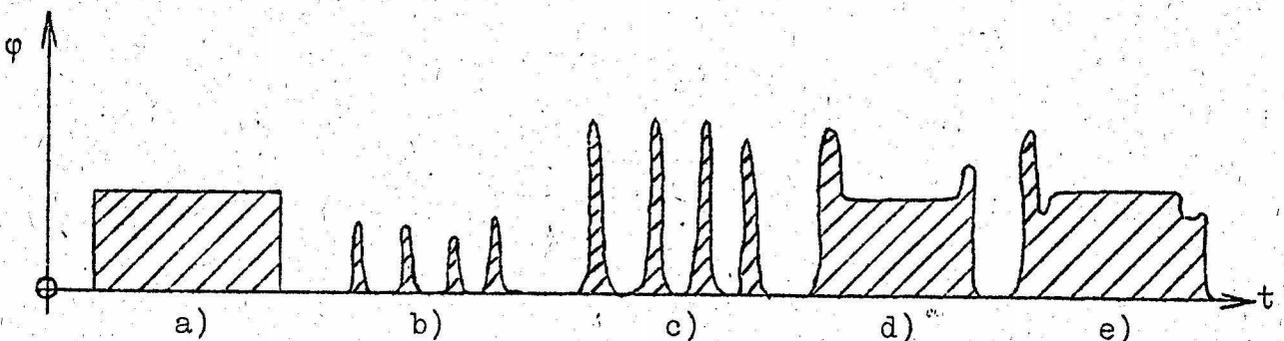


Bild 24. Schematische Darstellung auftretender Störungen an Punkt A.

Störungen wie die unter b) gezeigten haben keinen Einfluß auf die Registrierung, da sie ähnlich wie kurze Tastlücken wirken und wie diese vom Spitzenwerthalter ausgeglichen werden.

Unangenehmer sind die Störungen, bei denen die Spannung an Punkt A Spannungsspitzen aufweist, die den Wert überschreiten, der der augenblicklichen Phasenlage der beiden zu vergleichenden Frequenzen entspricht. Diese Spannungsspitzen werden vom Spitzenwerthalter bewertet und täuschen zu hohe Werte von φ vor, was schließlich wieder zu Sägezahnverrundungen führt. Eine Diode, die wie Bild 23 zeigt, zwischen Punkt A und dem Ladekondensator des Spitzenwerthalters liegt, gestattet die störenden Spannungsspitzen erheblich zu begrenzen. Die Diode wirkt auf folgende Weise: Im störungsfreien Betrieb, d.h. bei langsamen Änderungen von φ und damit der Spannung an Punkt A, arbeitet die Diode im Sperrgebiet, da dann an ihr praktisch die negative Gitterspannung der Pufferöhre für den Spitzenwerthalter steht. Bei einer plötzlichen Spannungsspitze an A wird die Diode jedoch leitend, da die Spannung am Ladekondensator während eines kurzen Knackgeräusches durch die verhältnismäßig große Aufladezeitkonstante annähernd konstant bleibt. Dadurch, daß die Diode in diesem Fall den Ladekondensator an Punkt 1 schaltet, wird die Spannungsspitze begrenzt. Die praktische Wirkung dieser Anordnung ist die, daß für Spannungsspitzen der Ladewiderstand des Spitzenwerthalttekondensators von ca. 20 kOhm (eingestellter R_1 der Pufferstufe) auf ca. 250 kOhm umgeschaltet wird und die durch die Spannungsspitze verursachte Spannungserhöhung am Ladekondensator entsprechend geringer ist.

Die am Ladekondensator stehende Spannung gelangt schließlich über einen Kathodenverstärker an den registrierenden 6 mA-Gleichstrom-Linienschreiber (Gesamtschaltung Bild 5b).

Auf den Bildern Nr. 26 und 28 ist das Aussehen der Sägezähne auf dem Registrierstreifen ersichtlich. Die durch den Sägezahnrücklauf und durch Sägezahnverrundungen ausfallende Meßzeit konnte durch die beschriebenen Maßnahmen durch-

schnittlich auf etwa 10 % der Gesamtzeit vermindert werden. Normale Tastlücken zwischen den einzelnen Morsezeichen werden durch den Spitzenwerthalter ausgeglichen, während sich längere Tastpausen von mehreren Sekunden oder Minuten Dauer durch entsprechende Unterbrechungen der Sägezahnform bemerkbar machen. Da die Phase bei 64 kHz, also der vierfachen Senderfrequenz, verglichen wird, entspricht ein Sägezahn einem Phasenunterschied von $\frac{360}{4} = 90^\circ$, bezogen auf 16 kHz.

Die Unabhängigkeit des Gerätes von Änderungen der einfallenden Feldstärke wird während der automatischen Eichung (siehe BI Nr. 8) kontrolliert, bei der die Empfangsantenne mit 16 kHz verschiedener Amplitude, aber, bezogen auf die Normalfrequenz, nachweislich konstanter Phase erregt wird. Auf dem Registrierstreifen muß dann bei allen Amplitudenstufen ein möglichst konstanter Wert für φ geschrieben werden.

Die Stromversorgung dieses Gerätes (200 V - 90 mA; 63 V, 3,3 A) erfolgt aus dem zentralen Stromversorgungsgerät.

7. Zweifachstromschreiber

Die Messwerke des Zweifach-Gleichstromschreibers (Siemens & Halske = Type S II D21K) sind für einen Maximalstrom von 6 mA dimensioniert. Der Schreiber arbeitet bei einem Papieranschub von z.Z. 60 mm/h mit Kapillarfedern und Tintentrog.

8. Eichgerät

Bei Feldstärkeregistrierungen ist eine ständige Überwachung der Empfindlichkeit der Apparatur durch Eichung unerlässlich. Dies gilt in besonderem Maße für die Registrierung von Längstwellen, bei denen die durch Ausbreitungsverhältnisse bedingten Feldstärkeschwankungen im Verhältnis zu denen bei höheren Frequenzen gering sind. Zur Zeitersparnis und um auch während des Wochenendes eine Eichung zu ermöglichen, wurde ein Gerät zur automatischen Eichung der gesamten An-

lage gebaut. Die Eichung erfolgt innerhalb der täglichen, von ca. 14.00 - 16.00 MEZ dauernden Sendepause des Senders GBR.

Wie aus Bild 1, dem Blockschaltbild der gesamten Anlage, zu ersehen ist, wird dem unter BI 4. beschriebenen Frequenzumsetzer eine 16 kHz-Normalfrequenzspannung entnommen und zum Eichgerät geführt. Hier wird sie verstärkt und anschließend begrenzt. Die begrenzte, sinusförmige Spannung liegt über einen Kathodenverstärker an einem Stufenschalter, der in neun linearen Stufen eine abgestimmte Rahmenantenne mit Eichspannung versorgt. Die Eichantenne ist in 4,5 m Entfernung von der Empfangsantenne aufgestellt.

Ein Synchronmotor, der zu Beginn der Eichung durch eine Schaltuhr eingeschaltet wird, dreht den Stufenschalter dreimal in je 22 Minuten herum, wodurch dreimal jeweils neun Eichstufen vom Schreiber registriert werden. Darnach schaltet die Schaltuhr wieder ab und beendet die Eichung. Hierbei ist es natürlich wichtig, die Größe der Eichspannung selbst zu kontrollieren, damit etwaige Änderungen von ihr keine Empfindlichkeitsänderungen der Empfangsanlage vortäuschen. Zu diesem Zweck schaltet der Stufenschalter nach den Eichstufen eine stabilisierte Gleichspannung an den unter 3. beschriebenen Gleichstromverstärker, wodurch eine Überwachung seiner Empfindlichkeit erfolgt. Mit dem so geeichten Gleichstromverstärker wird dann über eine weitere Stufe des Stufenschalters die Eichspannung über den Spitzenwertgleichrichter gemessen. Änderungen der Eichspannung können auf diese Weise leicht erkannt und korrigiert werden (Bild 25).

Insgesamt erscheinen also täglich auf dem Registrierstreifen 3 x 11 verschiedene Eichmarken: Jeweils eine Marke, die die Größe der Eichspannung angibt, eine weitere, die zur Kontrolle der Empfindlichkeit des Meßgerätes dient, mit dem die Eichspannung gemessen wurde, und schließlich die neun Eichstufen, die die relative Empfindlichkeit der Empfangsanlage, d.h. der Zusammenschaltung von Antenne, Empfänger, Gleichstromverstärker und Schreiber zeigen. Ein Beispiel

für das Aussehen der Eichmarken auf dem Registrierstreifen ist aus der Bild 28 ersichtlich.

9. Stromversorgungsgerät

Das Stromversorgungsgerät speist die Verstärker der Antennenanlage, den Registrierempfänger, das Phasenkompensationsgerät und das Phasenmessgerät mit Heiz- und Anodenspannung. Außerdem versorgt es noch andere Geräte, die nicht zu der hier beschriebenen Anlage gehören, mit den erforderlichen Spannungen. Die benötigten Heizspannungen $2 \times 6,3 \text{ V } 4 \text{ A}$; $6,3 \text{ V } 2 \text{ A}$; $6,3 \text{ V } 0,7 \text{ A}$; $7,2 \text{ V } 0,6 \text{ A}$; $12,6 \text{ V } 0,3 \text{ A}$ werden über Heiztransformatoren aus der durch einen getrennten magnetischen Spannungskonstanthalter stabilisierten Netzspannung gewonnen.

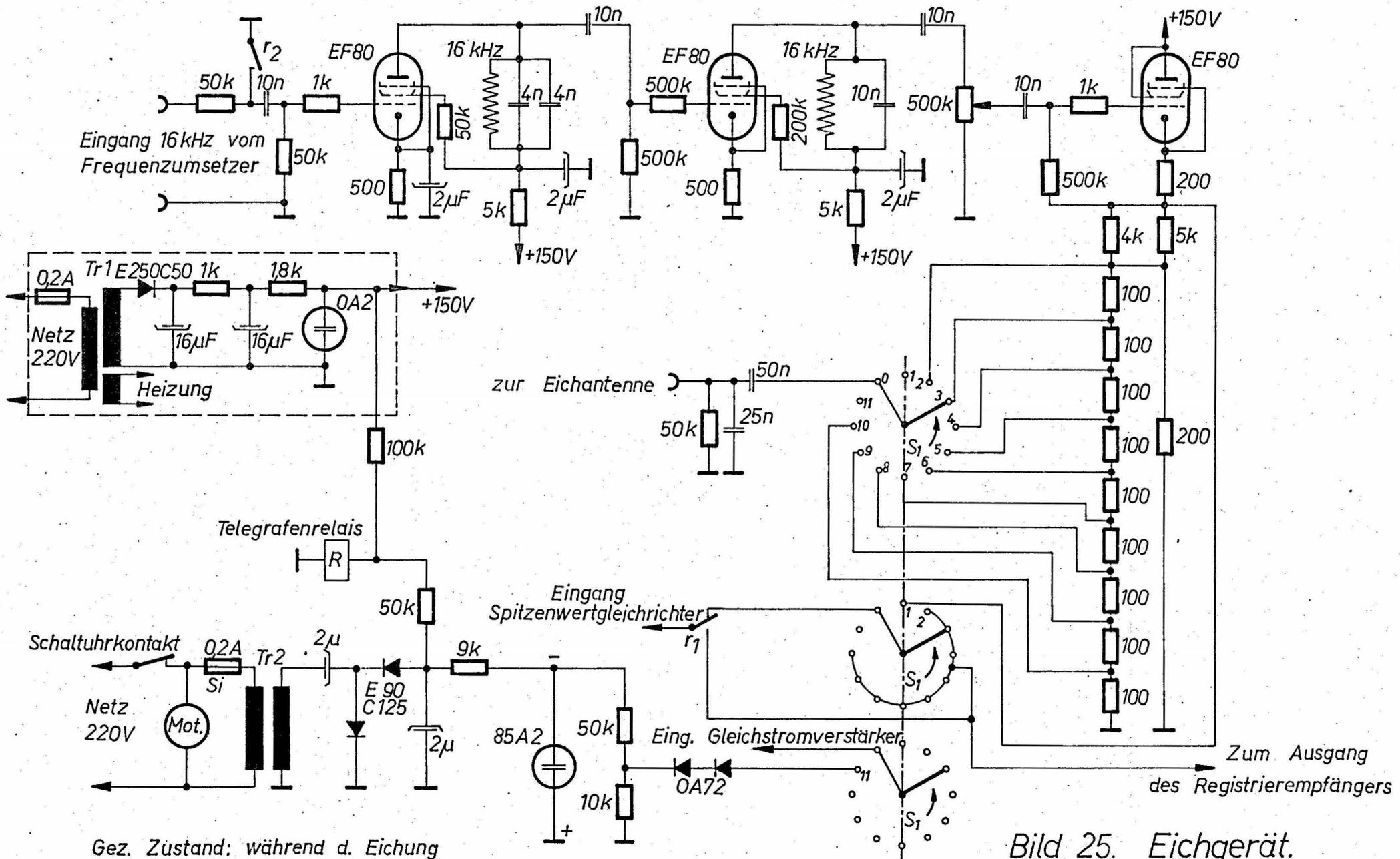
Die von den oben aufgeführten Geräten benötigten Anodenspannungen werden von vier selbständigen Teilgeräten erzeugt. Eines der Geräte dient mit 100 V , 200 mA in erster Linie der Speisung der Antennenverstärker. Diese Spannung wird durch einen Glimmstabilisator (Valvo 100 E 1) stabilisiert. Die übrigen 3 Teilgeräte sind im Aufbau gleich. Sie liefern elektronisch stabilisierte Spannung von jeweils 200 V bei maximaler Belastbarkeit von 110 mA . Für die Spannungsstabilisation werden in jedem Teilgerät eine Referenzröhre 85 A 2,

Zu Bild 25

Wirkungsweise:

Durch den Schaltuhrkontakt wird der Motor eingeschaltet, der den Stufenschalter S_1 langsam durchdreht.

Gleichzeitig wird Tr 2 eingeschaltet. Die ihm entnommene Spannung wird gleichgerichtet und stabilisiert. Die gleichgerichtete Spannung dient als Kontrollspannung für den Gleichstromverstärker und steuert das Telegrafienrelais um. Dessen Kontakt V_2 hebt den Kurzschluß im 16 kHz Eingang auf, sodaß 16 kHz -Spannung auf die Röhren gelangen kann. Der Kontakt r 1 hebt die unmittelbare Verbindung Registrierempfänger - Spitzenwertgleichrichter auf, die dann über den Stufenschalter besteht.



als Längsröhren 2 parallel geschaltete Röhren EL 86 und als Verstärkerröhre 1 Röhre EF 80 verwendet. Zur Kühlung sind zwei Ventilatoren eingebaut. Um die Transformatoren und Kondensatoren vor zu starker Erwärmung, z.B. bei Überlastung zu schützen, ist an jedem Transformator ein Esti-Übertemperaturschutz für 100° C Ansprechtemperatur angebracht, während für den Ausfall eines Ventilators ein gleicher Schutz mit 60° bzw. 70° Ansprechtemperatur vorgesehen ist.

Die Geräte der Empfangsanlage, die eigene Stromversorgungseinrichtungen enthalten, nämlich der Gleichstromverstärker, der Frequenzumsetzer, das Eichgerät und der Zeitmarkengeber sind ebenfalls mit Esti's versehen.

10. Zeitmarkengeber

Für die Registrierung werden Schreiber verwendet, deren Papiervorschub 60 mm/h mit Hilfe von selbstanlaufenden Synchronmotoren über ein Getriebe erfolgt. Das verwendete Papier ist mit einem entsprechenden Zeitmaßstab bedruckt. Die vorgedruckten Zeitangaben stimmen nun nicht immer mit der wahren Uhrzeit überein, was z.B. durch ungleichförmigen Lauf der Synchronmotoren, durch verschieden starken Zug am Papier usw. hervorgerufen sein kann. Aus diesem Grunde wurde ein Gerät entwickelt, das stündlich Zeitmarken gibt. Dabei wird gleichzeitig durch einen besonderen Schaltvorgang der mechanische Nullpunkt der Schreiber überprüft.

Das Gerät wird von einer Pendeluhr gesteuert, die sich elektrisch aufzieht und alle Minute Impulse mit wechselndem Vorzeichen abgibt. Diese Impulse werden über eine Leitung von einem polarisierten Telegraphen-Relais empfangen. Bei jedem zweiten Impuls der Uhr, also alle 2 Minuten, wird ein Wähler einen Schritt weiterschaltet. Nach 30 Schritten, also jeweils nach einer Stunde, werden durch ein System von Relais' und Kondensatoren, von dessen Beschreibung im einzelnen hier abgesehen werden soll, alle Schreiber inner-

halb von 15 Sekunden 6 mal kurzgeschlossen, sodaß auf dem Schreiberstreifen ein kräftiger Strich von dem derzeitigen Ausschlag des Schreibers bis etwa zu null geschrieben wird. Zur Kontrolle des Nullpunktes der Schreiber wird ein Kurzschluß länger ausgedehnt. In dieser Zeit kann der Schreiber den mechanischen Nullpunkt erreichen. -

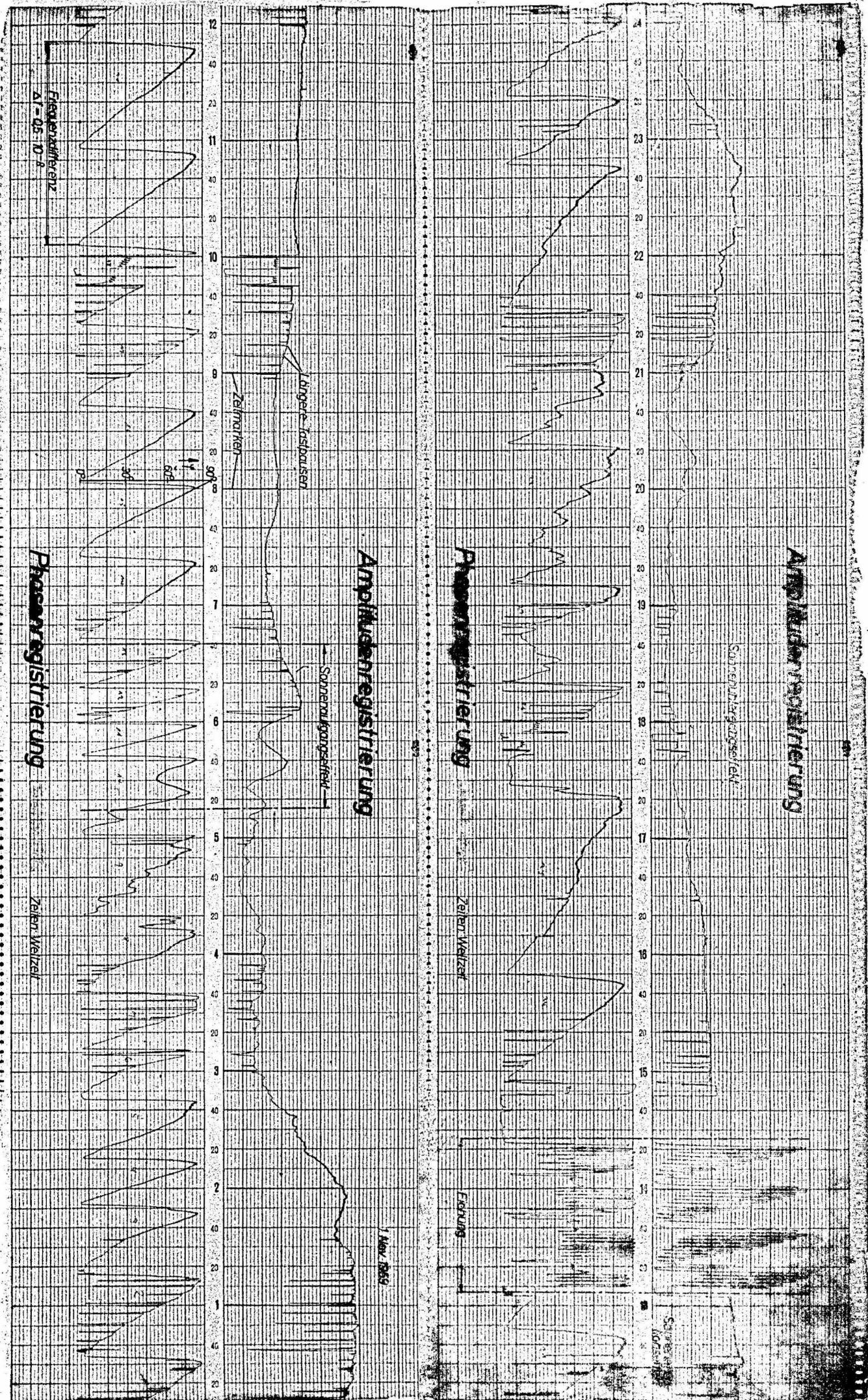
Bei Unterbrechungen des Netzstromes schaltet sich das Gerät selbsttätig ab und muß mittels einer besonderen Taste wieder in Betrieb gesetzt werden. Bei selbsttätigem Wiederanlaufen des Gerätes würden die Zeitmarken die vollen Stunden an einer falschen Stelle vortäuschen, was besonders bei kurzen Netzstromausfällen zu bedenklichen Irrtümern führen könnte.

II. Beispiele der mit der Empfangsanlage aufgenommenen Kurven

Im folgenden sollen einige Beispiele von aufgenommenen Kurven gezeigt und besprochen werden.

1. Registrierkurve eines Tages.

Bild 26 zeigt die Amplituden- und Phasenregistrierung eines Tages von Sender GBR. Der Sender arbeitet im allgemeinen Tag und Nacht mit Ausnahme der Zeiten von etwa 13.⁰⁰ bis 15.⁰⁰ Uhr Weltzeit. Während der Betriebszeit treten häufig kürzere und längere Pausen auf, die sich in den Registrierkurven je nach Dauer als mehr oder weniger breite Lücke, unter Umständen nur als Strich auswirken. Eine verhältnismäßig konstante Feldstärke, die im Sommer während sehr langer Zeit des Tages vorhanden ist, ist im Winter nur wenige Stunden, wie die Amplitudenkurve zeigt etwa von 10.⁰⁰ bis 13.⁰⁰ Uhr, zu beobachten. In der übrigen Zeit schwankt die Feldstärke sehr, besonders in den Zeiten des Sonnenauf- und -untergangs. Der Sonnenaufgangseffekt ist stets wesentlich ausgeprägter als der Sonnenuntergangseffekt, die beide auf Änderungen der Höhe der reflektierenden Ionosphärenschicht zurückzuführen sind.



Amplitudenregistrierung

Sonnenlichtregistrierung

Phasenregistrierung

Zeitmarken

Erkennung

Amplitudenregistrierung

Sonnenlichtregistrierung

Phasenregistrierung

Zeitmarken

Frequenzwertigkeit
 $\Delta f = 0,5 D-f$

1. Nov. 1956

Bild 26. Registrierkurve eines Tages.

Auf dem Bild ist um 12.27 Uhr ein schwacher Sonneneruptionseffekt sichtbar, der sich als kurzzeitige Erhöhung der Amplitude bemerkbar macht. Derartige Effekte treten von Zeit zu Zeit in noch wesentlich stärkerer Form auf (siehe Bild 29).

In der Zeit von 13.10 Uhr bis 14.22 ist die tägliche Eichung zu sehen, über die noch genauer gesprochen wird (siehe Bild 28). Auf der Amplitudenkurve zeichnen sich alle volle Stunden die von dem Zeitmarkengeber (siehe IB, Nr. 10) gegebenen Marken ab.

Bei ungestörter Ausbreitung und unter der Annahme, daß die Frequenzdifferenz des Senders und der Quarzuhr des Instituts konstant bleibt, also im Idealfall, müssen die Sägezähne (siehe IB Nr. 6 Phasenmessgerät) der Phasenregistrierung stets eine konstante Steilheit aufweisen. Der Sender GBR hat als Normalfrequenzsender eine hohe Frequenzkonstanz. Die Quarzuhr des HHI hat einen täglichen Frequenzgang von etwa 1×10^{-9} , der bei der Auswertung berücksichtigt wird. Abweichungen von der Steilheit und damit von der Form der Sägezähne gegenüber dem Normalfall sind, unter der Voraussetzung, daß die Frequenzdifferenz zwischen Sender und Quarzuhr konstant geblieben ist, auf Ausbreitungsvorgänge zurückzuführen. Die derzeitige Frequenzkonstanz genügt für die Bestimmung der durch Ausbreitung bedingten Phasenänderungen innerhalb einiger Stunden. Über längere Zeiträume, z.B. Tage, ist die Bestimmung noch unsicher. Für die Zeit von 4 Uhr bis 8 Uhr des abgebildeten Tages ist die Auswertung der Phasenregistrierung in Bild 27 dargestellt. Die Linie "Frequenzdifferenz" stellt die in der angegebenen Zeit als konstant angenommenen Differenz von $0,52 \cdot 10^{-8}$ zwischen Sender- und Quarzuhrfrequenz dar. Die Linie "gemessene Phase" ergibt sich, in dem man auf der Ordinate die einzelnen Sägezähne abträgt und im Raum jedes Zahnes über der Zeit jeweils die in der Sägezahnkurve gemessenen Werte einträgt. Die Differenz der beiden Kurven ergibt die Linie "Phasenabweichung durch Ausbreitung". Kleine Schwankungen der Phase sind zur Vereinfachung in der Darstellung nicht berücksichtigt.

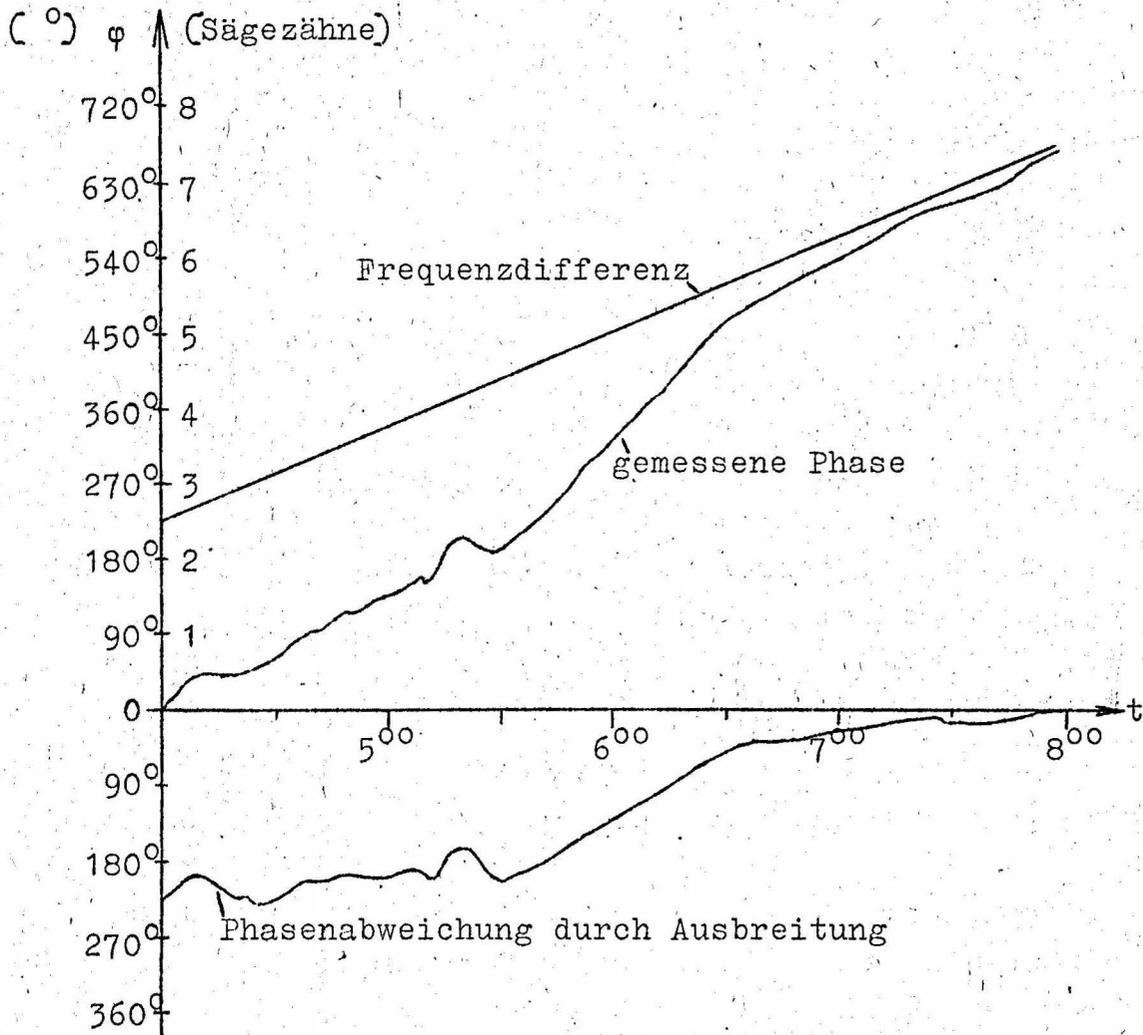
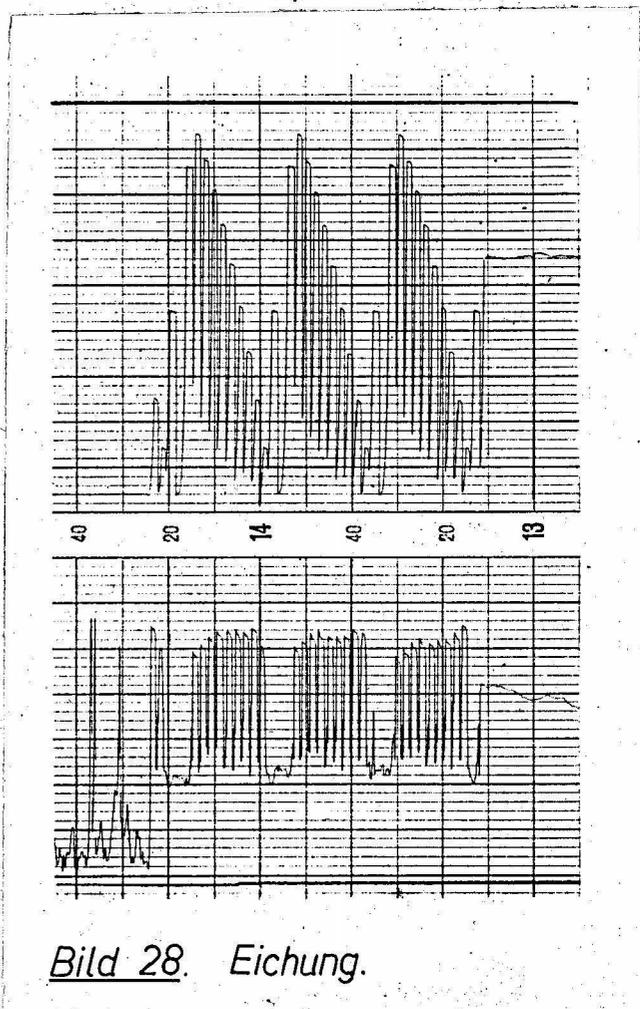


Bild 27. Auswertung der Phasenregistrierung.

2. Eichung

Bild 28 zeigt die durch das Eichgerät (siehe IB Nr. 8) täglich erzeugten Eichmarken. Die Eichung beginnt um etwa 13.12 Uhr mit der Marke für die Kontrolle des Gleichstromverstärkers. Darauf folgen die 9 Eichstufen, die die Empfindlichkeit der Amplitudenregistrierung zu kontrollieren gestatten. Sodann folgt eine Marke, die die Überwachung der Eichspannung ermöglicht. Dieser Vorgang wiederholt sich etwa dreimal. Da die Schaltuhr das Eichgerät ohne Rücksicht auf die Stellung des Stufenschalters etwa für eine Stunde einschaltet, können die Eichungen an den einzelnen Tagen mit verschiedenen Marken beginnen.

Die vom Phasenmessgerät bei der Eichung erzeugten Ausschläge geben einen Anhalt für die Einstellung des Phasenkompensationsgerätes, die so gewählt sein muß, daß die Ausschläge der Phasenregistrierung bei den 9 Eichstufen für die Empfindlichkeit der Amplitudenregistrierung möglichst gleich sind.



3. Reliefdarstellung des Feldstärkeverlaufs eines Jahres.

Die in Bild 26 dargestellte Registrierkurve eines Tages hat, bei einem Papiervorschub von 60 mm in der Stunde, eine Länge von 1440 mm. Bei einer Registrierung von mindestens einem Jahr, die nötig ist, um einen Überblick über die Verhältnisse in den verschiedenen Jahreszeiten zu bekommen, ergibt sich eine Länge der Registrierstreifen von mehr als 500 m. In der Form, in der sie gewonnen werden, sind die Registrierstreifen somit völlig unübersehbar. Um unabhängig von der zahlenmäßigen Auswertung der Kurven, ein anschauliches Bild des Feldstärkeverlaufs zu bekommen, wurde auf Vorschlag von Herrn Prof. GUNDLACH folgendes Verfahren eingeschlagen. Die Registrierkurven der einzelnen Tage wurden auf Pappesträifen

von 2 mm Stärke und 1500 mm Länge durchgezeichnet und die Konturen mit einer AEG-Schwingsäge ausgeschnitten. Die hintereinander gestellten Streifen ergeben dann eine Reliefdarstellung des Feldstärkeverlaufs, die Bild 29 zeigt.

Die zur Bildung des Reliefs verwendeten Kurven wurden in der Zeit von August 1957 bis November 1958 aufgenommen. In dieser Zeit arbeitete anstelle des Senders Rugby (GBR, 16 kHz) der Sender Criggion (GBZ, 19,6 kHz). Die mittlere Feldstärke des Senders weist in den Sommermonaten nur geringe Unterschiede zwischen Tag und Nacht auf und ist wesentlich höher als im Winter. Im Spätherbst fällt sie verhältnismäßig schnell ab, während sie im Frühjahr nur langsam wieder den hohen Wert des Sommers erreicht. Wie aus dem Bilde zu ersehen ist, tritt von Zeit zu Zeit ein plötzliches Ansteigen der Feldstärke auf, dem dann nach kurzer Zeit ein langsames Abklingen auf den vorherigen Wert folgt. Diese als Sonneneruptionseffekte bezeichneten Erscheinungen, die zum Teil mit den MÖGEL-DELLINGEREFFEKTEN im Kurzwellengebiet parallel gehen, sind bei den hohen Feldstärken im Sommer sehr selten und nur schwach angedeutet, während im Winter Anstiege der Feldstärke bis auf den doppelten Wert des sonst in der Tageszeit vorhandenen Betrages beobachtet wurden. Sehr deutlich ist der Sonnenaufgangseffekt ausgeprägt, der als tiefer Graben von 7 Uhr früh im November über 3.30 Uhr im Juni nach 8 Uhr früh im Dezember und 4.30 Uhr im August verläuft. Der Sonnenuntergangseffekt ist nicht so scharf ausgeprägt, er verläuft etwa zwischen 16 und 22 Uhr, Die Zeiten sind Mitteleuropäische Zeit.

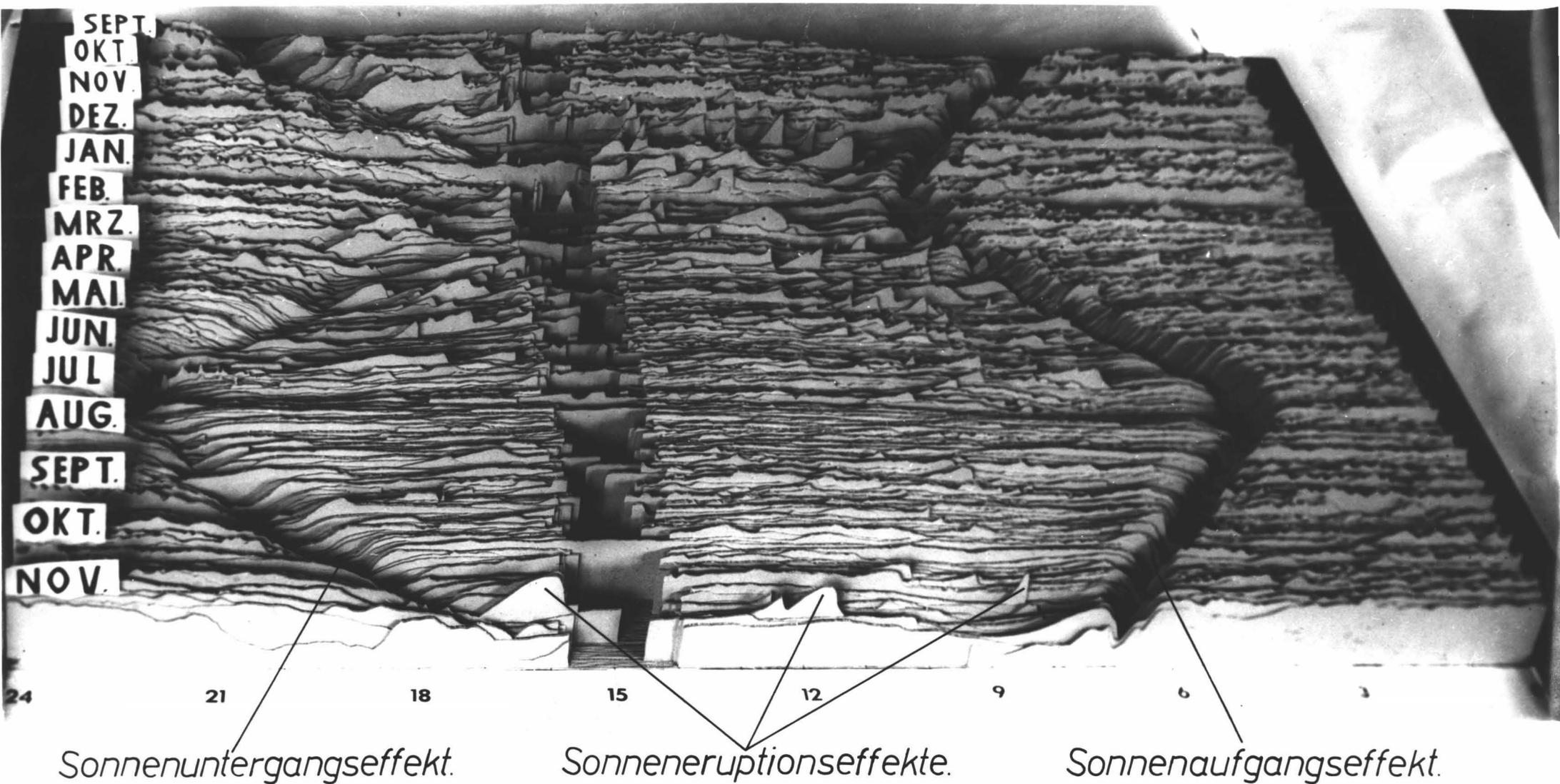


Bild 29. Reliefdarstellung des Feldstärkeverlaufs eines Jahres.