

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG  
BERLIN-CHARLOTTENBURG

# Technischer Bericht Nr. 85

Eine Sende- Empfangsanlage für  
Ausbreitungsuntersuchungen bei 5-6 mm Wellenlänge

von

Dr.-Ing. U. LAMMERS



Berlin

1 9 6 6





Technischer Bericht Nr.85

Eine Sende- Empfangsanlage für Ausbreitungsuntersuchungen  
bei 5 - 6 mm Wellenlänge

Zusammenfassung :

Es wird der Aufbau einer im Rahmen troposphärischer Ausbreitungsuntersuchungen über Strecken von ca. 20 km entwickelten Versuchsanlage beschrieben. In dieser finden im Hf-Institut der Technischen Universität entwickelte Rückwärtswellenröhren im Frequenzbereich 25 - 40 und 50 - 65 GHz Anwendung, an deren spezielle Eigenarten die verschiedenen Sender- und Empfängerfunktionen angepasst sind.

Es werden grundsätzliche Vergleiche zwischen verschiedenen Sender- und Empfängeranordnungen und daraus folgend Frequenz- und Amplitudenauswerteverfahren angestellt.

Der Sender ist mit einem 50 - 65 GHz-Oszillator und automatischer Hf-Leistungsregelung ausgerüstet. Er ist frequenzmässig nicht zusätzlich stabilisiert.

Der Empfänger arbeitet in Oberwellenmischung mit einem 25 - 40 GHz-Oszillator. Er besitzt eine automatische Hf-Leistungsregelung und Frequenznachlaufeinrichtung zur Konstanthaltung der Zwischenfrequenz. Ausserdem ist ein automatischer Suchlauf vorgesehen.

Heinrich- Hertz- Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter :  
gez. Uve Lammers

(Dr.-Ing.U.Lammers )

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

Der Institutsdirektor  
gez. Rothert  
(Prof.Dr.-Ing. G.Rothert )

Berlin-Charlottenburg, den 2.März 1966

## Inhalt

1. Einleitung
2. Möglichkeiten für eine Sende- und Empfangsanlage mit Überlagerungsempfang
3. Probleme beim automatischen Frequenznachlauf des Empfängers
  - 3.1. Verhältnisgleichrichter als frequenzempfindliches Element- Aufbau des 1. Empfängers
  - 3.2. Synchrongleichrichter als frequenzempfindliches Element- Aufbau des 2. Empfängers
4. Wirkungsweise des Senders
5. Wirkungsweise des 2. Empfängers
6. Zusammenfassende Daten über den Betrieb der Anlage

## 1. Einleitung

Im Rahmen der im Heinrich- Hertz- Institut durchgeführten Untersuchungen über troposphärische Einflüsse auf die Ausbreitung von mm- Wellen (1) wurde bisher eine in (2) von Crawford und Hogg beschriebene Apparatur verwendet.

Bei dem heutigen Stand der Technik lassen sich mm-Wellen mit einer Länge von 5 - 6 mm unter vertretbarem Aufwand nur mit einer Leistung von wenigen mW erzeugen. Das bedeutet, Ausbreitungsmessungen in der Troposphäre über Entfernungen von einigen hundert Metern aufwärts können nur mit scharf bündelnden Antennen und einer nach dem Überlagerungsprinzip arbeitenden Empfangsanlage ausgeführt werden. Der Überlagerungsempfang bei Frequenzen von 50 - 65 GHz bereitet aber eine Reihe von Schwierigkeiten, die bei der hier zu beschreibenden Anlage überwunden wurden.

Das zunächst verwendete Verfahren nach Crawford und Hogg ist ein Frequenzmodulations-Dauerstrich-Radarverfahren. Durch Anwendung eines einzigen Mikrowellengenerators umgeht man die bei mm- Wellenoszillatoren schwierigen Frequenzstabilisierungsprobleme. Das von einem Klystron QK 295 erzeugte Signal ist dreieckförmig mit einem Hub von ca. 2,8 MHz und einer Periodendauer von 2,5 ms frequenzmoduliert. Es wird bis auf den Anteil ausgesendet, der dem Diodenmischer zugeführt wird. Nach Reflexion an einem Eckenreflektor hat das Empfangssignal einen Weg von  $2 \times 675$  m entsprechend einer Laufzeit von 4,5  $\mu$ s zurückgelegt. Es besitzt bis auf kleine Bruchteile der Modulationsperiode eine konstante Frequenzdifferenz von 10 kHz gegenüber der Sendefrequenz.

Mischung der momentan erzeugten und der empfangenen Frequenz ergibt ein Zwischenfrequenzsignal, das als getasteter 10 kHz- Sinus aufzufassen ist, wenn man selektive Zf- Verstärkung vorsieht. Frequenzwanderungen des Mikrowellengenerators sind ohne Einfluss, sofern sie langsam sind gegenüber der Periodendauer der Modulation. Das ist



für normale Klystrons durchaus der Fall. Das Verfahren ermöglicht also einen selektiven Überlagerungsempfang ( im hier ausgeführten Fall wird eine relative Bandbreite von  $4 \cdot 10^{-8}$  bezogen auf die Empfangsfrequenz verwendet) bei geringen Anforderungen an die Frequenzstabilität. Wegen der beim Radarverfahren mit  $1/r^4$  fallenden Empfangsleistungsdichte lassen sich allerdings selbst bei gut bündelnder Antenne mit einem Gewinn von mehr als 50 dB nur Messstrecken bis ca.  $r = 3$  km aufbauen. Für Ausbreitungsuntersuchungen über weitere Entfernungen ist ein übliches Sende-Empfangsverfahren mit getrenntem Sender und Empfänger nicht zu umgehen.

Bei Überlagerungsempfang und der jetzt geltenden  $1/r^2$ -Abhängigkeit der Empfangsleistungsdichte lassen sich auch mit wenigen mW Sendeleistung grössere Entfernungen überbrücken.

In der beschriebenen Anlage werden als Sender- und Mischeroszillator Rückwärtswellenröhren verwendet, die im Hochfrequenzinstitut der Technischen Universität hergestellt sind. Diese Röhren haben gegenüber üblichen Klystrons eine Reihe von Vorteilen. Sie haben eine erheblich höhere Lebensdauer als bei entsprechenden Klystrons garantiert und auch festgestellt wird. Sie geben Hf-Leistungen bis 40 mW ab und sind unkritischer im Betrieb, d.h. sie halten sich langfristig in einem einmal eingestellten Arbeitspunkt stabil. Sie arbeiten bei wesentlich niedrigeren Spannungen und sind leichter abstimmbare. Nachteilig für den hier angestrebten Verwendungszweck sind vor allem die Rauscheigenschaften, auf die unter 3.1. noch eingegangen wird.

## 2. Möglichkeiten für eine Sende- Empfangsanlage mit Überlagerungsempfang

Bei einer Betriebsfrequenz von 50 - 65 GHz sind verschiedene Möglichkeiten zum Aufbau einer Sende- Empfangsanlage mit Überlagerungsempfänger denkbar.

- a) Getrennte Frequenzstabilisierung von Sender- und Empfängeroszillator

Dieses Verfahren ist grundsätzlich einfach und eindeutig. Beide Oszillatoren werden mit Hilfe eines Vergleichsnormals, das passiv ( Resonator ) oder aktiv ( Oszillator, Vervielfacher ) sein kann, mit der notwendigen Genauigkeit frequenzkonstant gehalten. Praktisch erfordert aber die notwendig werdende relative Frequenzgenauigkeit von etwa  $10^{-5}$  einen Aufwand, der das Verfahren unwirtschaftlich macht.

- b) Sender- bzw. Empfängeroszillator ohne besondere Frequenzstabilisierung. Frequenzmodulation des Sender- bzw. Empfängeroszillators derart, dass die Frequenzdifferenz während eines Bruchteils der Modulationsperiode gleich der Zwischenfrequenz ist.

Dieses Verfahren ist mit sehr geringem Aufwand verbunden, es hat aber den erheblichen Nachteil, dass entsprechend dem Verhältnis Zwischenfrequenzbandbreite/Modulationshub Empfangsleistung verlorenght.

- c) Sender ohne besondere Frequenzstabilisierung. Empfängeroszillator mit automatischer Frequenznachregelung zur Erzielung einer konstanten Zwischenfrequenz.

Dieses Verfahren erfüllt bei relativ geringem Aufwand die Anforderungen, die im Rahmen der beschriebenen Anlage auftreten. Es ergeben sich allerdings aus der praktischen Anwendung einige Probleme, deren Lösung im folgenden beschrieben wird.

### 3. Probleme beim automatischen Frequenznachlauf des Empfängers

Da bei Ausfall der Verbindung, etwa durch sehr starke Dämpfung auf der Messstrecke, oder auch bei Inbetriebnahme der Anlage dem Empfänger keine Frequenznachstellung zur Verfügung steht, wird mit Ausnahme des Falles, dass Sender- und Empfängeroszillator mit genauem Zwischenfrequenzabstand laufen, keine Verbindung zustande kommen. Es ist deshalb ein automatischer Suchlauf des Empfängers wünschenswert (vgl. Verfahren b). Der Empfängeroszillator



wird mit einer dreieckförmigen Spannung periodisch über einen Frequenzbereich von etwa 100 MHz gewobbelt. Dieser Frequenzbereich umfasst erfahrungsgemäss die maximalen gegenseitigen Frequenzabweichungen von Sender und Empfänger infolge Temperatur- und Spannungsschwankungen.

Bei einer Empfangsfrequenz von 50 - 65 GHz und einer üblichen Zwischenfrequenz unter 100 ( hier 60 ) MHz lässt sich keine ausreichende Vorselektion mit vernünftigem Aufwand erzielen, d.h. die oberhalb und unterhalb der Sendefrequenz mögliche Einstellung des Empfängeroszillators liefert ein gleichwertiges Zwischenfrequenzsignal. Nachteilig ist dieses Verhalten für eine Frequenznachlaufeinrichtung, deren frequenzbestimmendes Element aus einem üblichen Zwischenfrequenzdiskriminator ( Verhältnisgleichrichter ) besteht.

### 3.1. Verhältnisgleichrichter als frequenzempfindliches Element - Aufbau des 1. Empfängers.

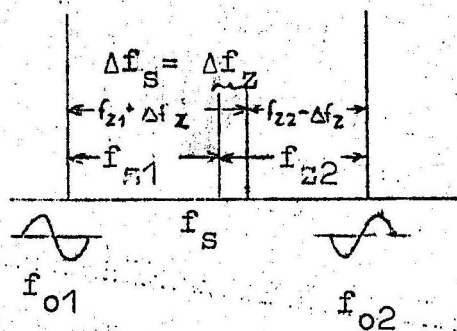


Abb.1

Abb. 1 zeigt, dass bei einem Auswandern des Sendesignals  $f_s$  um  $\Delta f_s$  die Zwischenfrequenz in einem Fall

$$f_{z1} + \Delta f_z = f_s + \Delta f_s - f_{o1}$$

im zweiten

$$f_{z2} - \Delta f_z = f_{o2} - f_s - \Delta f_s \text{ wird,}$$

d.h.  $f_{z1}$  wird um  $\Delta f_s$  grösser,  $f_{z2}$  um  $\Delta f_s$  kleiner.

Da aber so von dem Verhältnisgleichrichter in beiden Fällen eine Regelspannung unterschiedlicher Polarität geliefert wird, kann die in beiden Fällen notwendige

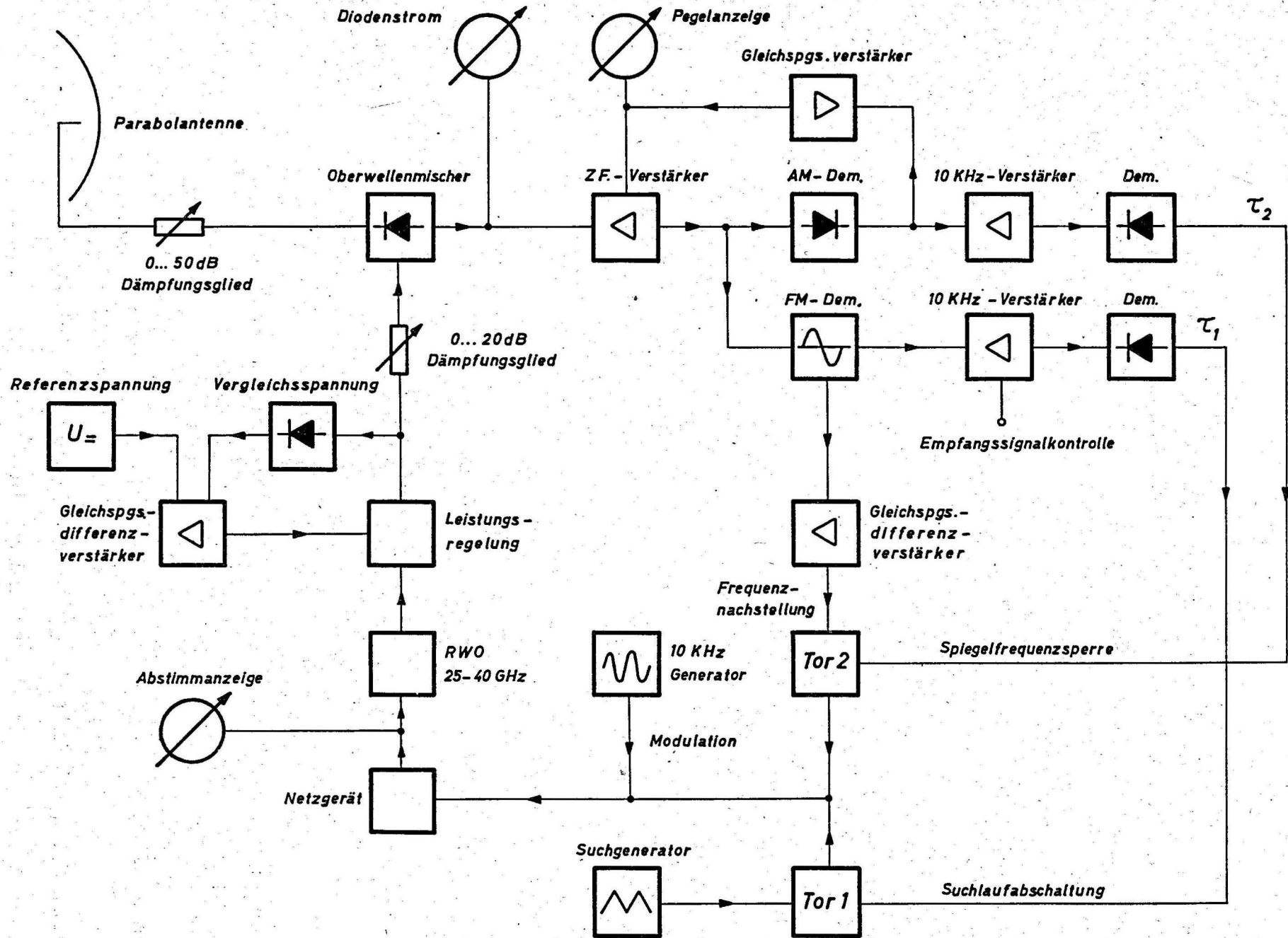


Abb. 2  
 Blockschaltbild für V-Band-Empfänger (1. Version)



Verschiebung von  $f_{o1}$  bzw.  $f_{o2}$  gleichsinnig mit  $f_s$  nicht erfolgen. Entsprechende Betrachtungen gelten beim Auswandern von  $f_{o1}$  bzw.  $f_{o2}$ . Praktisch wäre das ohne erheblichen Nachteil, wenn nicht im spiegelfrequenten Empfangszustand ein Nachlauf und eine stabile Einstellung auf einer der Aussenflanken der Diskriminatorcurve und damit eine stark unsymmetrische Einstellung des Zf-Signals zur Verstärkermittefrequenz erfolgen würde. Ein Frequenzdiskriminator dieser Art erfordert eine Spiegelfrequenzsperre. Eine erste Version der Empfangsanlage arbeitete nach diesen Gesichtspunkten wie in Abb. 2 angegeben ( 3 ) .

Im Eingang befindet sich ein im Oberwellenbetrieb arbeitender Diodenmischer mit einer 1 N 53 C, d.h. bei einer Sendefrequenz von 50 GHz liegt die Empfangsoszillatorfrequenz etwa bei 25 GHz. Versuche mit einem Gegentaktmischkopf führten in Bezug auf Rauschunterdrückung zu keinem befriedigenden Erfolg. Oberwellenmischung war aus Mangel an 5 - 6 mm Röhren notwendig. Die Ausgangsleistung des Mischeroszillators wird automatisch konstant gehalten. Der 60 MHz- Zf- Verstärker mit 2 MHz Bandbreite besitzt einen AM- und einen FM-Demodulator. Der Empfängeroszillator wird ständig mit 10 kHz-Sinussignal über einen Bruchteil der Zf-Bandbreite frequenzmoduliert und führt nach Anschalten über Tor 1 einen Suchlauf über 100 MHz mit einer Periodendauer von 200 ms aus. Das vom Empfänger während des Suchlaufs gefundene Sendesignal wird über den Regelkreis Zf- Verstärker - AM- Demodulator - Gleichspannungsverstärker auf einen etwa eingangspegelunabhängigen Wert verstärkt. Es treten zwei Fälle auf, die in Abb. 3a und 3b skizziert sind.

a) Der Empfänger versucht sich auf die Spiegelfrequenz aufzuschalten. ( Abb. 3a ) Am AM- Demodulator tritt infolge Flankendemodulation eine 10 kHz-Spannung auf, die nach einer Verzögerungszeit  $\tau_2$  die automatische Frequenznachstellung vom Diskriminator unwirksam macht. Der Suchlauf wird fortgesetzt, ehe das vom FM-Demodulator kommende um  $\tau_1$  verzögerte Abschaltsignal

für den Suchlauf wirksam wird.

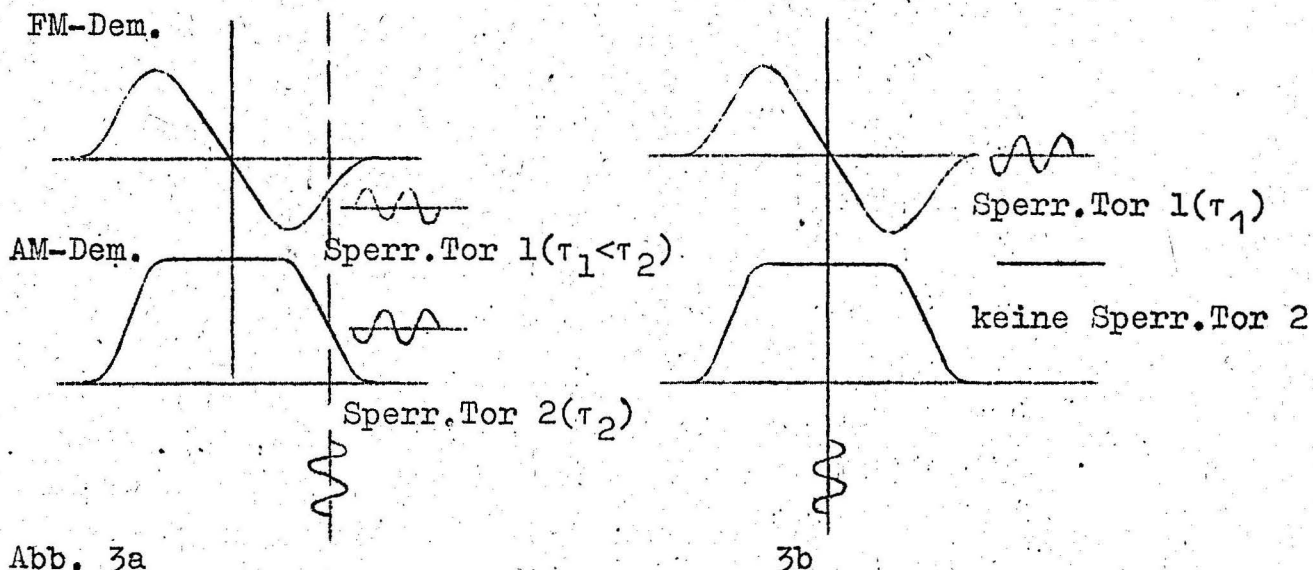


Abb. 3a

3b

b) Der Empfänger erreicht die Empfangsfrequenz und schaltet sich richtig auf ( Abb. 3b ). Der Empfangsoszillator wird durch den automatischen Frequenznachlauf so eingestellt, dass das Zf-Signal in den flachen Teil der Zf-Durchlasskurve fällt. Vom AM-Demodulator wird jetzt keine Sperrspannung mehr für das Tor 2 erzeugt, die Frequenznachstellautomatik bleibt wirksam. Um ein kurzfristiges Abschalten bei dem auch hier erfolgenden Durchlauf durch eine der Flanken der Zf-Durchlasskurve zu vermeiden, ist das Steuersignal für Tor 2 um  $\tau_2$  zeitverzögert. Das am FM-Demodulator nun aber ständig erzeugte 10 kHz-Signal schaltet nach  $\tau_1$  den Suchlauf ab. Der Empfangspegel wird durch die Zf-Regelspannung angezeigt.

Dieses System arbeitete praktisch einwandfrei, wurde aber wegen einer Reihe von Gründen wieder verlassen.

1. Es sind grosse Anforderungen an die Form der Zf-Durchlasskurve zu stellen, die bei einem um 40 - 60 dB regelbaren Verstärker schwer zu erfüllen sind.  
( Flaches Dach )



2. Die Schaltfunktionen bedürfen zeitlicher Verzögerungen, deren Grösse genau eingehalten werden muss.
3. Die Empfindlichkeit konnte nicht ausreichend gross gemacht werden, einer Empfindlichkeitssteigerung des Empfängers stehen die folgenden Schwierigkeiten entgegen. An der Empfindlichkeitsgrenze besitzt das Oszillatorrauschen einen erheblichen Einfluss auf die vom AM- und FM- Demodulator abgegebenen Spannungen.

Durch sorgfältige Untersuchungen muss der Schluss gezogen werden, dass das von den hier verwendeten Rückwärtswellenröhren erzeugte Rauschspektrum stark frequenzabhängig ist, d.h. im Gegensatz zu einer Ausgangsspannung 0 am FM-Demodulator, wie sie bei Einspeisung von weissem Rauschen in den Zf-Verstärker nachweisbar war, führt der Rauschanteil der Rückwärtswellenröhren ständig zu einer Ausgangsgleichspannung am FM-Demodulator, die bei Frequenzänderung der Röhre ständig positiv und negativ wird. Es muss also z.B. eine spektrale Verteilung der Rauschseitenbänder wie in Abb. 4 angenommen werden. Der Einfachheit halber sei Symmetrie vorausgesetzt.

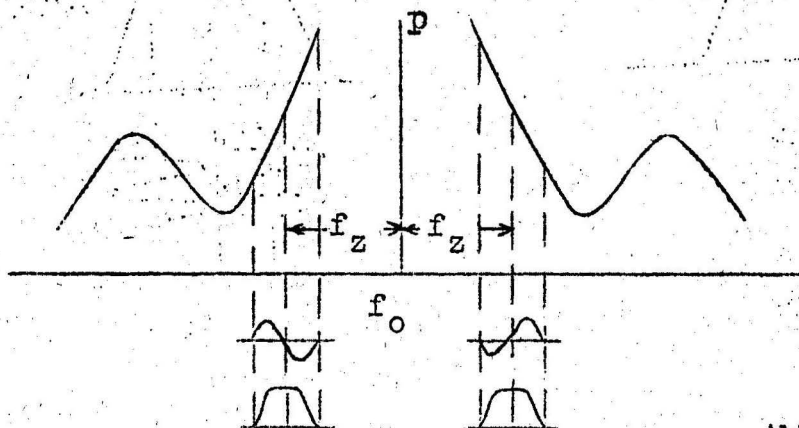


Abb. 4

Es werden beide Rauschseitenbänder im Zf-Verstärker wirksam.

Betrachtet man die Änderung der Rauschleistungsdichte  $p$  innerhalb des Zf-Durchlassbereichs als linear, lässt sich feststellen, dass die vom FM-Demodulator (Verhältnisgleichrichter) abgegebene Störspannung  $U_{FMr}$  von der Grösse  $\partial p (f_o, f_z) / \partial f_z$  abhängig ist, die am AM-Demodulator (Parallelschwingkreis) auftretende Spannung  $U_{AMr}$  aber von  $p (f_o, f_z)$  in der Mitte des Durchlassbereichs.

Praktisch zeigt sich nun, dass ein neues Frequenzdiskriminatorverfahren erhebliche Verbesserungen der Anlage ermöglicht.

### 3.2. Synchrongleichrichter als frequenzempfindliches Element - Aufbau des 2. Empfängers

Moduliert man den Empfängeroszillator mit einem 10 kHz-Signal in der Frequenz wie oben beschrieben, so dass das Zf-Signal bei richtiger Einstellung des Empfängers zum Sender über das flache Dach der Durchlasskurve wandert (Abb. 5a), dann ist am AM-Demodulator keine 10 kHz-Spannung messbar. Wandert die mittlere Zwischenfrequenz aus, dann erfolgen periodische Einbrüche der AM-Spannung, die aber je nach der Richtung der Auswanderung um  $180^\circ$  in der Phase verschoben sind (Abb. 5b).

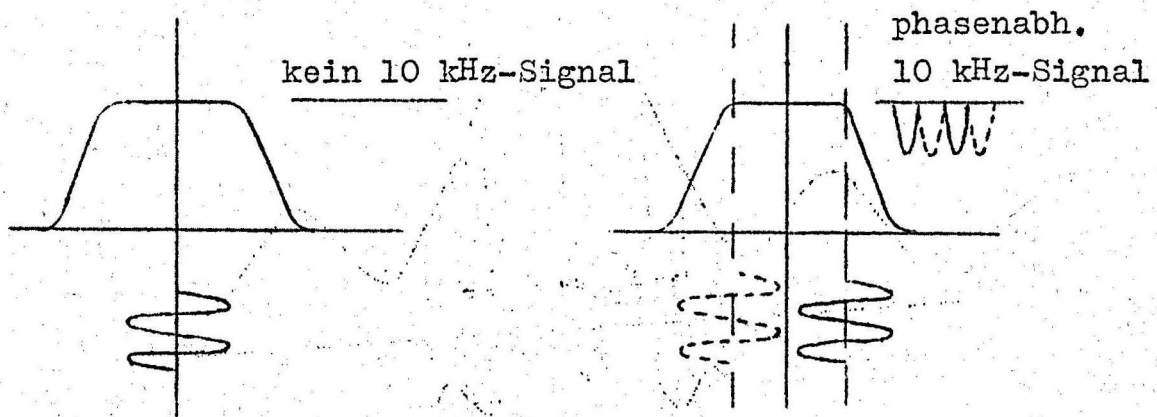


Abb. 5a

5b

Betrieibt man eine Synchrongleichrichtung mit Hilfe des modulierenden Signals, so ergibt sich am Ausgang des



Synchrone Gleichrichter eine positive bzw. negative Nachstellspannung. Der entscheidende Vorteil dieser Einrichtung ist die Tatsache, dass sowohl für  $f_{z1} = f_s - f_{o1}$  als auch für  $f_{z2} = f_{o2} - f_s$  die Regelspannung gleichsinnig abgegeben wird. Abb. 6 zeigt dieses Verhalten.

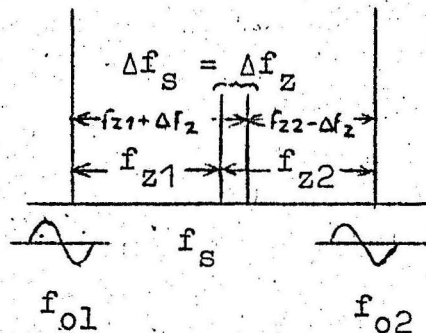


Abb. 6

Beim Größerwerden der Sendefrequenz  $f_s$  um  $\Delta f_s$  führt für  $f_{o1}$  wie  $f_{o2}$  die gleiche Halbwelle der modulierenden 10 kHz-Spannung zum Verlassen des horizontalen Bereichs der Zf-Durchlasskurve, d.h. zum Einbrechen der AM-Demodulatorspannung, wenn auch einmal an der tieferfrequenten, einmal an der höherfrequenten Flanke. Das bedeutet eine gleichsinnige Nachstellspannung am Synchrondetektor, wie sie für die Nachstellung von  $f_{o1}$  und  $f_{o2}$  benötigt wird. Da  $f_{o1}$  und  $f_{o2}$  gleichwertig sind, lässt sich auf diese Weise das Empfangsprinzip wesentlich vereinfachen. Es fällt die Spiegelfrequenzsperrung mit ihren Zeitbedingungen sowie die Forderung an die Form der Zf-Durchlasskurve fort. Wie leicht zu ersehen ist, vermag sich die Nachstell-einrichtung an jeder beliebig geformten Durchlasskurve mit nur einem Maximalwert eindeutig zu orientieren. Der wesentliche und eigentlich entscheidende Vorteil dieser Anordnung ist aber in ihrem Verhalten bezüglich des Oszillatorrauschens zu suchen. Die störenden Rauschspannungen  $U_{AMr}$  und  $U_{FMr}$  sind langsam mit der Oszillatorfrequenz veränderliche Größen in dem Sinne, dass die innerhalb des 10 kHz-Wobbelhubes von etwa 1 MHz entstehende Differenzspannung  $\Delta U_{AMr1}$  bzw.  $\Delta U_{FMr1}$  sehr viel kleiner ist als  $\Delta U_{AMr100}$  bzw.  $\Delta U_{FMr100}$ ; die Störspannungsänderung über den

ganzen 100 MHz-Suchhub des Empfängers. Bei Anwendung des üblichen Verhältnisgleichrichters als FM-Demodulator wird wegen der notwendigen Gleichstromkopplung die volle Störspannung  $\Delta U_{FMr100}$  wirksam. Bei Anwendung des Synchrondetektors kommt nur der über die 10 kHz-Modulation übertragene geringe Anteil  $\Delta U_{AMr1}$  zur Auswirkung. Der Synchrongleichrichter dient gewissermassen zur gleichstrommässigen Auftrennung des Nachstellspannungsweges, ohne die eigentliche Nachstellspannung zu beeinflussen. Es wurde im ganzen Abstimmereich des Oszillators eine Verbesserung des Nutz/Störgleichspannungsabstandes von etwa 20 dB gemessen. Entsprechend konnte die gesamte Empfängerempfindlichkeit erhöht werden. (Abb.7)

Mischeranordnung, Oszillator und Zwischenfrequenzverstärker mit AM- und FM-Demodulator gleichen grundsätzlich denen der 1. Version. Vom 10 kHz-Generator wird aber ausser der Oszillatorfrequenz der auf den AM-Demodulator folgende Synchrongleichrichter gesteuert. Dessen Ausgangsgleichspannung regelt nach Verstärkung die Oszillatormittenfrequenz nach. Um der erhöhten Empfindlichkeit der Frequenznachstellung auch in Bezug auf Suchlaufabschaltung und Pegelanzeige, d.h. Zf-Verstärkungsregelung, Rechnung zu tragen, wird für diese Funktionen das am FM-Demodulator erzeugte 10 kHz-Signal ausgewertet. Die Aufgaben des AM- und FM-Demodulators sind also vertauscht, indem ersterer frequenz-, letzterer amplitudenempfindlich ist. Die am FM-Demodulator gewonnene 10 kHz-Spannung kann nach Verstärkung mit einem Synchrongleichrichter entsprechend dem auf den AM-Demodulator folgenden gleichgerichtet und durch ein RC-Glied in der Bandbreite eingeschränkt werden. Aus Einfachheitsgründen wurde allerdings bei der praktischen Ausführung des Geräts darauf verzichtet und ein schmalbandiger 10 kHz-Resonanzverstärker ( Bandbreite 50 Hz ) vorgesehen. Anschliessend folgt ein normaler 2. AM-Demodulator. Die Bandbreitenbeschränkung im Empfänger bedingt eine Herabsetzung der Suchlaufgeschwindigkeit. Es wird eine Peri-





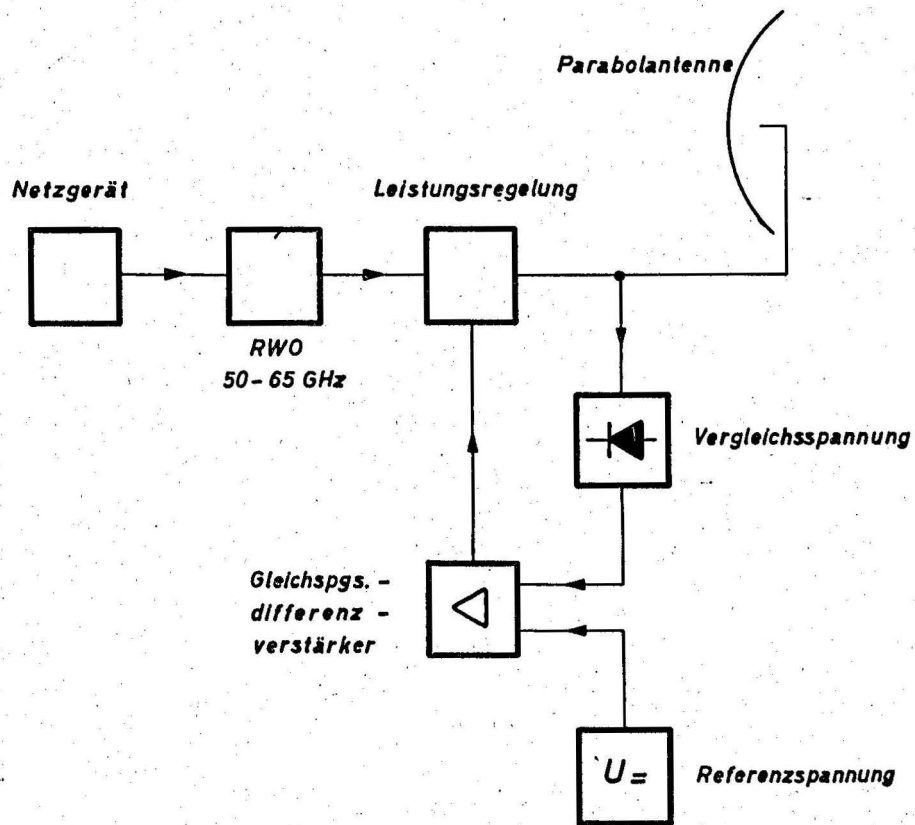


Abb. 8:  
 Blockschaltbild für V-Band-Sender

odendauer von 4 sec angewandt.

Insgesamt konnte die Empfindlichkeit des Empfängers um mehr als 15 dB gesteigert werden, bei gleichzeitiger Vereinfachung der notwendigen elektronischen Automatik.

#### 4. Wirkungsweise des Senders

Der grundsätzliche Aufbau des Senders ist aus dem Blockschaltbild Abb. 8 ersichtlich. Sein wesentlicher Bestandteil ist der Rückwärtswellenoszillator RWO mit einem Abstimmbereich zwischen etwa 50 - 65 GHz. Die abgebbare Leistung beträgt etwa 2 - 40 mW je nach Frequenz und Exemplar. Untersuchungen zeigen, dass bei sehr gut konstant gehaltenen Betriebsspannungen nur geringe und langsame Änderungen in Betriebsfrequenz und abgegebener Hf-Leistung auftreten, die einerseits durch das Nachlaufverfahren im Empfänger, andererseits durch eine automatische Leistungsregleinrichtung bedeutungslos sind. Da im Bereich von 50 - 65 GHz keine variablen Dämpfungsglieder vorhanden waren, die den Faradeyeffekt bei Ferriten ausnutzen, wurde ein automatisches mechanisches Dämpfungsglied konstruiert, das bei den langsamen Regelungsvorgängen gleichwertig ist. Abb. 9 zeigt die Wirkungsweise.

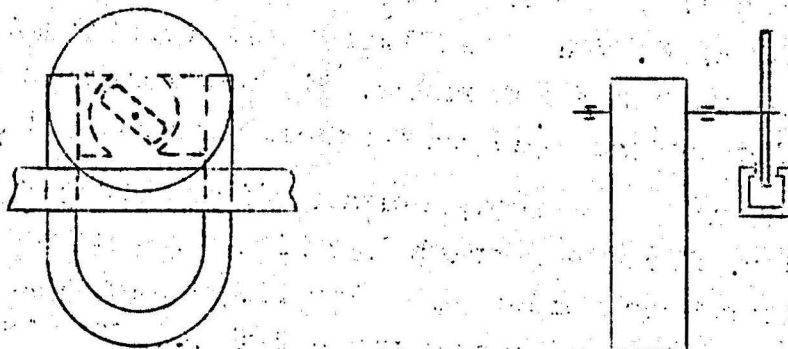


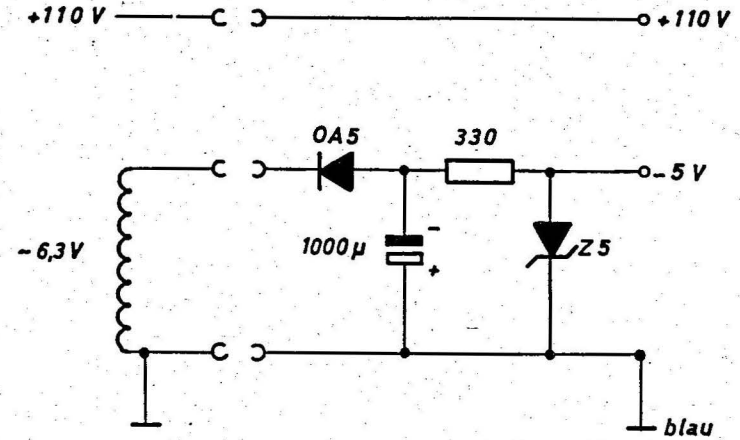
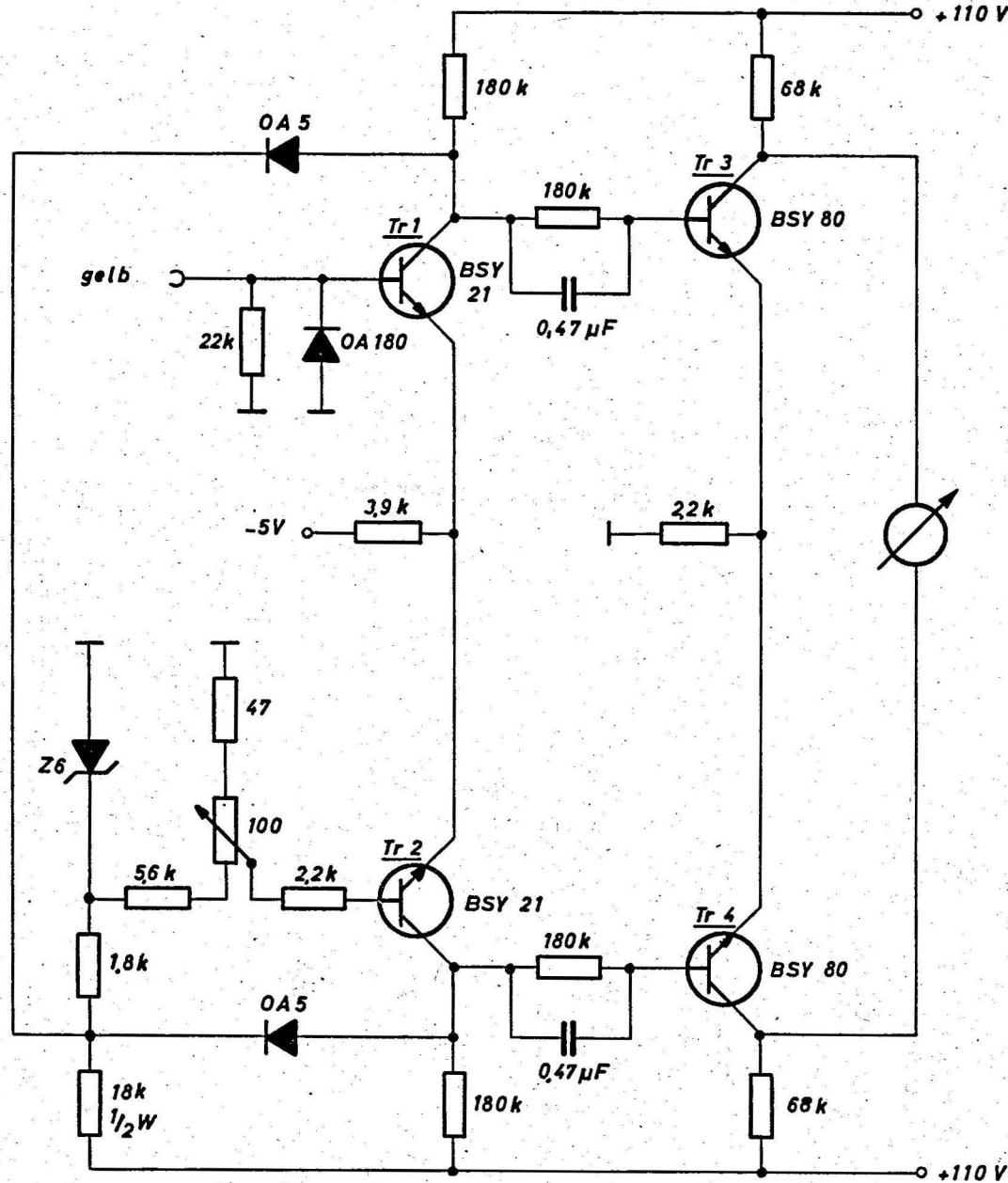
Abb.9

Auf der Achse eines Drehspulsystems (Instrumentenmesswerk) ist eine kreisförmige Dämpfungsscheibe aus Synthane-

Dämpfungsmaterial exzentrisch befestigt. Bei Drehung des Messwerks taucht sie mit unterschiedlicher Tiefe in den Längsschlitz eines Rechteckhohlleiters ein und bewirkt eine Dämpfung zwischen 0 und 6 dB. In Abb. 8 besteht das ganze Regelsystem aus diesem Leistungsregler, einer Vergleichsspannungsquelle in Form eines Diodenmesskopfs, mit dem ein bestimmter Anteil der erzeugten Hf-Leistung gleichgerichtet wird und einer Referenzspannungsquelle. Die Differenz zwischen beiden Spannungen wird mit einem driftarmen Gleichspannungsdifferenzverstärker verstärkt und phasenrichtig dem Stellglied zugeführt. Nach Massgabe der Verstärkung im Regelkreis wird die Vergleichsgleichspannung und entsprechend die abgegebene Hf-Leistung nahezu konstant gehalten. Die Abb. 10 zeigt die Schaltung des verwendeten Verstärkers. Er ist zweistufig mit Gleichstromkopplung aufgebaut. Infolge des gemeinsamen Emitterwiderstandes ist die einzelne Stufe hinsichtlich ihrer Temperaturdrift stark gegengekoppelt ( bei möglichst gleichem Temperaturverhalten beider Transistoren). Hinsichtlich einer von aussen zugeführten Differenzspannung zwischen den Basispunkten ist die Gegenkopplung durch den Emitterwiderstand nicht wirksam. Der einen Basis wird die mit einer Zenerdiode Z6 erzeugte Referenzspannung zugeführt. Die andere Basis erhält die Vergleichsspannung. Die Diode OA 180 schützt die Mikrowellendiode, die Dioden OA 5 die Transistoren Tr 1 und Tr 2 gegen Überspannung. Die Koppelglieder  $180 \text{ k} / 0,47 \mu$  beeinflussen als Vorhaltglieder den Phasengang des Verstärkers. Sie unterdrücken die bei ihrem Fehlen auftretende Schwingneigung des Systems.

Abb. 11 stellt die Stromversorgungseinrichtungen des Senders dar. Für den Betrieb der hier verwendeten Rückwärtswellenröhren werden eine Strahlspannung von maximal -1000 V, eine Gitterspannung von + 100 ... 200 V bezogen auf die Strahlspannung sowie eine Heizspannung von 5 ... 7 V benötigt. Die Gleichspannungen müssen sehr geringe Störspannungen ( $< 10 \text{ mV}_{\text{SS}}$ ) aufweisen und zeitverzögert gegen die Heizspannung eingeschaltet werden. Ausserdem sind für





⊥ = rot  
 +110V = grau  
 6,3V = schwarz

Abb.10:  
 Gleichspannungsdifferenzverstärker für  
 Leistungsregelung



die Versorgung der weiteren Funktionen des Senders elektronisch stabilisierte + 110 V und + 12 V-Spannungen vorgesehen. Aus Sicherheitsgründen ist die Hochspannung mit einer automatischen elektronischen Überstromsicherung ausgerüstet.

In der Mitte des Schaltbildes befindet sich die Regelschaltung für die Strahlspannung. Da diese in den Grenzen - 200V bis - 1000 V einstellbar sein soll, wurde als Längsröhre im Regelkreis eine Type mit entsprechend hoher zulässiger Anodenspannung ( E 130 L ) gewählt. Sie wird von einem zweistufigen Transistorverstärker mit driftarmen Siliziumnpn-Typen angesteuert. Um eine besonders gute Temperaturstabilisierung für die Transistoreingangsstufe Tr 1 zu erreichen, befindet sich dieser in einem kleinen Aluminiumblock zusammen mit einer einfachen Temperaturregelschaltung. Fühlertransistor Tr 3 und Heiztransistor Tr 4 halten den Block auf annähernd konstanter Temperatur. Im Spannungsvergleich teilt ein 10 gängiges Wendelpotentiometer (Helipot) mit einer Einstellgenauigkeit von 1<sup>o</sup>/100 die Spannung eines besonders temperaturstabilen Referenzelements ( BSY 25 ) auf eine bestimmte positive Teilspannung herunter. Diese, zu der aus Temperaturgründen mit sehr schwach belasteten Drahtwiderständen heruntergeteilten negativen Strahlspannung addiert, liefert die zur Aussteuerung des Transistors Tr 1 notwendige Differenzspannung. Damit ist der Regelkreis geschlossen. Die Strahlspannung nimmt immer den Wert an, der im einstellbaren Spannungsvergleich zu einer so geringen Differenzspannung führt, dass über die hohe Verstärkung der Transistorschaltung die Längsröhre E 130 L die erforderliche Gittervorspannung erhält. Bei geeigneter Wahl der Teilerwiderstände und einer Trickschaltung kann der infolge endlichen Potentiometerwiderstandes auftretende Fehler in der Linearität der Teilerschaltung vermindert werden. Der Innenwiderstand der Strahlspannungsquelle beträgt  $R_i < 10 \text{ Ohm}$ . Die Scheitelspannung der Restwelligkeit beträgt weniger als 10 mV und die beobachtete Langzeitdrift liegt bei etwa 100 mV. Von



der Netzseite her ist ausserdem eine Vorwärtsregelung, die auf Tr 1 wirkt, zur zusätzlichen Kompensation von Spannungsschwankungen vorgesehen.

Unterhalb der Strahlspannungs-Regeleinheit ist die dazugehörige elektronische Sicherung dargestellt. Überschreitet der Strahlstrom den Grenzwert von 25 mA, so wird die im Betriebszustand gesperrte Transistorstufe Tr 8 leitend. Der bistabile Multivibrator kippt um und sperrt Tr 7. Am Kollektor des Tr 7 liegen + 12 V. Über Z6 fliesst Strom in die Basis des Transistors Tr 2. Dieser sperrt die Längsröhre Rö 1. Relais R ist stromlos geworden und fällt ab. Kontakt r öffnet den Stromkreis für die Schirmgitterspannung. Die Rückwärtswellenröhre ist bis auf die Heizung stromlos. Eingeschaltet wird die elektronische Sicherung entweder während des Betriebes durch die Rückholtaste oder durch einen verzögerten Einschaltimpuls des Netzschalters. Tr 8 sperrt kurzzeitig, für einen Strahlstrom kleiner 25 mA fällt der Multivibrator um. Transistor Tr 7 wird leitend, die Sperrspannung für die Längsröhre wird aufgehoben. Relais R zieht an und schaltet die Schirmgitterspannung durch.

Die Einschaltverzögerung wirkt dabei in folgender Weise. Wird das Netzgerät nach längerer Pause eingeschaltet, so bleibt zunächst Tr 11 gesperrt. Dadurch wird Tr 9 des Speichermultivibrators bevorzugt, die positive Kollektorspannung des stromlosen Transistors Tr 10 sperrt die elektronische Sicherung und blockiert sie in dieser Stellung. Erst nach Durchheizung von Rö 3 in der + 110V-Versorgung beginnt der Aufladevorgang in der Verzögerungsschaltung. Mit der Zeitkonstanten des RC-Gliedes  $10\mu/100M$  steigt die Basisspannung und entsprechend die Emitterspannung von Tr 12 an. Sie erreicht nach einer Zeit  $t \approx 75 \text{ sec}$  den Wert + 8V. Die Zenerdiode Z 8 wird leitend, Tr 11 sperrt Tr 9, der Speicher kippt um und gibt die Sicherung frei. Gleichzeitig entlädt sich die Koppelkapazität über die Basis von Tr 8 und schaltet damit die Sicherung ein.



Die Verzögerungsschaltung ist nach kurzzeitigem Abschalten der Netzspannung ( ca. 1 sec ) wieder bereit, da sich der Ladekondensator über die Basis-Kollektorstrecke von Tr 12 entlädt.

Die Schirmgitterspannung wird mit einem zusätzlichen elektronisch stabilisierten Netzteil erzeugt. Die Schaltung dafür, ebenso wie die der + 12 V- Versorgung bietet keine Besonderheiten.

### 5. Wirkungsweise des 2. Empfängers

Der in Abb. 7 im Blockschaltbild dargestellte Empfänger enthält als Hilfsoszillator eine Rückwärtswellenröhre RWO mit einem Abstimmbereich zwischen etwa 26 und 40 GHz. Die abgebbare Leistung beträgt etwa 30 bis 180 mW je nach Frequenz. Die Mischerleistung wird mit einer gleichen Regeleinrichtung wie im Sender konstant gehalten. Nur der Hohlleiterquerschnitt ist der veränderten Frequenz angepasst. Ausserdem kann die Mischerleistung zusätzlich durch ein variables Dämpfungsglied von 0 ... 20 dB optimal eingestellt werden. In der Antennenleitung dient ein variables Präzisionsdämpfungsglied von 0 ... 50 dB zur Eichung der Anlage. Da mit derselben im allgemeinen Dämpfungsveränderungen auf einer Messstrecke bestimmt werden, lassen sich auf diese Weise Eichpunkte auf dem Pegelschreiber markieren.

Auf den Mischer folgt der 60 MHz-Zf-Verstärker, der bei einer Bandbreite von  $B = 2$  MHz eine Verstärkung von  $V = 100$  dB aufweist. Zu fordern ist ausserdem ein Regelbereich von  $V = 50$  dB, um Schwankungen des Empfängereingangspegels weitgehend ausregeln zu können. Die vollständige Schaltung ist in Abb. 12 dargestellt. Der Verstärker wurde aus einem amerikanischen Surplus-Verstärker umgebaut, er ist wegen der engen unabgeschirmten Bauweise eigentlich nicht sehr geeignet, konnte aber durch eine zusätzliche Frequenzumsetzung doch verwendet werden. Auf die aus Rauschgründen gewählte Cascode-Eingangsstufe RÖ 1 mit E 88 CC folgt eine weitere Stufe RÖ 2 auf 60 MHz. RÖ 5 arbeitet



als Mischröhre mit Kathoden einkopplung der Oszillatorspannung. Die Oszillatorfrequenz von  $f = 34,55$  MHz wird mit einer Transistorstufe in Oberwellenschaltung erzeugt. Anschliessend folgt ein zweistufiger selektiver Verstärker mit Rö 3 und Rö 4, der um maximal 60 dB regelbar ist. Das Mischprodukt mit  $f = 25,45$  MHz wird zweistufig weiterverstärkt ( Rö 6 und Rö 7) und einem üblichen AM- und FM- Demodulator zugeführt. Der genaue Wert der Oszillatorfrequenz ist zufällig gewählt. Die Anwendung des Überlagerungsprinzips hat ausser den erwähnten aufbaubedingten Gründen den Vorteil, die wegen der dynamischen Gitterkapazitätsänderungen bei Regelung auftretenden Verformungen der Durchlasskurve möglichst zu umgehen. Irgendwelche Verformungen im Oszillatorspannungs-Regelverstärker sind ohne Bedeutung. Die Einstellung der richtigen Durchlasskurve erfolgt durch Versetzen und unterschiedliche Dämpfung der einzelnen Schwingkreise.

Abb. 13 zeigt schliesslich die Schaltungen für die Amplitudenregelung, die Nachlaufautomatik und die Suchlaufeinrichtung des Empfängers. Oben links im Schaltbild ist die Synchrongleichrichtung für die vom AM-Demodulator bei Frequenzablage kommenden Spannungseinbrüche dargestellt. Auf einen einstufigen gegengekoppelten Vorverstärker Tr 1 folgt der eigentliche Schalttransistor Tr 2. Dieser vermag bei richtiger Ansteuerung an der Basis sowohl positive wie negative Spannung am Kollektor ausreichend gut kurz-zuschliessen. Die Schaltspannung stammt aus einem 10 kHz-Generator in induktiver Dreipunktschaltung ( Tr 7), aus dem auch die Wobbelspannung für die Rückwärtswellenröhre bezogen wird. Die variable Phasendrehstufe ( Tr 4) gestattet, ungewollte Phasendrehungen zwischen schaltender und geschalteter Spannung auszugleichen. Eine weitere gegengekoppelte Verstärkerstufe ( Tr 3) verstärkt die sinusförmige Schaltspannung für den Synchrondetektor. Besondere Probleme boten sich durch die Forderung einer möglichst guten Gleichstromunterdrückung bei Rauscheinspeisung in den Detektor ( Schaltsymmetrie ), Das Ausgangssignal des Synchrondetektors wird über ein RC-Glied möglichst weit-

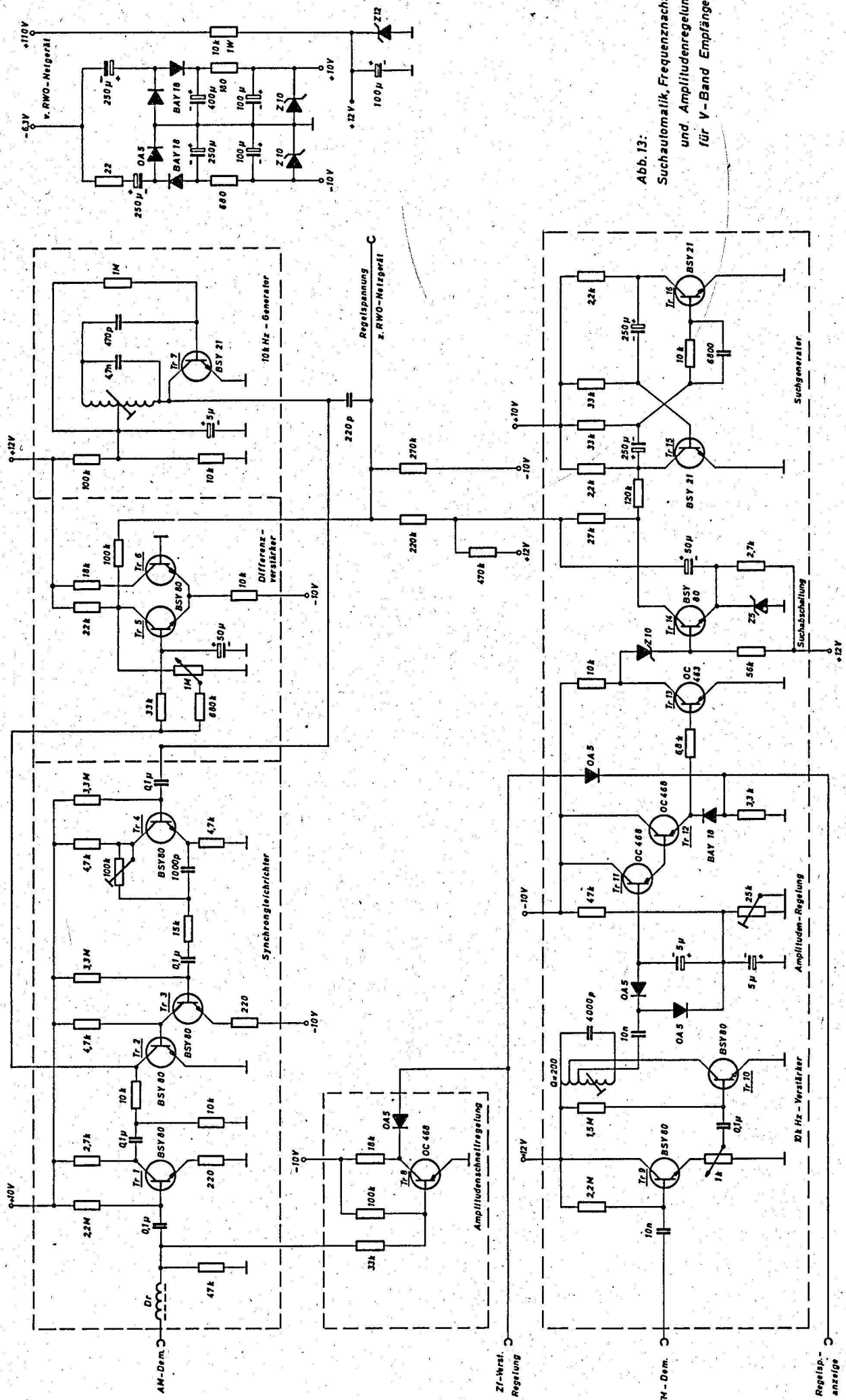


Abb. 13:  
Suchautomatik, Frequenznachstellung  
und Amplitudenregelung  
für V-Band Empfänger

gehend geglättet. Die Forderung nach einer nicht zu unterschreitenden Regelgeschwindigkeit der Frequenznachstell-einrichtung beim Suchlauf setzt dabei eine Grenze. Es folgt ein driftarmer Gleichspannungs-Differenzverstärker und der im Empfängernetzgerät befindliche Regelendverstärker.

Das vom Diskriminator ( FM- Demodulator) kommende 10 kHz-Signal gelangt über einen Emitterfolger Tr 9 auf einen 10 kHz-Resonanzverstärker mit Tr 10. Die hohe Kreisgüte  $Q = 200$  entspricht einer Bandbreite von 50 Hz und damit einer entsprechenden Rauschunterdrückung. Die Ausgangsspannung dieses Verstärkers wird in einer Verdopplerschaltung gleichgerichtet. Anschliessend folgt mit Tr 11 und Tr 12 ein zweistufiger Emitterfolger, an dessen Ausgang das Pegelanzeigeeinstrument sowie der Pegelschreiber angeschlossen sind. Gleichzeitig wird diese Ausgangsspannung als Amplitudenregelspannung auf den Zwischenfrequenzverstärker zurückgeführt. Der Synchrondetektor zur Frequenznachstellung muss zum einwandfreien Arbeiten vor zu grossen Eingangsspannungen geschützt werden. Da während des Suchvorganges die Zeitkonstante der Amplitudenregelung der eben beschriebenen Schaltungsanordnung viel zu gross ist, d.h. bei Auffinden eines sehr starken Sendesignals der Synchrongleichrichter übersteuert wird, ist eine zusätzliche Amplitudenschnellregelung vorgesehen. Diese besteht aus einer einstufigen Verstärkerschaltung ( Tr 8), die direkt vom AM-Demodulator gesteuert wird. Über den 100 k- Widerstand wird die Stufe soweit übersteuert, dass am Kollektor nur die Restspannung steht. Erst bei starken Eingangssignalen wird die Stufe zugesteuert und gibt eine Regelspannung an den Zf-Verstärker. Beide Amplitudenregelschaltungen sind durch Dioden entkoppelt. Die Einsatzschwelle der Schnellregelung ist so hoch gewählt, dass das am AM-Demodulator vorhandene Rauschen sicher keinen Einfluss auf das Regelsignal nehmen kann.

Als weitere Funktion des Empfängers ist die Suchlaufautomatik und die Suchlaufabschaltung zu beschreiben. Der astabile Multivibrator ( Tr 15. und Tr 16) erzeugt eine

0,25 Hz Rechteckspannung von etwa 10 V. Dieses Signal wird über ein RC-Glied (  $120\text{ k} + 27\text{ k}/50\mu$  ) zu einer Dreieckspannung integriert. Aus Symmetriegründen ist die Bezugsspannung dieser Schaltung + 5 V. Tr 14 arbeitet als Schalttransistor. Er ist an einen Zwischenpunkt des Widerstandes des Integriergliedes gelegt, um im Abschaltfall mit einer solchen Zeitkonstante (  $27\text{ k}/50\mu$  ) die Suchlaufmittenspannung einzustellen, die ausreicht, um der Frequenznachstelleinrichtung die Möglichkeit zum Nachfolgen zu geben. Die Ausgangsspannungen der Frequenznachstelleinrichtung, des 10 kHz-Modulators und der Suchlaufeinrichtung gehen über eine gemeinsame Leitung auf den im Netzgerät befindlichen Regelendverstärker.

Die Stromversorgungsanlage des Empfängers entspricht im wesentlichen der des Senders, abgesehen von geringen Unterschieden, die durch die unterschiedlichen Rückwärtswellenröhren bedingt sind. Zusätzlich enthält das Empfängernetzgerät ( Abb. 14 ) aber noch den erwähnten Regelendverstärker. Sämtliche Regel- und Modulationsspannungen werden der Rückwärtswellenröhre in Form von Strahlspannungsänderungen zugeführt. Wie üblich werden die Rückwärtswellenröhren mit geerdetem Auffänger und auf Hochspannung liegender Kathode betrieben. Aus Übertragungs- und Sicherheitsgründen wird die Regelspannungsaddition zur Hochspannung an der geerdeten Seite vorgenommen. Die etwas ungewöhnliche Schaltung des zweistufigen Verstärkers ist durch die vorgegebenen Ankoppel- und Massebedingungen verursacht. Aus dem gleichen Grund musste auch die 110 V- Regeleinheit verändert werden. Die Regelschaltung wird jetzt aus den Transistoren Tr 13 und Tr 14 in Verbindung mit einer Zenerdiode gebildet.

#### 6. Zusammenfassende Daten über den Betrieb der Anlage

Die Anlage wird augenblicklich in der beschriebenen Form zu Versuchsmessungen auf einer Strecke von 8,4 km im Berliner Stadtgebiet eingesetzt. Bei Verwendung von Parabolantennen im Sender und Empfänger mit einem Gewinn von



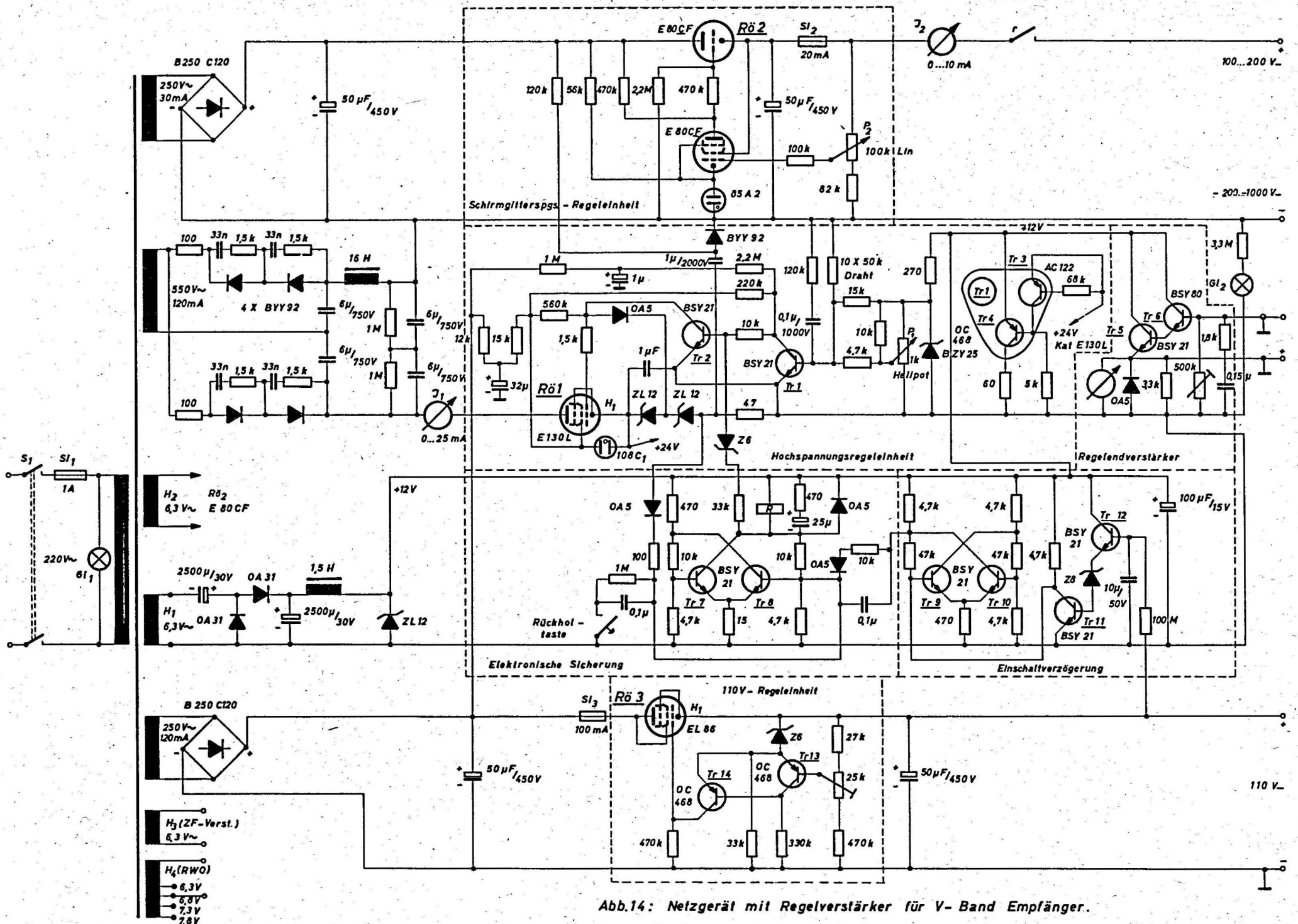


Abb.14: Netzgerät mit Regelverstärker für V-Band Empfänger.

42 dB und einer Betriebsfrequenz  $f = 52,4$  GHz wurde eine Pegelreserve am Empfänger von ca. 35 dB gemessen. Die spezielle Messfrequenz wurde mit Rücksicht auf die starke Dämpfungszunahme bei Annäherung an 60 GHz ( 13 dB/km) wegen der Sauerstoffresonanz gewählt. Ausserdem spielen Leistungsmaxima der Rückwärtswellenröhren eine Rolle. Die Sauerstoffzusatzdämpfung bei der Betriebsfrequenz beträgt ungefähr 1 dB/ km ( 2 ) .

Es ist beabsichtigt, die Anlage auf einer Strecke von 21,4 km im Berliner Raum einzusetzen. Dabei sollen bessere Antennen mit einem Gewinn von 54 dB Verwendung finden. In Ergänzung bzw. Fortsetzung der bisherigen Untersuchungen über spezifische Dämpfungseinflüsse von Niederschlägen ist daran gedacht, Messungen dieser Grössen über grössere räumliche und zeitliche Ausdehnung zu machen, bzw. evtl. auch Ducteinflüsse zu erfassen.





