



# MITTEILUNGEN DES DEUTSCHEN AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGS-DIENSTES v.

JANUAR/FEBRUAR 1940 (DASD e.V.)

HEFT 1/2



HERAUSGEBER: DEUTSCHER AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGSDIENST e.V.  
ANSCHRIFT: BERLIN-DAHLEM, CECILIENALLEE 4, FERNRUF 891166

DIE BEILAGE „CQ“ ERSCHEINT MONATLICH / GESONDERT DURCH DEN DASD e.V. BEZOGEN VIERTELJÄHRLICH 3,- RM

## Praktische Vorschläge für den Bau von Amateur-Superhets

Die zahlreichen Anfragen, die nach dem in der CQ im März 1939 beschriebenen 12-Röhren-Superhet und dem auf der Funkausstellung gezeigten, verbesserten Modell mit Quarzfilter eingingen, gaben Veranlassung zu nachstehenden Ausführungen.

Bei der Planung eines Amateur-Supers ist auf folgende Hauptpunkte zu achten: Empfindlichkeit, Trennschärfe und Störfreiung (oder mindestens Störbegrenzung) müssen in einem möglichst günstigen Verhältnis stehen. Die Empfindlichkeit muß weit höher als bei Rundfunkgeräten sein. Der hier erforderliche Grad ist nur durch zwei Zwischenfrequenzstufen zu erreichen. Mit Rücksicht auf eine nicht zu hohe Rauschspannung ist auf Zwischenfrequenzrückkopplung zu verzichten. Die Trennschärfe ist unbedingt so weit zu steigern, daß „Einzeichen“-Empfang erzielt wird. Am besten ist natürlich ein Quarzfilter. Empfängerseitige Störfreiung oder Störbegrenzung ist eine unbedingt nötige Forderung für den Amateur-Super. Die Mittel hierzu sind in Deutschland (in der Praxis) leider fast unbekannt. Nur mit ihrer Hilfe ist aber überhaupt die Leistung eines guten Supers auszunutzen, was jeder Superhet-Kenner bestätigen wird.

### Die Schaltung

Die Möglichkeiten der Schaltungsvariation eines Amateur-Supers sind gar nicht so groß, wenn man die obigen Forderungen berücksichtigt. Eine Vorstufe mit EF 13 oder EF 14 ist günstig, aber unverhältnismäßig teuer zum Mehrerfolg. Ein Drehkondensator, Spulensatz und mehr Ausgleicharbeit kommen noch hinzu. Die Trennschärfe- und Verstärkungserhöhung ist geringer, als sie durch mäßige nicht sehr kritische Rückkopplung in der Mischstufe erreicht werden kann. Es kann also auf eine Vorstufe verzichtet werden<sup>1)</sup>.

Für die Vielzahl der bisher üblichen Misch- und 1. Oszillatorschaltungen kann heute ohne Bedenken die ECH 11 benutzt werden. Zur Rückkopplung würde in der Anodenleitung die Rückkopplungsspule in Serie mit dem 1. Zwischenfrequenzkreis liegen und auf den Eingangskreis wirken (Regelung durch Potentiometer in der Schirmgitterleitung, ECH 11 hier nicht geregelt).

Bei der Verwendung einer EF 14 im Zwischenfrequenzverstärker könnte eine Stufe genügen, doch ist dies als Sparmaßnahme zu bezeichnen. Normal sind zwei Stufen mit EF 11 zu empfehlen, da wir auch Schwundausgleich für Telegraphieempfang fordern (mit genügend großer Zeitkonstante; bei Telephonie ist kleine Zeitkonstante erforderlich). Bei Bedarf wird die Regelung abschaltbar gemacht. Im Zwischenfrequenzteil liegt das Schwergewicht der Verstärkung und Trennschärfe.

Je nach der Art der verwendeten Störerschaltung kommt als Gleichrichter der Zwischenfrequenz die EB 11, EBC 11 oder EBF 11 in Frage. Die EB 11 kann als Gleichrichter und zur Störbegrenzung verwandt werden. Bei Verwendung einer (hier nicht genannten) Störerschaltung

wird der Diodenteil der EBC 11 und EBF 11 wie üblich und der Trioden- bzw. Penthodonteil als 2. Oszillator benutzt. Wer will, kann eine EF 14 als getrennten 2. Oszillator in ECO-Schaltung aufbauen.

Man sollte immer bestrebt sein, so wenig wie möglich Niederfrequenzverstärkung zu verwenden. Besonders günstig dürfte die EF 14 als Niederfrequenz- und Endstufe sein. Bei vorhergehender EB 11 sei die ECL 11 als Endtetrode und 2. Oszillator vorgeschlagen. (Eine ECH 11 als Zwischenfrequenzstufe und 2. Oszillator ist weniger zweckmäßig, da durch zu große Rückwirkung das Rauschen sehr ansteigt.) Hohe Trennschärfe (Quarz) verringert das Rauschen und viele Störgeräusche fast bis zum Verschwinden, daher ist dann sehr hohe Verstärkung noch auswertbar.

Bei der Planung kommt man also auf keinen Fall unter 5 Röhren, 3 und 4 Röhren Amateur-Superhets sind heute völlig unzureichend und, da sie die oben gestellten Forderungen nicht ausreichend erfüllen, für uns als Fehlkonstruktionen anzusehen.

Empfang aller Kurzwellen ist anzustreben. Bandempfang ist unbedingt erforderlich. Ich kann die USA-Norm, daß (beim Bandempfang) nie mehr als 50 kHz auf eine Skalenknopfumdrehung entfallen, nur empfehlen.

Bei den heute zur Verfügung stehenden hochwertigen Bauelementen besteht hinsichtlich der günstigsten Zwischenfrequenz keine Wahl mehr. Die mittlere Zwischenfrequenz 450—500 kHz ergibt bei richtigem Aufbau und bei der oben vorgeschlagenen Schaltung eine voll ausreichende Spiegelfrequenzsicherheit. (Drei gute Vorkreise nützen nichts bei falschem Aufbau, Abschirmung und Verdrahtung.) Außerdem ist bei dieser Zwischenfrequenz die erzielbare Verstärkung und Trennschärfe sehr viel höher als bei 1600 kHz. Für unsere Amateur-Superhets schlage ich als Zwischenfrequenznorm 465 kHz vor. Diese Zwischenfrequenz wird auch sonst viel mit Erfolg benutzt. Ich nehme gerade 465 kHz, weil die möglicherweise durchschlagenden Oberwellen des 2. Oszillators, der 0,5—1 kHz neben der Zwischenfrequenz steht, nicht in Amateurbänder fallen sollen, wo sonst Pfeifstellen auftreten würden.

### Die Einzelteile

Es wird immer geklagt, daß für den Amateur-Super immer noch keine Spezialeinzelteile da seien, aber der Funkamateur ist konstruktiv Schaffender und soll sich zu helfen wissen. Beim Bau und Erproben meines großen Supers hatte ich auch nicht mehr Handwerkszeug, als in einen Schuhkarton „Nr. 42“ hineingeht, dazu eine Laubsäge und ein Taschenvolt- und Milliampere-meter üblicher Schlechtigkeit, jedoch weder Meßsender noch Röhrenvoltmeter usw. Daß es auch so geht, und zwar kaum mühsamer und langsamer, konnte ich schon vielen Om's zu ihrem Erstaunen beweisen. Wichtiger als eine große Werkstatt ist vielmehr die richtige Kombination theoretischer Fachkenntnisse und praktischer Erfahrungen. Das wenige nötige Werkzeug muß natürlich zweckmäßig und gut sein.

<sup>1)</sup> Die Erhöhung der Spiegelselektion und — vor allen Dingen — die Absenkung des Rauschpegels lassen die Anwendung einer Vorröhre als wünschenswert erscheinen. Die Schrittleitung.

Wie man einfach und gut brauchbare Mehrfachkondensatoren z. B. aus D. A. S. D.-Typen zusammenbaut, wurde schon beschrieben<sup>2)</sup>. Der Witz ist der, daß alle Konuslager bis auf die beiden äußersten ausgebaut werden, Kalitachse, Rotorstromzuführung über Lige oder Kupferfolie, 2 mm Aluminiumblech als Halter der Statoren und als Abschirmung. Diese Bleche sind zweckmäßig übereinanderliegend zu bohren. Die Genauigkeit des Gleichlaufs kann, wie beim Abgleich beschrieben, leicht nachgeprüft werden.

Wie man geeignete Skalen und Übersetzungen selber baut, wurde an gleicher Stelle beschrieben. Die Sache war so einfach und elastisch, daß viele Om's auf der Funkausstellung zunächst lachten, als sie die Mechanik sahen. Sie waren dann aber verblüfft, als der Skalenantrieb beim Betätigen trotzdem vollkommen sauber (ohne toten Gang und leicht) ging. Ich rate zur Übersetzung Schnecke auf Zahnrad 1:50. Zur Vermeidung von totem Gang können zwei gleiche Zahnräder unmittelbar nebeneinander sitzen. Nur das eine sitzt jedoch fest auf der Drehkondensator-Skalenachse. Das andere Zahnrad wird durch eine kleine kräftige Feder auf derselben Achse etwas verdreht. Dadurch füllen die Zähne der beiden kombinierten Zahnräder die Lücke zwischen den Schneckenkängen immer voll aus. Auch ist bei so hoher Übersetzung der beschriebene Schneckenknopf mit Steckerkurbel sehr angenehm bei der Bedienung. Passende Federringe können beim Kurbellager (Schneckenachse) verwendet werden. Millimeterpapier eignet sich als Skalenblatt für solche Trommelskalen gut.

In Zwischenfrequenzbandfiltern ist ebenfalls nichts Zauberhaftes enthalten, wie man manchmal dem Amateur erzählen möchte. Meine eingehenden Versuche und die mathematische Auswertung der Erfahrungswerte ergab, daß bei guten Eisentopfkernen mit  $5 \times 0,07$  mm Lige und Calit-Kondensatoren die Verstärkung je Zwischenfrequenzstufe und gleichzeitig auch die Trennschärfe mit steigendem L/C-Verhältnis, im praktisch ausführbaren Bereich, steigt. Für Bandfilterkreise sind 1,2 mH (Abgleich minus 10 %) und 100 pF brauchbare Werte. Die Topfkern wurden auf einem senkrecht stehenden Trolitulstreifen übereinander mit 30 mm Abstand der Kernmitten aufgeschraubt. Unter diese Schrauben wurden Lötösen gelegt. Der Abgleich erfolgte mit einem normalen Schraubenzieher von hinten durch in die Haube gebohrte 6 mm-Löcher.

Zwischenfrequenzfilterquarze kosten hier bei bereits brauchbarer Qualität 30—40 RM. Über die sich damit ergebenden überragenden Vorteile ist schon viel an dieser Stelle geschrieben worden. Um das Quarzfilter immer mit Vorteil verwenden zu können, muß man allerdings eine Störschutzschaltung davor im Zwischenfrequenzteil verwenden.

Die von LAMB (A. R. R. L.) entwickelte „noise-silencer“-Schaltung benötigt zu einem zweistufigen Zwischenfrequenzverstärker weitere drei Röhren. Durch Verwendung geeigneter deutscher Röhren der E-Serie ließ sich, bei mindestens gleichem verblüffenden Erfolg, der Röhrenbedarf auf nur noch eine zusätzliche Verbundröhre bringen. Damit wird auch dieses Verfahren für uns auf alle Fälle rentabel.

Die Spulen des Vor-, Misch- und 1. Oszillatorkreises sind unbedingt mit Kurzwellen-Eisenkern auszustatten. Nur so ist ausreichende Vorselektion und wirklich richtiger Abgleich leicht und schnell nachprüfbar zu erreichen.

### Gleichlauf

Für denjenigen, der nicht klar weiß, worauf es ankommt, was kritisch ist und in welchem Umfange, ist der Gleichlauf ein Schreckgespenst.

Es seien hier nur die von mir ermittelten und als richtig erwiesenen Daten angegeben. Der selbst zusammen-

gebaute  $3 \times 15$  cm Drehkondensator hat für alle Bänder für jeden Kondensator einen Calit-Bandkondensator von 50 cm parallel geschaltet erhalten. Trimmer wurden nicht benötigt, da durch Austauschen dieser 50 cm Blocks gerade die Anfangs- und Schaltkapazitäten ausgeglichen wurden. Bei normalem Aufbau ergab sich eine Kapazitätsvariation von 70—80 cm. Um Dreipunktgleichlauf zu bekommen, mußte noch ein Serienkondensator  $C_s$  in den Kreis des 1. Oszillators gelegt werden. Messungen ergaben als richtig folgende Werte, bei denen abermals im Kurzwellenband keine Trimmer gebracht wurden: 80 m-Band,  $C_s = 600$  cm — 40 m-Band,  $C_s = 1200$  cm — 20 cm-Band,  $C_s = 200$  — 10 m-Band, ohne  $C_s$  als 3 Punkt-Oszillator. Die Windungszahlen des Oszillators lagen ca. 10 % unter denen der Vorkreise. Da die Spulen um 30 % abgleichbar waren, ergaben sich keine kritischen Werte und Schwierigkeiten. Die  $C_s$  wurden durch einen Stufenschalter umgeschaltet beim Bandwechsel, da 7 Wellenbereiche vorlagen.

### Der Abgleich

Mancher wird mit seinem Superhet nie ganz fertig, und er bleibt dennoch unvollkommen.

Als Prüfoszillator für den Abgleich benutzte ich den schon im Gerät eingebauten 2. Oszillator. Er bekam eine Brummodulation durch eine Anodenspannung, die vor der Siebkette provisorisch abgegriffen wurde. Sein L/C Verhältnis ist aus Stabilitätsgründen sehr klein. Seine Frequenz lag in der Nähe von 465 kHz, seine 2. Harmonische also bei 930 kHz zwischen Reichssender Hamburg und Breslau beim Rundfunkempfang. Hier wurden die Sender und der 2. Oszillator gehört und auf der Empfänger-Gradskala abgelesen. Macht man sich eine kleine Eichkurve (wie bei E C O - Frequenzmesser), so erhält man leicht den Punkt der Empfängerskala, wo 930 kHz liegen. Auf diesem Punkt muß, durch Verstellen des Eisenkernes beim 2. Oszillator-Schwingkreis, dessen Brummen am lautesten hörbar sein. Der Vergleichsempfänger ist beliebig. Der 2. Oszillator ist damit auf 465 kHz geeicht. (Einstellung markieren! Anodenspannung wieder richtig anschließen!)

Ich schaltete im Gegensatz zu anderen Methoden den Schwundausgleich beim Trimmen der Zwischenfrequenzkreise nicht ab. Man lege ein Milliampereometer in die Anodenleitungen der geregelten Zwischenfrequenzstufen hinter das „kalte“ Ende der Filter. Somit erhält man — ebenfalls eingebaut — ein vollwertiges Röhrenvoltmeter.

Nun beginnt der Abgleich der Zwischenfrequenzkreise, die Vorkreise und der 1. Oszillator brauchen noch gar nicht vorhanden zu sein. Vom Gitter des 2. Oszillators geht man über den 5—10 cm-Kopplungsblock mit einem Stück Lige an das Steuergitter der letzten Zwischenfrequenzröhre. Alle Filter bleiben normal angeschlossen. Das Zuschalten von Dämpfungswiderständen ist nicht nötig. Nun verstellt man die Kerne des letzten Zwischenfrequenzfilters so lange, bis der angezeigte Anodenstrom möglichst weit zurückgeht. Bei den mittleren Zwischenfrequenzkreisen ist die Einstellung besonders kritisch. Die Wicklung muß natürlich so bemessen sein, daß der Resonanzpunkt im Abgleichbereich liegt, was durch Zuschalten eines Trimmers oder durch Abwickeln korrigiert werden kann. Dann wiederholt man das Verfahren am Gitter 1 der 1. Zwischenfrequenzröhre und am vorletzten Bandfilter, ebenso am Steuergitter der Mischröhre und am 1. Zwischenfrequenzbandfilter. Bei zu hoher Oszillatorenergie und dadurch zu weitem Zurückgang des Milliampereometers (Meßbereich etwa 20 mA.) füge man Widerstände in die Ligenleitung ein (ca. 100 K $\Omega$ , ausprobieren!) Damit ist der Zwischenfrequenzteil fertig, und der 2. Oszillator kann wieder an die Diode angekoppelt werden.

Um die Vorkreise und den 1. Oszillatorkreis in Gleichlauf zu bringen, benutzte ich den Standardfrequenz-

<sup>2)</sup> „Funk“ 1939, Heft 5, S. 129 u. folg.

messer, man hat gleichzeitig so die richtigen Bandanfänge und -enden. Mit dem Milliampere-meter wurde weiter gearbeitet. Je höher die Eingangsenergie, je besser der Abgleich, und je höher die Verstärkung wird, um so mehr geht beim Trimmen der Anodenstrom der geregelten Röhren zurück. Man wickle Spulen, die etwa für ein Band passen und kopple den E C O-Frequenzmesser mit dem Kreis der Mittelstufe, suche dann durch Verstellen des E C O und des 1. Oszillator-Spulenkernes das Zustandekommen einer Überlagerung mit 465 kHz. (Durch Zucken des Milliampere-meters erkennbar.) Dann wird der Mischstufenkreis und eventuell der Vorstufenkreis (E C O hier ankoppeln) auf maximalen Milliampere-meter-Rückgang eingestellt. Nun rückt man durch abwechselndes Trimmen alle Kreise so zurecht, daß der Bandanfang richtig auf der Skala liegt. Der Abgleich und Gleichlauf ist richtig, wenn bei gleichzeitigem Durchdrehen der Superskala und des E C O der Anodenstrom im Milliampere-meter bei jeder eingestellten Resonanzlage gleich weit zurückgeht. Läßt der Rückgang beim Herausdrehen des Drehkondensators nach, so stimmen die Anfangskapazitäten nicht überein (Trimmer nachstellen oder Endplatten biegen). Auf richtige Oberwelle des E C O achten! Die Prüfung des Gleichlaufs und des Abgleichs des ganzen Supers kann so in wenigen Minuten vollkommen exakt und bequem durchgeführt und korrigiert werden. Bei Bandempfang ist dies besonders schnell erreicht. Für 500—1500 kHz wird  $C_s = 500$  cm, für die lange Welle ist  $C_s = 200$  cm. Trotz des hier viel größeren Variationsbereiches des 500 cm-Drehkondensators ging der Abgleich auch genau so schnell nach einem starken Sender. Man hat kontrolliert und aufzuhören, wenn ein Verstellen der Kerne an verschiedenen Stellen der Skala bei verschiedenen fadingfreien Stationen keine Verbesserung mehr bringt. Dies ist ein Beispiel, wie

sehr etwas Überlegung und planmäßige Arbeit dem sinn- und verständnislosen Herumtrimmen überlegen ist.

Hat man den Super an irgendeiner Stelle der Skala auf minimalen Anodenstrom, also genau auf den E C O abgestimmt, so verstellt man nun den für Telegraphieempfang nötigen 2. Oszillator durch Drehen des Eisenkernes, bis ein angenehm und laut hörbarer Morseton entsteht. Bei hoher Trennschärfe ist dieser Ton jenseits Schwabingnull beim Abstimmen nicht mehr zu hören: „Einzeichenempfang“.

**Montage**

Das Hochchassis hat sich auch bei großen Geräten bewährt. Man baue nicht jede Stufe in eine andere Richtung, es bringt nur Schwierigkeiten mit sich. Man baue fortlaufend wie im Schaltbild oder reihenweis immer alles Zusammengehörnde eng zusammen. Gute Raumausnutzung ist auch so möglich. Stabile, fest verstrebt Chassis verwenden.

**Verdrahtung**

Man schalte mit Einzelteilen und nicht mit langen Leitungen. Zwischenfrequenz führende Leitungen sind entweder durch unmittelbares Anlöten der Teile ( $C_s$  und  $R_s$ ) zu vermeiden oder in außen geerdetem Sinepert-Kabel zu verlegen. Es ist wünschenswert, alle nach Masse (an Erde) gehenden Leitungen, bei Wechselstromnetzbetrieb auch eine Heizleitung, so kurz an das Chassis (Lötösen) zu führen, daß sie kaum vorhanden sind, das ist elektrisch richtig und gibt Platz im Zwischenbodenraum. Zentrale Nullpunkte für jede Eingangs- und Oszillatorstufe sind wichtig. Nur durch Drosselglieder (R C) vollkommen entkoppelte Gleichstromleitungen können gebündelt werden. Die andere Heizleitung ist in unwickeltem, abgeschirmtem Rüschröhr zu verlegen. *Hans Rückert.*

**Ein Geländeempfänger**

Wünsche nach Beschreibungen von tragbaren Kurzwellengeräten pflegen die Schriftleitung meist erst dann zu erreichen, wenn die Sommerreise bereits vor der Tür steht und es für die Beschaffung der Zubehörteile und den Bau zu spät ist. Das hat uns veranlaßt, die nachstehende Baubeschreibung bereits jetzt zu veröffentlichen, so daß der Empfänger fertig gebaut und ausprobiert dasteht, wenn er betriebsfertig mitgenommen werden soll.

*Die Schriftleitung.*



9328

Das hier beschriebene Gerät stellt eine etwas andere mechanische Ausführung des Standardgerätes Nr. 5 mit 2 Volt-Röhren dar. Durch zusammengedrängten Aufbau auf ein Hochchassis ist hier bei hochfrequenzmäßig günstigster Leitungsführung und räumlich kleinen Di-

mensionen ein Gerät entstanden, welches durch seine Eigenschaften so recht als Geländeempfänger geeignet ist.

Bei einer verhältnismäßig hohen Empfangsleistung und Empfindlichkeit (bezogen auf Kopfhörer) ist es kaum von einem festen Stationsgerät zu übertreffen. Der gesamte Leistungsverbrauch beträgt ca. 0,7 Watt (0,4 W Heizung plus 0,3 W Anodenverbrauch). Die Bestückung des Apparates mit gleichen Röhren ermöglicht bei Defektwerden einer Röhre auf einfachste Art und Weise eine Umschaltung auf einen Zweiröhrenempfänger. (Siehe Schaltung Abb. 1, gestrichelte Verbindung.)

Da die Schaltung des Empfängers nichts grundsätzlich Neues bietet (Standard Nr. 5 b), ist es nicht nötig, hier näher darauf einzugehen. Durch vertikale Anordnung der Audionröhre nach unten (vgl. Abb. 2) wurde eine denkbar kürzeste Leitungsführung zu den Schwingkreiselementen gewährleistet. Aus diesem Grunde arbeitet das Gerät ganz besonders gut auf dem 10 Meter-Band, das für Geländeversuche vielleicht am interessantesten ist. Nach Abschalten des 100 cm-Paralldrehkondensators schwingt

der Empfänger einwandfrei bis 5 m bei 80 Volt Anodenspannung für das Audion. Die 5 m-Spule besteht aus einer Gitterspule von einer Windung und vier Windungen Rückkopplung auf einen Trolitulkörper von 20 mm Durchmesser. Die Leitungen zur Zu-

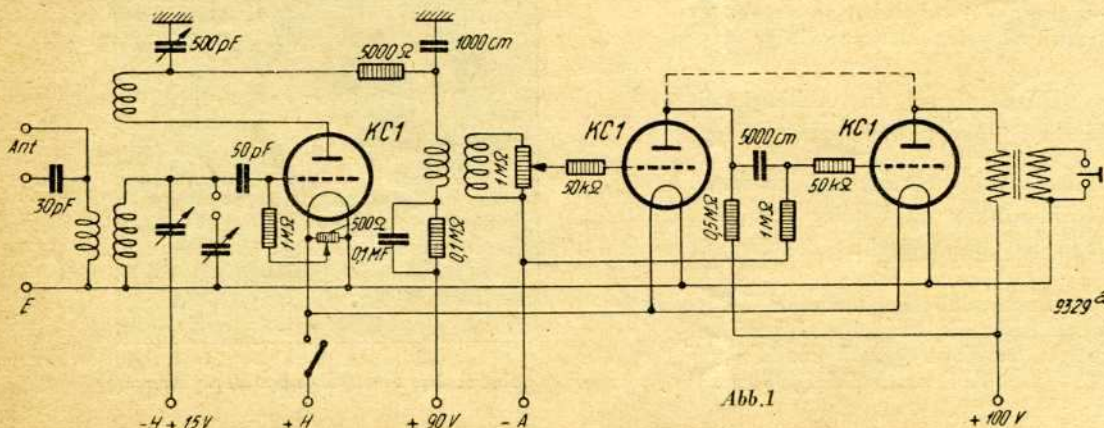


Abb. 1

führung der Betriebsspannungen sind an eine seitlich angebrachte Buchsenleiste geführt (s. a. Abb. 3), an der sich auch die Telephonbuchsen und der Verbindungsstecker für den 100 cm-Paralldrehkondensator befindet. Der Empfänger ist zusammen mit den Batterien in einen Holzkasten eingebaut.

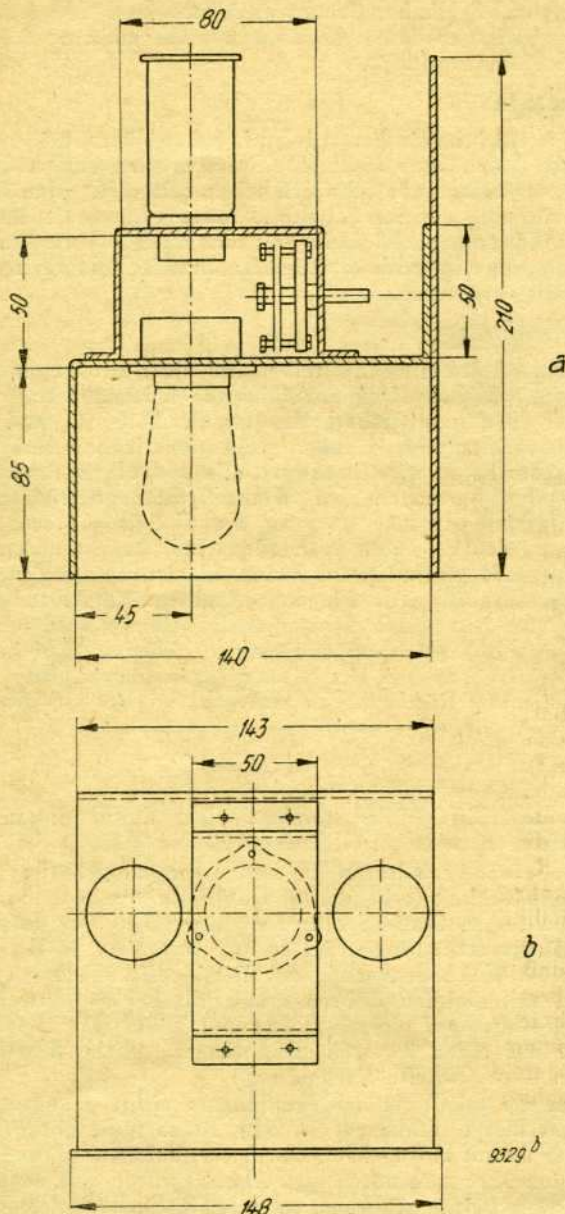


Abb. 2. Die Anordnung der wichtigsten Teile auf dem Gestell von der Seite und von oben gesehen

Leider haben viele OMs den Empfang im Gelände noch nicht kennengelernt, da diese Versuche aber so ungeheuer vielseitig und interessant sind, seien hier nur einige Möglichkeiten erwähnt:

1. Beobachtung des DX-Empfangs in Abhängigkeit von der Höhe der Empfangsstationen (Einfallswinkel der Strahlung).
2. Ausbreitung der Bodenwelle (Beugungserscheinungen).
3. Feststellung der Richtwirkung von Sendantennen.
4. Einfluß der geologischen Beschaffenheit des Bodens usw.

Es wäre nur zu wünschen, daß durch dieses Gerät, dessen Unter- und Frontansicht die Abb. 4 und 5 zeigen, manchem OM Anregungen zu derartigen Versuchen gegeben worden sind.

W. Rentsch DEM 6334 m.

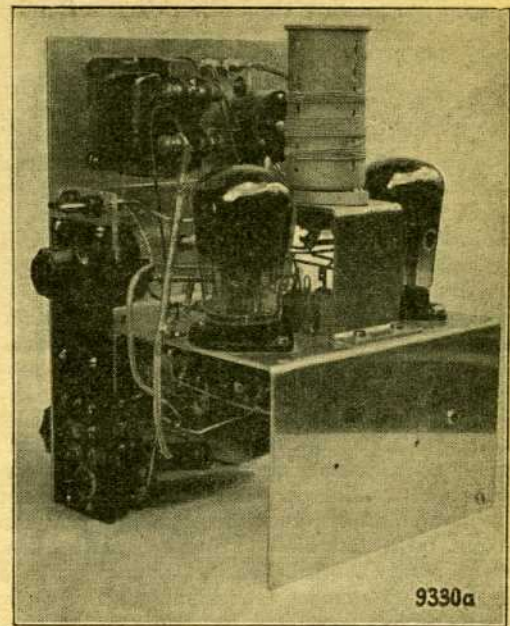


Abb. 3. Das Gerät von der Rückseite

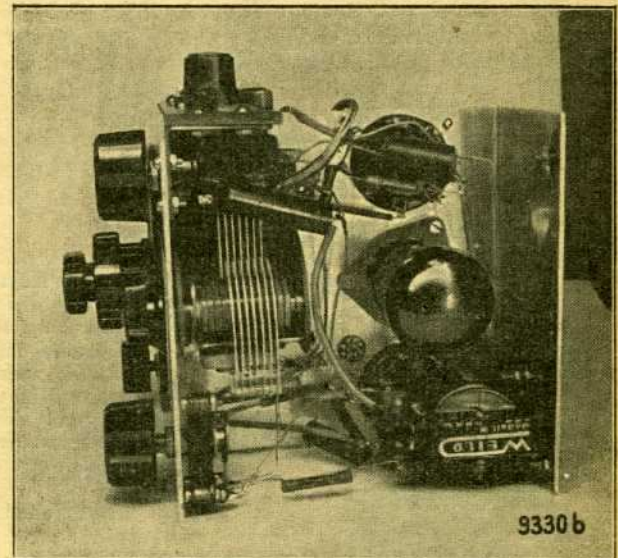


Abb. 4. Die Anordnung der Teile unter dem Zwischenboden

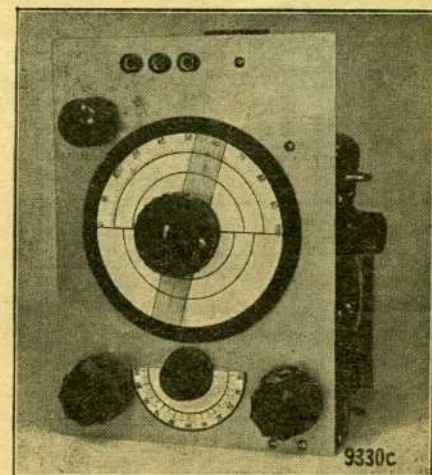


Abb. 5. Die Frontplatte des „Tragbaren“

# Versuche zur Spannungs-Stabilisierung mittels Hochvakuumröhren

Von ROLF WIGAND

Auf einer ganzen Reihe von Anwendungsgebieten wird es als wünschenswert angesehen, eine von Netzspannungs- oder Belastungsschwankungen unabhängig gleichbleibende Spannung ohne übermäßigen Aufwand aus dem Lichtnetz entnehmen zu können. Es gibt verschiedene Möglichkeiten zur Erreichung dieses Zieles, so z. B. Transformatoren mit gesättigten Eisenkernen, Glimmentladungslampen und Schaltungen mit Hochvakuumröhren. Im Gegensatz zu Glimmentladungsröhren, bei denen die stabilisierte Spannung festliegt, ist man in der Lage, bei Hochvakuumröhren-Anordnungen innerhalb weiter Grenzen die zu stabilisierende Spannung zu verändern. Infolge ihrer guten Eigenschaften haben sich diese Schaltungen ein verhältnismäßig großes Anwendungsgebiet erobern können. Im folgenden soll über einige Untersuchungen berichtet werden, die an einem derartigen Stabilisator durchgeführt wurden.

Wohl die einfachste Schaltung zur Stabilisierung <sup>1)</sup>\*) ist die nach Abb. 1. In Reihe mit dem Verbraucher, durch den der Strom  $J$  fließt, liegt die Regulatöröhre  $V_1$ . Je nach ihrer Gittervorspannung  $U_{g1}$  ist ihr innerer Widerstand

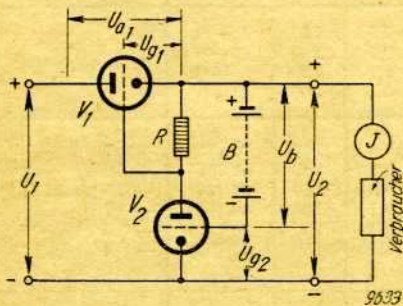


Abb. 1

verschieden groß und dementsprechend ändert sich der Spannungsabfall  $U_{a1}$  an der Strecke Anode-Kathode von  $V_1$ . Die obere Grenze für die Verwendbarkeit einer Röhre wird durch ihre maximale Verlustleistung ( $J \cdot U_{a1}$ ) und den zulässigen Kathodenstrom gegeben. An der zu stabilisierenden Spannung  $U_2$  liegt über einen Widerstand  $R$  die Strecke Anode-Kathode einer zweiten Röhre,  $V_2$ , die als Gleichstromverstärker arbeitet. Sie erhält über eine Batterie  $B$  eine negative Vorspannung  $U_{g2}$ , die sich als Differenz von  $U_2$  und  $U_b$  ergibt. Die Batterie ist unbelastet, ihre Lebensdauer wird also nur durch ihre Lagerfähigkeit bestimmt. Voraussetzung für das Funktionieren der Anordnung ist natürlich u. a. daß die vom Gleichrichter usw. gelieferte Spannung  $U_1$  immer hinreichend (um  $U_{a1}$ ) höher ist als die zu entnehmende Spannung  $U_2$ . Das Gitter von  $V_1$  liegt an der Anode von  $V_2$ . Tritt aus irgend einem Grunde jetzt eine Spannungserhöhung bei  $U_2$  auf, so macht diese das Gitter von  $V_2$  positiver, der Anodenstrom (durch  $R$ ) steigt an, infolgedessen wird der Spannungsabfall an  $R$ , der gleichzeitig die Gittervorspannung für  $U_1$  ( $U_{g1}$ ) bildet, größer, der Innenwiderstand von  $V_1$  wird entsprechend vergrößert und somit  $U_1 - U_{a1} = U_2$  wieder herabgesetzt usw. Bei passender Dimensionierung läßt sich auf diese Weise eine außerordentlich hohe Stabilität der entnommenen Spannung erzielen und diese durch Veränderung der Batteriespannung innerhalb gewisser Grenzen auch einregeln. Eine Abart der Schaltung, die eine sprunghafte Einregelung der stabilisierten Spannung innerhalb weiterer Grenzen ermöglicht, ist in Abb. 2 wiedergegeben. Die Spannungsregelung erfolgt mittels des Potentiometers  $P$ . Man kann auch die Batterie nach Abb. 3 in die Kathodenleitung der Kontrollröhre  $V_2$  schalten, wobei

\*) Die hochgestellten Zahlen beziehen sich auf das Literaturverzeichnis am Schluß der Arbeit.

sie allerdings im Betriebe den geringen Anodenstrom der Röhre ( $R$  wird in der Praxis stets hohe Widerstandswerte haben) abgeben muß.

Als Regulatorröhren ( $V_1$ ) kommen in erster Linie solche geringen Innenwiderstandes mit hoher Belastbarkeit (Dreipol-Endröhren) in Betracht, also für größere Stromentnahmen hauptsächlich RE 604 (LK 460) und AD 1 (bei

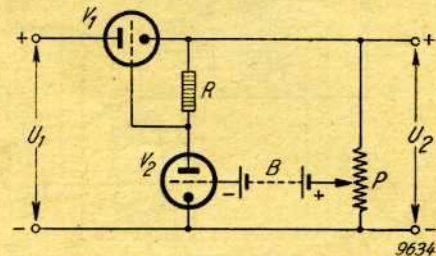


Abb. 2

geringer Stromentnahme können evtl. auch Typen wie RE 134 (L 413) und RE 304 (LK 430) verwendet werden. Für die Kontrollröhre können normale indirekt geheizte Dreipolröhren wie AC 2 Verwendung finden, allerdings wird man Fünfpolröhren (AF 7 usw.) infolge ihrer größeren Arbeitssteilheit meist den Vorzug geben.

Die Anwendung einer Batterie ist nicht immer erwünscht, zumal in der Schaltung nach Abb. 3, wie unschwer zu übersehen ist, die Regulierung um so besser ist, je höher die Batteriespannung ist. Man kann an die Stelle der Batterie in Abb. 3 nach Abb. 4 eine Glimmlampe  $G$  setzen <sup>2)</sup>. Da der Strom sehr gering ist, kommt man mit den allerkleinsten Typen aus, wie sie z. B. unter der Bezeichnung „Zwergglimmlampen“ in den Handel kommen. Wird die normale Schaltung, ohne die Widerstände  $R_3$  oder  $R_6$  angewandt ( $R_1$  ist der Anodenwiderstand der Kontrollröhre ( $V_2$ ),  $R_2, 3, 4$  und  $P$  der Spannungsteiler zur Einstellung der Gitter- und Schirmgitterspannung für  $V_2$ ), so tritt eine Begrenzung im entnehmbaren Strom  $J$  dadurch ein, daß mit wachsender Belastung (bei fest an  $P$  eingestellter Ausgangsspannung  $U_2$ ) der Anodenstrom von  $V_2$  abnimmt und unterhalb eines bestimmten Wertes die Glimmlampe  $G$  erlischt. Dieses Erlöschen erfolgt erfahrungsgemäß bei Strömen von etwa 0,03 bis 0,04 mA sprunghaft.

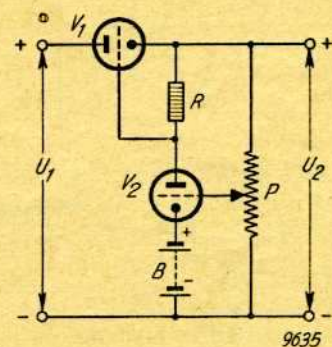


Abb. 3

Eine Begrenzung der stabilisierten Spannung nach oben ist auch hierdurch gegeben, daß bei dem zu entnehmenden Strom  $J$  die Eingangsspannung um  $J \cdot R_i$  (von  $V_1$ ) höher als  $U_2$  liegen muß. Nach unten ist bei Anwendung von Glimmlampen eine Grenze dadurch festgelegt, daß ja die Brennspannung der Glimmlampe, die bei den hier normalerweise in Betracht kommenden Typen in der Größenordnung von 70 bis 90 Volt liegt, zur Verfügung stehen und darüber hinaus noch der Spannungsabfall an der Kontrollröhre  $V_2$  bei niedrigen Ausgangsspannungen und

demzufolge verhältnismäßig großem Anodenstrom von  $V_2$  gedeckt werden muß. Bei der praktischen Ausführung waren bei passender Dimensionierung von  $R_2 \dots 4$  und  $P$  keine niedrigeren Spannungen als etwa 145 Volt erzielbar.

Die ersten orientierenden Versuche wurden an einem Gleichrichter mit RGN 1503 mit einem gesamten Innenwiderstand von etwa 2,6 k $\Omega$  angestellt und erstreckten sich auf die Ermittlung brauchbarer Widerstandswerte für

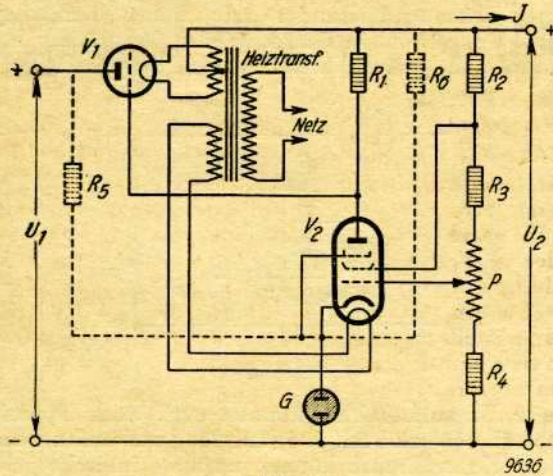


Abb. 4

die verwendeten deutschen Röhrentypen (es waren nur Angaben für ähnliche amerikanische Röhrentypen erhältlich). Ein Belastungsdiagramm aus dieser Meßreihe zeigt Abb. 5. Man kann innerhalb des Bereiches, in dem die Stabilisierung wirksam ist — also bis zum Erlöschen der Glimmlampe — die Spannungsabweichungen am Spannungsmessgerät für  $U_2$  praktisch kaum noch feststellen, während die Eingangsspannung innerhalb eines sehr erheblichen Intervalles schwankt. Das Abreißen der Kontrolle erfolgt plötzlich und man muß zur Wiedergewinn-

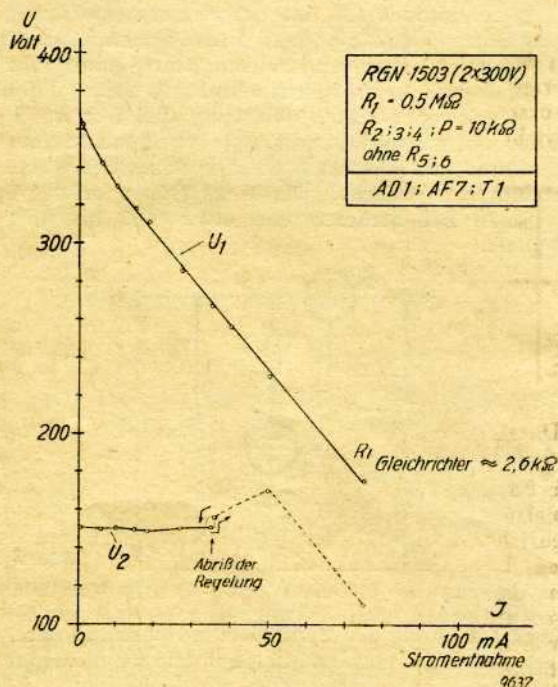


Abb. 5

nung der Regelung den Belastungswiderstand (Verbraucher) über den Wert hinaus vergrößern, bei dem Abriß erfolgt, es ergibt sich also hier eine „Zieherscheinung“. Beim Abreißen der Kontrolle springt  $U_2$  auf einen etwas höheren Wert, steigt dann noch etwas an, um schließlich stark abzusinken.

Glimmlampentype	$R_1$ M $\Omega$	geregelt Spannung (V) $U_2$	max. Strom- *(mA) J ca.	Abweichung der geregelten Spannung (ca.V) $\Delta U$	Gleichricht- erröhre		
T 3 (1)	0,5	150	35	- 1,5 (Abb. 5)	1503 ohne $R_5 ; 6$ $R_2 : 3 ; 4 ;$ $P = 10 k\Omega$ AD 1 und AF 7 $2 \times 300 V$		
	0,5	200	16	0			
	0,1	150	45	- 2			
	0,1	200	37	- 3			
T 1 <sup>1)</sup>	0,5	150	47 (52) <sup>2)</sup>	*)			
	0,5	200	30 (32)				
	0,1	150	60 (65)				
	0,1	200	42 (49)				
T 3 (1) <sup>1)</sup>	0,5	150	44 (50)	*)			
	0,5	200	26 (31)				
	0,1	150	60 (-) <sup>2)</sup>				
	0,1	200	45 (49)				
T 3 (2) <sup>1)</sup>	0,5	150	- <sup>2)</sup>	*)			
	0,5	200	- <sup>2)</sup>				
	0,1	150	- <sup>2)</sup>				
	0,1	200	- <sup>2)</sup>				
UR 110 <sup>1)</sup>	0,5	150	52	*)			
	0,5	200	28				
	0,1	150	- <sup>2)</sup>				
	0,1	200	43				
4687 <sup>1)</sup>	0,5	150	- <sup>2)</sup>	*)			
	0,5	200	- <sup>2)</sup>				
	0,1	150	- <sup>2)</sup>				
	0,1	200	41				
T 1	0,5	150	70 (72) <sup>2)</sup>	+ 7 + 10 + 10 (Abb. 6; I) - 7 - 6 - 4	4004 ohne $R_5 ; 6$ $R_2 : 3 ; 4 ;$ $P = 10 k\Omega$ AD 1 und AF 7 $2 \times 320 V$		
	0,5	200	51 (55)				
	0,5	250	34 (37)				
	0,1	150	88 (88)				
	0,1	200	70 (72)				
	0,1	250	51 (52)				
	0,5	150	105			- 4	wie vor, aber $R_5 = 0,3 M\Omega$ ohne $R_6$
	0,5	200	85			- 6	
	0,5	250	62			- 7	
	0,5	300	46			- 8	
	0,1	150	100			- 10	
	0,1	200	75			- 10	
0,1	250	60	- 10				
0,5	250	60	- 6 (Abb. 6; II)	wie vor; $R_5 = 0,3 M\Omega$ ohne $R_6$			
0,5	250	50	- 2,8	$R_6 = 1 M\Omega$ ohne $R_5$			
1	250	50	- 2,8				
2	250	50	- 1,4 (Abb. 6; III)	$R_6 = 0,3 M\Omega$ ohne $R_5$			
2	300	50	- 6	wie vor; $R_5 = 25 k\Omega$			
2	300	40	- 2				
2	150	100	- 1	wie vor; $R_5 = 10 k\Omega$			
2	348	60	- 4	AX 1 $2 \times 500 V$ $R_2 ; R_4 ;$ $P = 10 k\Omega$ AD 1 ; AF 7 $R_5 = 300 k\Omega$ $R_3 = 25 k\Omega$			
2	300	85	- 4				
2	250	139	- 4 (Abb. 7)				

Bemerkungen:

- 1) Prüfung verschiedener Glimmlampen.
- 2) — bedeutet, daß nicht auf die gewünschte Spannung eingestellt werden konnte.
- 3) in ( ) Werte für umgepolte Anschlüsse.
- 4) bei dieser Prüfung wurde nur der maximale Strom festgestellt, bei dem Abriß der Kontrolle auftrat.
- 5) in ( ) Stromwerte, bei denen Kontrolle abreißt.

Aus den Versuchen ergab sich, daß es zweckmäßig ist, Gleichrichter hinreichend hoher Spannung zu verwenden (die Grenze nach oben ist ja nur durch die maximale Verlustleistung von  $V_1$  gesetzt), ferner muß  $R_1$  bei hohen Anforderungen an die Stabilität auch hohe Werte haben, andererseits reißt die Kontrolle um so eher ab, je größer  $R_1$  gewählt wird. Daher wurden weitere Versuche unter Einfügung von  $R_5$  bzw.  $R_6$  angestellt, um das Erlöschen der Glimmlampe zu vermeiden. Schließlich lieferte eine Versuchsreihe, bei der lediglich der entnommene Strom festgestellt wurde, bei dem Abreißen der Kontrolle auftrat, wenn verschiedene Glimmlampentypen verwendet wurden.

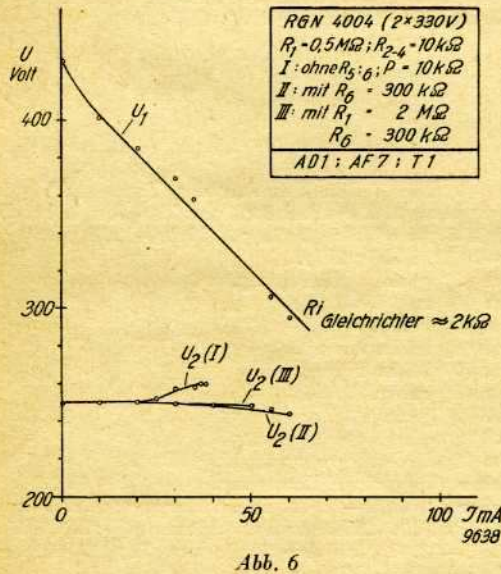


Abb. 6

Unterlagen für die Auswahl der Glimmlampe und für deren Polung, die infolge der verschiedenen Ausbildung der Elektroden nicht immer gleichgültig ist. Die Ergebnisse der verschiedenen Meßreihen sind in der vorstehenden Tabelle zusammengestellt.

Die Typen T 1 und T 3 sind Zwergglimmlampen, UR 110 eine Universalglimmröhre mit gleichgroßen Elektroden, 4687 eine Neon-Stabilisierungslampe mit bienenkorb-förmigen Elektroden. Als zweckmäßig erwies sich die T 1, die dann auch bei weiteren Versuchen mit anderen Gleichrichtern (RGN 4004, etwa 2 kΩ Innenwiderstand und AX 1 mit Drossel-Eingangs-Filter und etwa 334 Ω Innenwiderstand, vgl. auch Abb. 6 und 7) angewandt

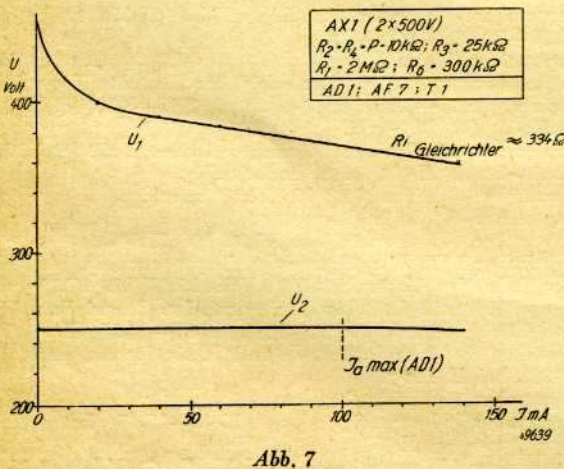


Abb. 7

wurde. Zu Abb. 7 wäre noch zu bemerken, daß die maximale Belastbarkeit der AX 1 auf 125 mA festgelegt ist und daß der maximale Anodenstrom der AD 1 auf 100 mA begrenzt ist. Bei größeren Stromentnahmen muß man also entweder die Röhre  $V_1$  shunten oder zwei Röhren parallel verwenden, entsprechend muß natürlich der

Gleichrichter für die zu erwartende Maximalentnahme dimensioniert werden.

Wie aus den Versuchsergebnissen hervorgeht, ist die Anwendung von  $R_6$  zu empfehlen. Man kann zwar für jede stabilisierte Spannung einen günstigsten Wert finden, kommt aber auch über weite Spannungsbereiche mit einem Mittelwert aus. Durch Veränderung von  $R_3$  läßt sich der Bereich, innerhalb dessen die Ausgangsspannung mittels  $P$  eingestellt werden kann, in weiteren Grenzen variieren, doch kann natürlich auch  $P$  einen entsprechend größeren Wert erhalten. Eine Abwandlung kann die Schaltung nach Abb. 4 noch dadurch erfahren, daß an Stelle von  $P$  und  $R_2 \dots 4$  einfach zwei in Reihe geschaltete Potentiometer von zusammen etwa 0,2 MΩ für die Einstellung verwendet werden, zu deren Schleifern Schirmgitter und Steuergitter von  $V_2$  geführt werden <sup>4)</sup>.

Wie bereits weiter oben angedeutet, kann man einen größeren Strom, als durch die maximale Verlustleistung von  $V_1$  gegeben, durch Anwendung eines Nebenwiderstandes zu  $V_1$  erreichen <sup>1)</sup>. Außerdem ist es möglich, die Regelung durch weitere Anwendung von Glimmlampen zu verbessern, indem man nämlich den oberen Teil des Spannungsteilers in Abb. 4 durch solche ersetzt <sup>1)</sup>, <sup>5)</sup>. Dann tritt nämlich die gesamte Spannungsschwankung von  $U_2$  am Steuergitter der Kontrollröhre auf. In diesem Falle ist es u. U. zulässig, an Stelle einer Fünfpolröhre eine Dreipolröhre (wie in Abb. 8) für die Kontrolle zu verwenden.

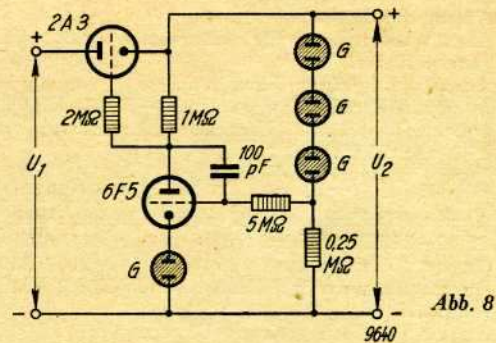


Abb. 8

Da in den amerikanischen Originalveröffentlichungen über derartige Schaltungen Röhrentypen angegeben sind, die in Deutschland nicht erhältlich sind, sind nachstehend noch die wichtigsten Daten dieser Röhren zusammengestellt.

Type	max. Verlust. Watt	Steilh. mA/V	Verst.-Faktor	Heizspannung Volt	Heizstrom Amp.	Innenwiderst. Ohm
45	ca. 10	1,65	3,5	2,5	1,5	ca. 1700
2 A 3	15	5,25	4,2	2,5	2,5	ca. 800
5 F 5	—	1,5	100	6,3	0,3	66 000
6 J 7	—	1,225	>1500	6,3	0,3	> 1,5 · 10 <sup>6</sup>

Die Daten gelten für etwa 250 Volt Anodenspannung und (bei 6 J 7) für etwa 100 Volt Schirmgitterspannung.

Für Sonderzwecke läßt sich eine Stabilisierungsschaltung beispielsweise nach Abb. 4 als Zusatzgerät zu vorhandenen Gleichrichtern leicht aufbauen. Man muß lediglich darauf achten, daß parallel zu  $G$  keine größeren Kapazitäten auftreten, da sonst die Möglichkeit besteht, daß Kippschwingungen auftreten. Ein Vorteil des Stabilisators, der sich bei vielen Anwendungsgebieten (z. B. hochverstärkenden Verstärkern) angenehm bemerkbar macht, ist, daß sein Wechselstromwiderstand — von der Ausgangsseite aus gesehen — sehr gering ist, so daß dadurch einerseits die Siebung erheblich verbessert wird, andererseits aber auch Rückkopplungserscheinungen in angeschlossenen Verstärkern weitgehend unterdrückt werden.

Für die Dimensionierung von Stabilisierungsschaltungen mit Hochvakuumröhren ergibt sich folgender Gang. Man

legt aus  $U_1$  und  $U_2$  für die zu erwartende Stromstärke  $J$  den notwendigen Spannungsabfall  $J \cdot R_i$  der Regulatorröhre fest.  $R_i$  ergibt sich aus dem Innenwiderstandsdiagramm der Röhre, so daß man auch  $U_{01}$  ermitteln kann. Diese Spannung muß gleich dem Spannungsabfall an  $R_1$  werden. Für eine bekannte Brennspannung der Glimmlampe kann man dann aus der Arbeitskennlinie der Kontrollröhre die erforderliche Steuergittervorspannung ermitteln und danach den Spannungsteiler dimensionieren. Bei Anwendung von Fünfpolröhren wird dieser letzte Punkt etwas schwieriger, wenn aus dem gleichen Spannungsteiler noch die Schirmgitterspannung entnommen wird, doch läßt sich evtl. durch eine Messung der Schirmgitterstrom ermitteln und dann auch der Spannungsteiler

berechnen. Eine gewisse Variationsmöglichkeit wird man natürlich zum Ausgleich von Röhrentoleranzen vorsehen müssen.

*Zeichnungen vom Verfasser*

### Schrifttum

1. A. G. BOUSQUET, „Improving Regulator Performance“, Electronics, Juli 1938, S. 26.
2. GEORGE GRAMMER, „Battery Performance from the R. A. C. Power Supply“, QST, August 1937, S. 14.
3. B. P. HANSEN, „Regulated Plate Supplies“, QST, November 1937, S. 46.
4. „Design and Performance of a Voltage Regulator“, Electronics, März 1939, S. 48.
5. W. W. WALTZ, „The Voltage Regulator applied to an Amplifier“, Electronics, Dezember 1938, S. 34.

## Erdmagnetischer Bericht vom 26. Juli bis 21. September 1939

Zeiten in mittlerer Greenwicher Zeit

26. Juli (0) Unruhe während des ganzen Tages. 5.10—6.05, H,  $\cup$ , 46  $\gamma$ . D steigt von 4.25—5.20 um 15'. 7.35—9.05, H (mit Unterbrechung),  $\cup$ , 59  $\gamma$ . Von 14.35—15.45 steigt H um 112  $\gamma$  und fällt bis 16.15 um 59  $\gamma$ .
27. Juli (0) Von 0.00—15.00 schnelle Ausschläge geringen Ausmaßes.
28. Juli (0) leichte Bewegung.
29. Juli (0) leicht bewegt.
30. Juli (0) leicht bewegt.
31. Juli (0) leicht bewegt.
  1. August (0) leicht bewegt.
  2. August (0) ruhig. Elementarwellen fast während des ganzen Tages.
  3. August (0) geringe Bewegung.
  4. August (0) leicht bewegt. 14.30—15.12, H,  $\cup$ , 19  $\gamma$ .
  5. August (0) geringe Unruhe. Elementarwellen zwischen 4.00 und 24.00.
  6. August (0) geringe Bewegung.
  7. August (0) leichte Unruhe zwischen 10.00 und 16.00.
  8. August (0) Zwischen 9.00 und 14.00 Elementarwellen, von 15.00—24.00 unruhig.
  9. August (0) ruhig.
  10. August (0) unruhig. Von 10.30—13.30 H sin-förmig, Ampl. 95  $\gamma$ .
  11. August (0) Nach geringer Bewegung bis 12. 10, der Rest des Tages unruhig. Von 20.46—22.08 steigt H um 57  $\gamma$  und fällt bis 22.48 um 100  $\gamma$ .
  12. August (0) gestört. Sehr schnelle Bewegung zwischen 2.00 und 14.00. 1.40 Einsatz einer Störung (W.Z.). Amplitude bei D zwischen 1.40—1.43 18', bei H 43  $\gamma$ . Zwischen 3.00 und 6.00 D sin-förmig, Ampl. 27'. H fällt von 2.54—4.28 mit Unterbrechung um 85  $\gamma$ .
  13. August (0) unruhig. Von 1.00—3.00 D sin-förmig, Ampl. 16'. 15.30—17.30, H (mit Unterbrechung),  $\cup$ , 64  $\gamma$ .
  14. August (0) geringe Bewegung.
  15. August (0) leicht bewegt. 17.24—17.42, H, sin-förmig, Ampl. 33  $\gamma$ .
  16. August (1) Bis 10.00 leichte Bewegung, der Rest des Tages gestört. Zwischen 13.35 und 17.00 Ampl. bei H 298  $\gamma$ . 15.25—15.50, D,  $\cup$ , 21'. Z steigt von 12.00—15.45 um 167  $\gamma$  und fällt bis 19.30 um 123  $\gamma$ . 19.40—23.03, H,  $\cup$ , 64  $\gamma$ . D steigt von 22.42—23.00 um 18½' und fällt bis 0.15 des folgenden Tages um 24'. Z fällt von 23.05—23.50 um 39  $\gamma$ .
  17. August (0) unruhig bis 13.00.
  18. August (0) geringe Bewegung.
  19. August (0) 6.06 Einsatz einer Störung (W.Z.) geringen Ausmaßes. Die Unruhe hält bis 16.00 an. 16.25—18.20, H,  $\cup$ , 52  $\gamma$ .
  20. August (0) leicht unruhig.
  21. August (0) geringe Bewegung bis 21.00, der Rest des Tages unruhig.
  22. August (1) gestört. 0.39 Störungseinsatz (W.Z.), Ampl. bei D 12', bei H 57  $\gamma$  und bei Z 12  $\gamma$ . D fällt von 2.47—3.35 um 36'. 2.15—4.50, Z,  $\cup$ , 108  $\gamma$ . Z steigt von 12.30—16.50 um 188  $\gamma$  und fällt bis 20.35 um 219  $\gamma$ . Von 19.00 Ende des Tages D und H sin-förmig, Ampl. bei D 44', bei H 148  $\gamma$ .
  23. August (0) Die ersten Stunden des Tages noch gestört, der Rest bewegt. Zwischen 1.00 und 7.00 Ampl. bei D 34', bei H 186  $\gamma$  und bei Z 92  $\gamma$ . 19.20—19.58, D,  $\cup$ , 7'; 19.26—20.57, H,  $\cup$ , 29  $\gamma$ .
  24. August (0) geringe Bewegung.
  25. August (0) ruhig.
  26. August (0) ruhig.
  27. August (0) leicht bewegt.
  28. August (0) leicht bewegt.
  29. August (0) ruhig.
  30. August (0) geringe Unruhe von 10.00 bis Ende des Tages.
  31. August (0) leicht bewegt von 12.00 bis 22.00.
    1. September (0) geringe Bewegung.
    2. September (0) 0.00—22.42 leicht bewegt. 11.13 geringe Störung (W.Z.). 22.43 erneut Störung (W.Z.). H zeigt von 22.43—22.47 eine Amplitude von 71  $\gamma$ , D eine solche von 4' und Z von 17  $\gamma$ .
    3. September (0) Bis 13.00 stärkere Unruhe. Von 2.16—2.36 steigt H um 75  $\gamma$ ; Z fällt von 2.17—2.37 um 34  $\gamma$ . 2.58 bis 4.20, D,  $\cup$ , 10½'. 9.58—11.07 Ampl. bei H 94  $\gamma$ . 15.25 bis 15.48, H,  $\cup$ , 35  $\gamma$ . 20.45—21.57, D,  $\cup$ , 10'.
    4. September (0) Bis 16.00 geringe Bewegung, der Rest des Tages ruhig.
    5. September (0) geringe Bewegung. Zwischen 4.00 und 13.00 Elementarwellen. Von 23.00—23.12 steigt H um 26  $\gamma$ .
    6. September (0) leicht bewegt. Elementarwellen zwischen 11.00 und 16.00.
    7. September (0) Von 5.00 bis 15.00 leichte Unruhe.
    8. September (0) leicht bewegt. 11.36—12.00, H,  $\cup$ , 24  $\gamma$ . D steigt von 11.36 bis 11.45 um 5½'.
    9. September (0) unruhig. H fällt von 1.17—1.33 um 42  $\gamma$  und steigt bis 1.36 um 17  $\gamma$ . 19.45—20.50, D,  $\cup$ , 7'. 20.45 bis 21.35, H,  $\cup$ , 33  $\gamma$ .
    10. September (0) leicht unruhig. 19.30—20.25, D,  $\cup$ , 10'; 19.25—20.30, H,  $\cup$ , 45  $\gamma$ .
    11. September (0) ruhig.
    12. September (0) Bis 14.00 unruhig, der Rest des Tages leicht bewegt. 2.15—3.15, H,  $\cup$ , 28  $\gamma$ ; 2.45—3.30, D,  $\cup$ , 5'. 21.15—22.30, D,  $\cup$ , 7'.
    13. September (0) Geringe Störung zwischen 10.30 und 12.00. 22.35—24.00, H,  $\cup$ , 38  $\gamma$ . Sonst ruhig.
    14. September (0) Von 8.00 bis 17.00 unruhig.
    15. September (0) leicht bewegt.
    16. September (0) unruhig von 13.00 bis 21.00.
    17. September (1) Der Beginn des Tages unruhig. Ab 10.00 bis Ende des Tages gestört. Von 15.00 bis 17.35 steigt Z um 86  $\gamma$  und fällt bis 19.50 um 97  $\gamma$ . D zwischen 15.45 und 17.00 s-förmig, Ampl. 21½'. 15.35—16.25, H,  $\cup$ , 52  $\gamma$ . Zwischen 19.00 und 21.00 D und H sin-förmig, Ampl. bei D 39', bei H 118  $\gamma$ .
    18. September (0) leicht bewegt.
    19. September (0) unruhig. Von 13.45—15.45 beträgt die Amplitude bei H 82  $\gamma$ .
    20. September (0) unruhig. 0.10—1.35, D,  $\cup$ , 15½'; 1.15 bis 2.55, H,  $\cup$ , 94  $\gamma$ . Zwischen 18.00 und 20.00 D—H—Z—sin-förmig; Ampl. bei D 12½', bei H 71  $\gamma$  und bei Z 23  $\gamma$ .
    21. September (0) leicht bewegt. *Prof. Dr. R. Bock.*

*Alle Abbildungen in diesem Heft, die keinen Urhebervermerk tragen, wurden nach Angaben der Schriftleitung hergestellt*

Verantwortlich für den Inhalt: Rolf Wigand, Berlin. — Verantwortlich für den Anzeigenteil: Karl Tank, Berlin W 35, Kirchbachstr. 7. — Cültige Preislise Nr. 2 vom 1. September 1935. — Druck: Preußische Druckerei- und Verlags-A.-G., Berlin. — Verlag: Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin SW 68, Zimmerstraße 94. — Für unverlangt eingesandte Manuskripte übernimmt die Schriftleitung keine Verantwortung. — Bei Ausfall in der Lieferung wegen höherer Gewalt besteht kein Anspruch auf Ersatz oder Rückzahlung. — Nachdruck sämtlicher Artikel verboten.