

16. —

Schaltungssammlung für den Amateur

Erste Lieferung · 100 Blatt



Deutscher Militärverlag

Mobile Sammlung
von Grundsaltungen
und Varianten

Herausgegeben von
Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
und Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Redaktionsschluß: 30. November 1967

1.-15. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1969

Lizenz-Nr. 5

Lektor: Sonja Topolov

Einband und Typografie: Günter Hennersdorf

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Vorauskorrektor: Rita Abraham

Korrektor: Johanna Pulpit

Hersteller: Werner Brieger

Fotosatz: VEB Interdruck, Leipzig

Druck: Druckerei Ullmann, Zwickau

Buchbinderei: Altmann KG, Leipzig

**Inhaltsverzeichnis****Kapitel 1 – Einleitung**

Prinzip und Benutzungshinweise	1- 2
Standardisierte Schaltzeichen	1- 3
Standardisierte Schaltzeichen	1- 4
Standardisierte Schaltzeichen	1- 5
Standardisierte Schaltzeichen	1- 6
Halbleitertypenschlüssel	1- 7

Kapitel 2 – Stromversorgung

Berechnung von Netztransformatoren: Heiztransformatoren	2- 1
Netzgleichrichter (Allgemeines)	2- 2
Berechnung von Netzgleichrichtern mit Nomogramm	2- 3
Glättung pulsierender Gleichspannungen (Siebketten)	2- 4
Stabilisierung von Gleichspannungen mit Glimmstrecken ..	2- 5
Stabilisierung mit Zenerdioden	2- 6
Niederspannungsnetzteil ohne Transformator	2- 7
Transistor-Gegentaktspannungswandler (Transverter), 6 V und 12 V, 10 W	2- 8
Sonderschaltungen mit Halbleiterngleichrichtern	2- 9
Transistorfilter für Niederspannungsnetzteile	2-10

Kapitel 3 – NF-Verstärker

Rauscharme NF-Vorstufe	3- 1
NF-Pentodenvorverstärkerstufe	3- 2
Stereovorverstärker mit Röhren	3- 3
Stereovorverstärker mit Transistoren	3- 4
Hochwertiger NF-Verstärker	3- 5
Impedanzwandler	3- 6
Röhren-Eintaktendverstärker, 4 W	3- 7
Röhrenbestückter Gegentaktleistungsverstärker	3- 8
Endstufen mit Transistoren (Blatt 1)	3- 9
Endstufen mit Transistoren (Blatt 2)	3-10
Endstufen mit Transistoren (Blatt 3)	3-11
Eisenlose Endstufe mit Elektronenröhren	3-12
Klangregelstufen für Niederfrequenzverstärker	3-13
Transistorisierte selektive Niederfrequenzverstärker	3-14

Kapitel 4 – Demodulatoren

Transistordemodulatorstufen (B-Gleichrichter)	4- 1
Rückkopplungsempfänger mit Transistoren (Transistor- audion)	4- 2
Kurzwellenaudion	4- 3
Mittelwellenaudion mit L- und C-Abstimmung	4- 4

Kapitel 5 – ZF-Verstärker

FM-ZF-Verstärker mit Röhren	5- 1
AM-FM-ZF-Verstärker, röhrenbestückter	5- 2
AM-ZF-Verstärker mit keramischen Filtern	5- 3
AM-ZF-Verstärker in Kaskodeschaltung	5- 4
ZF-Verstärker für AM-Empfänger mit konzentrierter Se- lektion	5- 5
Transistor-ZF-Verstärker für 10,7 MHz	5- 6
Breitband-Transistor-ZF-Verstärker	5- 7

Kapitel 6 – Mischstufen

Frequenzmischung	6- 1
AM-Mischstufe für K-M-L	6- 2
AM-Mischstufe mit Transistoren	6- 3
Röhrenmischstufe für KW-Amateurbänder	6- 4
Transistormischstufe für KW-Amateurbänder	6- 5
UKW-Tuner mit Röhren	6- 6
FM-UKW-Tuner mit Kapazitätsdiodenabstimmung	6- 7

Kapitel 7 – Meßtechnik

Messung von ohmschen Widerständen (Blatt 1)	7- 1
Messung von ohmschen Widerständen (Blatt 2)	7- 2
Digitaler Diodentester	7- 3

Digitaler Transistortester (Blatt 1)	7- 4
Digitaler Transistortester (Blatt 2)	7- 5
Transistor-Breitbandverstärker für Meßzwecke	7- 6
Universaloszillator mit 2 Transistoren	7- 7
Berechnung eines Empfängereingangskreises mit einer Ferrit- antenne	7- 8
Berechnung und Umrechnung von HF-Spulen	7- 9

Kapitel 8 – Elektronik

Transistorunivibrator	8- 1
Bistabiler Multivibrator mit Transistoren (Flip-flop)	8- 2
Schmitt-Trigger mit Transistoren	8- 3
Astabiler Multivibrator mit Röhren	8- 4
Astabiler Multivibrator mit Transistoren	8- 5
Sperrschwinger mit Transistor	8- 6
Gleichstromverstärker mit Transistoren	8- 7
Umwickeln von Relais	8- 8
Thermische Relais	8- 9
Lichtrelais	8-10
Kapazitive Relais	8-11
Zeitrelais	8-12

Kapitel 9 – Senderschaltungen

Telegrafiesender für die KW-Bereiche	9- 1
Telefoniesender für 80-m-Band	9- 2

Kapitel 10 – Fernsteuerschaltungen

Fernsteuersender für 27,12 MHz	10- 1
--------------------------------------	-------

Kapitel 11 – Baugruppen und Geräte

Geradeusempfänger K-M-L (Blatt 1)	11- 1
Geradeusempfänger K-M-L (Blatt 2)	11- 2
KW-Geradeusempfänger (0-V-1 bzw. 0-V-2) (Blatt 1)	11- 3
KW-Geradeusempfänger (0-V-1 bzw. 0-V-2) (Blatt 2)	11- 4
KW-Geradeusempfänger mit HF-Vorstufe (1-V-2) (Blatt 1) ..	11- 5
KW-Geradeusempfänger mit HF-Vorstufe (1-V-2) (Blatt 2) ..	11- 6
AM-Taschensuper	11- 7
UKW-Portable	11- 8
AM-FM-Taschenempfänger	11- 9
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Übersicht (Blatt 1)	11-10
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Übersicht (Blatt 2)	11-11
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, VHF-Tuner	11-12
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, ZF-Verstärker (Blatt 1) ..	11-13
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, ZF-Verstärker (Blatt 2) ..	11-14
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Videoverstärker und Am- plitudensieb (Blatt 1)	11-15
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Videoverstärker und Am- plitudensieb (Blatt 2)	11-16
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Vertikalgenerator und Ver- tikalendstufe	11-17
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Ton-ZF- und NF-Verstär- ker (Blatt 1)	11-18
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Ton-ZF- und NF-Verstär- ker (Blatt 2)	11-19
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Zeilengenerator	11-20
Schwarzweiß-Fernsehempfänger, Horizontalendstufe	11-21
Dynamikbegrenzer als Übersteuerungsschutz für Magnet- bandgeräte	11-22

Kapitel 12 – Grundlagen der Drahtnachrichtentechnik

Leitungen und Grundgeräte	12- 1
OB-Endverstärker 58	12- 2
Feldmeßkästchen	12- 3
Feldfernsprecher 63	12- 4
Trägerfrequenzgerät TTF 1	12- 5

Die vorliegende Schaltungssammlung ist für den Praktiker in Armee, Werkstatt und Amateursphäre bestimmt. Jedes Blatt enthält Angaben zu speziellen Schaltungen innerhalb des jeweiligen Kapitels. Das bedeutet für den Benutzer, daß er sowohl Schaltungen vollständiger Geräte als auch die von Baugruppen vorfindet und diese beliebig kombinieren kann.

Die Sammlung bringt Schaltungen aus folgenden Gebieten:

- Stromversorgung (Grundsätzliches und praktische Schaltungen)
- NF-Verstärker mit Röhren und Transistoren
- Demodulatorschaltungen
- ZF-Verstärker mit Röhren und Transistoren
- Mischstufen
- Meßtechnik (Allgemeines und Schaltungen)
- Elektronik (praktische Anwendung in vielen Schaltungen)
- Sender (vorwiegend für den Funkamateure, da Lizenz nötig)
- Fernsteuerung
- Geräte und spezielle Baugruppen (vor allem Rundfunk- und Fernsichtschaltungen)
- Militärische Drahtnachrichtentechnik

Alle zwei Jahre sind Ergänzungslieferungen geplant. Damit gewährleistet die Sammlung eine im Rahmen der Bearbeitungs- und Herstellungszeit bestmögliche Aktualität.

Selbstverständlich kann nicht jede Schaltung ein Original sein; es wurde vielmehr versucht, jeweils möglichst typische vorzustellen. In den meisten Fällen sind die Schaltungen den Belangen dieser Sammlung gemäß variiert; der Ursprung geht aus den Literaturhinweisen hervor.

Jedes Blatt ist weitgehend gegliedert und im allgemeinen so gestaltet, daß auch Nachträge durch den Benutzer, entsprechend der technischen Entwicklung, vorgenommen werden können.

Von einer zunächst vorgesehenen Anpassung aller beschriebenen Baugruppen eines Themenkreises zum Zwecke der Kombination wurde Abstand genommen. Statt dessen findet der Leser bei den vollständigen Geräten oft neue Varianten gegenüber den für den gleichen Zweck vorgestellten Einzelbaugruppen. Das erhöht die Vielfalt des Gebotenen und ermöglicht es dem erfahrenen Anwender, Eigenes mit zweckmäßiger gelöstem »Fremdstoff« in seinen Geräten zu kombinieren.

Das ist eine Seite der Schaltungssammlung – ein Sortiment einzeln anwendbarer oder miteinander zu kombinierender Baugruppen zum Nachbau. Dem kommen viele Blätter so weit entgegen, daß sie Leitungsmuster im Maßstab 1:1 enthalten. Das hat aber nur dann Sinn, wenn mit diesen Gruppen neue Geräte entworfen, wenn die Maße mit anderen »sortimentsgerecht« abgestimmt werden bzw. wenn im Gesamtgerät genügend Raum für spezielle Formate vorhanden ist. Dabei beschränkten sich die Herausgeber hauptsächlich auf die Fälle, in denen der Aufbau die Funktion entscheidend bestimmt oder die konkrete Festlegung aus anderen Gründen vertretbar erschien. Im übrigen möge es der Leser als Anregung betrachten – mehr zu dieser Materie bringt noch in diesem Jahr das Buch »Amateurtechnologie«.

Die andere Seite der Schaltungssammlung besteht darin, den Blick des Lesers für »typische Schaltungen« zu schulen. Doch darf eine Schaltung, um dieses Ziel zu erreichen, nur so weit vereinfacht werden, wie es die einwandfreie Funktion zuläßt. Daher findet man in vielen Blättern einen Kompromiß: Der nachbau- und funktionsgerechten kompletten Schaltung (und möglicherweise ihren Varianten) wird eine Prinzipschaltung vorangestellt, die Bestandteil der einleitenden Bemerkungen ist.

Schließlich wurde auf vielen Blättern der Versuch gemacht, den Leser beim Variieren zu unterstützen, denn oft hat er bei seinen Vorhaben ganz spezielle Wünsche oder Voraussetzungen. Dem dient, wo es angebracht schien, einiges Tabellenmaterial. In vielen Fällen aber wurden kleine Berechnungen eingefügt, die den Weg zur Schaltung erläutern helfen und aus denen sicher jeder nicht ganz Unerfahrene seine Variationsmöglichkeiten erkennt. Dem, der lediglich das Endergebnis kopieren möchte, schadet das Auslassen dieser Zeilen nicht.

Den Weg zur Schaltung, die völlig aus eigenen Überlegungen entsteht, beschreibt das 1971 erscheinende »Amateurlaborbuch«. Der Benutzer dieser Sammlung und ihrer Ergänzungslieferungen findet außerdem in den nächsten Jahren weitere Bücher in der »Amateurbibliothek« des Deutschen Militärverlags, die die Basis seiner konstruktiven Arbeit mit der Schaltungssammlung noch verbreitern werden.



1. Allgemeine Hinweise

- Das Standardwerk der DDR enthält in den Standards der Gruppe 360 (Elektrotechnik) Schaltzeichen der Elektrotechnik im einzelnen.
- *TGL 16005 Allgemeine Kennzeichen
 - *TGL 16006 Kennzeichen für Spannungs-, Strom- und Schaltarten
 - *TGL 16007 Leitungen und Leitungsverbindungen
 - TGL 16008 Widerstände, allgemein
Blatt 1
 - TGL 16009 Kondensatoren, allgemein
 - TGL 16010 Spulen und Transformatoren, allgemein
Blatt 1
 - TGL 16010 Spulen und Transformatoren, Meßwandler
Blatt 2
 - TGL 16011 Antennen
 - TGL 16012 Ableiter und Sicherungen
 - TGL 16013 Elektrochemische und elektrothermische Quellen
 - TGL 16014 Röhren, allgemein
Blatt 1
 - TGL 16014 Röhren, Höchstfrequenztechnik – Beispiele
Blatt 3
 - TGL 16015 Detektoren für ionisierende Strahlen
 - TGL 16016 Halbleiter
 - TGL 16018 Höchstfrequenz-Elemente
Blatt 1
 - TGL 16018 Höchstfrequenz-Elemente – Beispiele
Blatt 2
 - TGL 16020 Schaltgerätetechnik, allgemein
 - TGL 16025 Maschinen
 - TGL 16026 Meßinstrumente, Meßgeräte und Uhren

Bemerkungen

Die mit * versehenen Standards sind unter Berücksichtigung der Empfehlungen der Standardisierungsorgane der sozialistischen Staaten entstanden.

Für das Anfertigen von Blockschaltbildern (Prinzipschaltungen, Übersichtsschaltplänen) sind in einigen Standards vereinfachte Schaltzeichen und Schaltungs-Kurzzeichen enthalten.

Außerdem hat das Amt für Standardisierung eine Anzahl Informationsblätter herausgegeben, die zahlreiche Schaltungs-Kurzzeichen für Blockschaltbilder enthalten. Dabei stellt ein Schaltungs-Kurzzeichen oft eine umfangreiche Baugruppe mit entsprechenden elektrischen (teilweise auch nichtelektrischen) Funktionen dar. (TGL 0-40 700)

Weiterhin bestehen Standardentwürfe über Sinnbilder für Bedienung (textlose Beschriftung von Gerätefrontplatten – Symbole an Buchsen, Schaltern, Reglern usw.). (TGL-Entwurf 16092, Blatt 1 bis 4, Sinnbilder für Bedienung – Sinnbilder der Elektrotechnik)


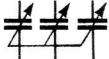





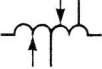
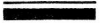



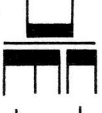

Der Stand aller angegebenen Standards ist Februar 1963; neue TGL sind in Vorbereitung.

2. Standardisierte Schaltzeichen (Auszug)

In der folgenden Übersicht sind aus den unter 1. angeführten DDR-Standards die für den Gebrauch der Schaltungssammlung wichtigsten Schaltzeichen auszugsweise wiedergegeben.

Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
1. Polaritäten			
1.1. positiv			TGL 16005
1.2. negativ			
2. Veränderlichkeiten, inhärent		Darstellung im Winkel von 45° Wenn das Schaltzeichen es erfordert, ist auch ein Winkel von 60° zulässig.	
2.1. allgemein, insbesondere linear			
2.2. nichtlinear			
3. Verstellbarkeiten			
3.1. allgemein, insbesondere linear			
3.2. nichtlinear			
3.3. stetig			
3.4. stufenweise			
4. Einstellbarkeit, allgemein			Einstellung bei einer Spannung $U = 0$.

Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
5. Spannungs- und Stromarten			
5.1. Gleichspannung, Gleichstrom, allgemein		2—110 V Zweileiter-Gleichstrom-System $U = 110 \text{ V}$	TGL 16006
5.2. Wechselspannung, Wechselstrom, allgemein, insbesondere im Bereich der Industriefrequenz		$n \sim f$ Wechselstrom mit n Phasen und der Frequenz f	
		$3N \sim \begin{matrix} 50 \text{ Hz} \\ 380/220 \text{ V} \end{matrix}$ Vierleiter-Drehstrom-System, $f = 50 \text{ Hz}$ $U = 380/220 \text{ V}$	
5.3. Wechselstrom im Bereich der			
5.3.1. Tonfrequenz			
5.3.2. Hochfrequenz und Ultraschallfrequenz			
5.4. Gleich- oder Wechselspannung, Gleich- oder Wechselstrom			
6. Leitungen			TGL 16007
6.1. Leiter oder Kabel, einadrig, allgemein			
6.2. Abzweigung eines Leiters		trennbare und nichttrennbare elektrische Verbindung, allgemein	
6.3. Leitung, abgeschirmt		Leitung, teilweise abgeschirmt	
6.4. Koaxialkabel			
6.5. verdrehte Leitung			
6.6. Erdverbindung			
6.7. Masseverbindung			
6.8. Abschirmung, mit Masse verbunden			
7. Widerstände			TGL 16008 Blatt 1
7.1. Widerstand, allgemein		Festwiderstand mit Anzapfungen Seitenverhältnis 1:3 bis 1:6	
7.2. Stellwiderstände			
7.2.1. Widerstand, verstellbar, allgemein			
7.2.2. Widerstand, verstellbar, mit möglicher Stromkreisunterbrechung		stetig verstellbar stufig verstellbar	
7.2.3. Widerstand, verstellbar, ohne Stromkreisunterbrechung		stetig verstellbar stufig verstellbar	
7.2.4. Widerstand, einstellbar		vereinfachte Darstellung	
7.3. Spannungsteiler			
7.3.1. Spannungsteiler, verstellbar		Spannungsteiler, verstellbar, mit Anzapfungen	
7.3.2. Spannungsteiler, einstellbar			
7.4. Widerstand, spannungsabhängig, nichtlinear (Varistor)			
7.5. Heißleiter (Thermistor)			
7.5.1. Heißleiter mit direkter Heizung			

Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
8. Kondensatoren			TGL 16009
8.1. Kondensator, allgemein			
8.2. Elektrolytkondensatoren			
8.2.1. Elektrolytkondensator, gepolt			
8.2.2. Elektrolytkondensator, ungepolt			
8.3. Durchführungskondensator			
8.4. Kondensatoren, verstellbar und einstellbar			
8.4.1. Kondensator, verstellbar, Drehkondensator		 mit Kennzeichnung des Rotors  Dreifach-Drehkondensator	
		 Mehrfach-Drehkondensator in getrennter Darstellung	
8.4.2. Differentialkondensator			
Trimmer			
9. Spulen und Transformatoren	 oder 	  Kennzeichen des Wicklungs- oder Spulenanzufanges	TGL 16010 Blatt 1
9.1. Spulen			
9.1.1. Wicklung, Spule, allgemein			
9.1.2. Spule ohne Kern, Luftspule		 mit festen und beweglichen Anzapfungen	
9.1.3. Spulenkern			
Ferromagnetkern		 Spule mit Ferromagnetkern, Drosselspule	
Ferromagnetkern mit Luftspalt		 Spule mit Ferromagnetkern, Kern mit Luftspalt	
Massekern			
nichtmagnetischer Kern		 Spule, einstellbar, mit Massekern und Anzapfungen  Spule, einstellbar, mit nichtmagnetischem Kern	
9.2. Transformatoren			
9.2.1. Einphasen-Transformator, Übertrager, allgemein		 Einphasentransformator mit ferromagnetischem Kern, mehreren Wicklungen mit Anzapfung einer Wicklung (hier Mittelanzapfung)	
9.2.2. Einphasen-Spartransformator mit ferromagnetischem Kern		 Einphasentransformator mit ferromagnetischem Kern und Schirmung der Wicklung	

Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
9.2.3. Übertrager ohne Kern		Transformator ohne Kern, mit verstellbarer Kopplung	
9.2.4. Transformator mit Massekern		Transformator mit abstimmbarem Massekern Transformator mit einstellbarem Massekern für jede Wicklung. Kopplung verstellbar	
10. Antennen			TGL 16011
10.1. Antenne, allgemein		Sendeantenne Empfangsantenne Sende- und Empfangsantenne	
10.2. Symmetrische Antenne, allgemein			
10.3. Dipol		Schleifen-Dipol	
10.4. Ferritstabantenne			
11. Sicherungen			TGL 16012
11.1. Überspannungssicherung			
11.2. Sicherung, allgemein		Feinsicherung Grobsicherung	
12. Elektrochemische Stromquellen			TGL 16013
12.1. Galvanisches Element, Akkumulator			
12.2. Alkalische Gegenzelle			
12.3. Batterie, bestehend aus galvanischen oder Akkumulator-Elementen		Batterie mit Anzapfungen (vereinfacht) (ausführlich)	
13. Elektrothermische Quellen			TGL 16013
13.1. Thermoelement (Thermopaar)		Die Polaritätszeichen können entfallen.	

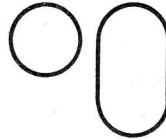


Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
-----------	----------------------------	---------------------------------------	-------------------

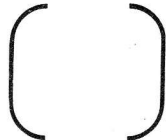
14. Röhren

TGL 16014
Blatt 1

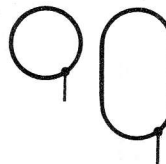
14.1. Kolben, Umhüllung



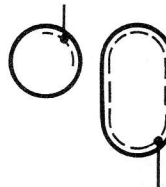
Kolben einer Ionenröhre, metallisch oder aus Glas



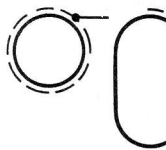
Kolben einer Mehrfachröhre bei getrennter Darstellung der Systeme



Kolben einer Elektronenröhre, metallisch oder aus Glas mit Metallbelag und Anschluß

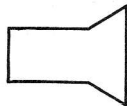


Kolben einer Elektronenröhre mit innerer (Teil-)Abschirmung



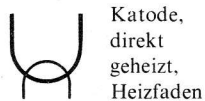
Kolben einer Elektronenröhre mit abnehmbarer äußerer (Teil-)Abschirmung

14.2. Kolben einer Oszillografenröhre

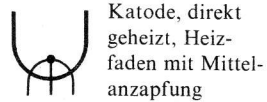


14.3. Elektroden

14.3.1. Katode, allgemein

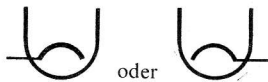


Katode, direkt geheizt, Heizfaden



Katode, direkt geheizt, Heizfaden mit Mittelanzapfung

Katode, indirekt geheizt

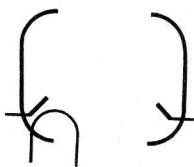


oder

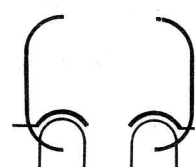


mit 2 Anschlüssen

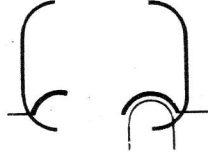



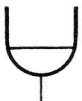


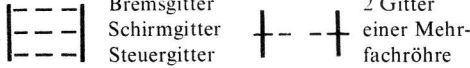



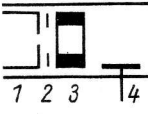

Katoden, indirekt geheizt, bei getrennter Darstellung der Systeme:



mit gemeinsamem Heizfaden



mit 2 Heizfäden

Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
		Gemeinsame Katode, indirekt geheizt, mit einem Heizfaden bei getrennter Darstellung der Systeme:	
		 mit 2 Anschlüssen	
14.3.2. Kaltkatode, allgemein		 Kaltkatode und Anode	
14.3.3. Fotokatode			
14.3.4. Katode, flüssig		 Zündanode	
14.3.5. Gitter, allgemein		 Bremsgitter Schirmgitter Steuergitter 2 Gitter einer Mehrfachröhre	
14.3.6. Steuerelektrode einer Anzeigeröhre			
14.3.7. Anode, allgemein		 Leuchtanode	
14.3.8. Elektroden in Elektronenstrahlröhren	 1 2 3 4	<ul style="list-style-type: none"> 1 – Steuerelektrode, Modulator, Wehneltzylinder 2 – Anode und weitere Gitter 3 – Zylinderelektrode 4 – leitender Belag 	
14.3.9. Magnetische Ablenkung und Fokussierung		<ul style="list-style-type: none"> 1 – Spule zur magnetischen Ablenkung in einer Richtung 2 – Spule zur magnetischen Fokussierung, magnetische Linse 3 – Spulen zur magnetischen Ablenkung in zwei zueinander senkrechten Richtungen 4 – System zur Fokussierung mittels Dauermagnet 	

Benennung	Schaltzeichen, Kennzeichen	Bemerkungen, Beispiele, Kombinationen	nach DDR-Standard
16.4.3. Buchse		HF-Koaxial- stecker	} geschirmte Ausführung
16.4.4. Stecker		HF-Buchse	
16.4.5. 1polige Steckverbindung		HF-Koaxial- steckver- bindung	

17. Meßinstrumente			TGL 16026
17.1. Strommesser			
17.2. Spannungsmesser			
17.3. Galvanometer			

Raum für Nachträge:



Halbleitertypenschlüssel

Dem Amateur begegnen oft zahlreiche Halbleiterbauelemente fremder Herkunft, deren wichtigste Daten er kennen muß, wenn er sie einsetzen will.

Zur ersten Ansprache eines unbekanntes Bauelements ist die Typenbezeichnung von Bedeutung. Es gibt einen sowjetischen und einen amerikanischen Schlüssel sowie den westeuropäischen *Pro-Elektron*-Schlüssel.

Der alte sowjetische Typenschlüssel, der sich durch Erweiterung der Anwendungsgebiete als unzweckmäßig erwies, wurde durch den neuen Typenschlüssel nach Tabelle 1 abgelöst.

Tabelle 1 Der sowjetische Dioden- und Transistorschlüssel

1. Kennzeichnungselement:

Г oder 1 = Germanium (Г bedeutet $T_a = 60^\circ\text{C}$, 1 heißt $T_a = 70^\circ\text{C}$)
K oder 2 = Silizium (K bedeutet $T_a = 85^\circ\text{C}$, 2 heißt $T_a = 120^\circ\text{C}$)
A oder 3 = GaAs

2. Kennzeichnungselement:

Д = Diode

T = Transistor

3. Kennzeichnungselement:

101...199 Gleichrichter kleiner Leistung
201...299 Gleichrichter mittlerer Leistung
301...399 Gleichrichter großer Leistung
401...499 Universaldiode
501...599 Impulsdiode
101...199 NF-Transistor kleiner Verlustleistung
201...299 Mittelfrequenztransistor kleiner Verlustleistung
301...399 HF-Transistor kleiner Verlustleistung
401...499 NF-Transistor mittlerer Verlustleistung
501...599 Mittelfrequenztransistor mittlerer Verlustleistung
601...699 HF-Transistor mittlerer Verlustleistung
701...799 NF-Transistor großer Verlustleistung
801...899 Mittelfrequenztransistor großer Verlustleistung
901...999 HF-Transistor großer Verlustleistung

101...199 Mischdiode
201...299 Videodiode
301...399 Modulatordiode
401...499 parametrische Diode

B = Varicap
A = UHF-Diode

Der amerikanische Schlüssel ist wenig aussagekräftig, man kann lediglich an der jetzt bereits 4stelligen Ziffer ungefähr das Entwicklungsjahr abschätzen. Dioden haben die Bezeichnung

1 N . . . (1 entspricht der Anzahl der Elektroden minus Eins); bei Transistoren gilt

2 N . . . , wenn es sich um Triodenstrukturen handelt, und 3 N . . . bei Tetrodenstrukturen.

Ein USA-Transistor des Typs 2 N 706 ist entwicklungs-mäßig älter als ein Transistor 2 N 4012. Weitere Aussagen, beispielsweise über Material oder Einsatzzweck, ergeben sich nicht. Um diese Nachteile in Europa zu vermeiden, wird hier der Pro-Elektron-Schlüssel verwendet, der Auskunft über Halbleitermaterial und mögliche Anwendung geben kann. Die Typenbezeichnung besteht aus 5 Zeichen; man unterscheidet 2 große Gruppen:

- Halbleiterbauelemente für die Unterhaltungselektronik (mit 2 Buchstaben und 3 Ziffern),
 - Halbleiterbauelemente für die professionelle Elektronik (mit 3 Buchstaben und 2 Ziffern).
- Diesen Typenschlüssel enthält Tabelle 2.

Tabelle 2

1. Buchstabe	2. Buchstabe	3. Buchstabe	Kennzahl
Kennzeichen für Halbleitermaterial	wichtigster Anwendungsbereich	Kennzeichen für kommerzielle Typen mit engeren Toleranzen	laufende Nummerierung (höhere Nr. entspricht modernerer Entwicklung)
A = Germanium B = Silizium R = Halbleitermaterial für Hallgeneratoren und fotoelektronische Bauelemente	A = Diode C = NF-Transistor D = NF-Leistungstransistor ($P_{tot} > 1\text{ W}$) E = Tunneldiode F = HF-Transistor H = Hallfeldsonde K = Hallgenerator L = HF-Leistungstransistor M = Hallgenerator P = strahlungsempfindliches (lichtempfindliches) Bauelement R = Halbleiter mit Durchbruchskennlinie für Schalt- und Steuerzwecke S = Schalttransistor T = Leistungshalbleiter mit Durchbruchskennlinie für Schalt- und Steuerzwecke U = Leistungsschalttransistoren Y = Leistungsdiode Z = Zenerdiode	dazu werden die letzten Buchstaben des Alphabets verwendet, also z. B. X, Y oder Z	Halbleiterbauelemente der Unterhaltungselektronik haben eine dreistellige Kennzahl Kommerzielle Halbleiterbauelemente haben eine zweistellige Kennzahl

Einige Beispiele:

Der Transistor AF 239 ist ein Germanium-HF-Transistor neuerer Entwicklung (Kleinsignalverstärker), der AFY 34 ein Ge-HF-Transistor für die professionelle Elektronik, das Bauelement BRY 34 ein Siliziumthyristor kleiner Leistung für die professionelle Elektronik (Thyristor - gesteuerter Gleichrichter, Bauelement mit Durchbruchskennlinie), die Diode BZY 21 eine Silizium-Zenerdiode, ebenfalls für kommerziellen Einsatz.

Man kann also an Hand dieses Schlüssels schon eine Grobeinteilung vorhandener Halbleiterbauelemente vornehmen. Genauere Auskunft über Einsatzmöglichkeiten und Anwendungsgrenzen geben jedoch die Kennblätter und Kenndaten der Hersteller.

Bezüglich einer Kennzeichnung des Anwendungsgebiets ist eine Gruppeneinteilung der Halbleiterbauelemente von Vorteil, wie sie für die Dioden Tabelle 3, für Transistoren Tabelle 4 gibt. Zu Tabelle 4 muß noch gesagt werden, daß die f_T -Frequenz eine definierte Kenngröße des Transistors ist und etwa dem Verstärkungs-Bandbreiteprodukt einer Elektronenröhre entspricht. Unter einem schnellen Schalttransistor ist ein Transistor zu verstehen, der in weniger als 50 ns ein- oder ausgeschaltet werden kann.

Tabelle 3 Halbleiterdioden

Richt- und Mischdioden	Schaltdioden	Aktive Dioden	Kapazitätsdioden	Gleichrichterdioden	Zenerdioden	Fotodioden
Richtdioden	langsame Schaltdioden	Tunneldioden (Verstärkertypen)	Varicaps (für niedrige Frequenzen)	für Ströme < 1 A für Ströme zwischen 1 A und 10 A	Kleinleistungsdioden ($P < 300$ mW)	langsame Fotodioden
Signaldioden Modulatordioden Höchstfrequenzdioden ab 1 GHz hot-carrier-Dioden	Nanosekunden-schaltdioden snap-off-Dioden	Tunneldioden (Schalt- und Osz.-Typen) Vierschichtdioden	Varaktoren (für hohe Frequenzen)	für Ströme zwischen 10 und 100 A für Hochstromanwendung $I > 100$ A!	Leistungszenerdioden LVA-Dioden (Niederspannungslawinendioden)	Nanosekunden-fotodioden

Tabelle 4 Transistoren

Kleinsignal-typen	Kleinleistungstypen	Leistungstypen	Hochleistungstypen
$P_{tot} = 150$ mW	$P_{tot} = 150$ mW...1 W	$P_{tot} = 1$...10 W	$P_{tot} > 10$ W
NF-Transistoren	NF-Transistoren	NF-Transistoren	NF-Transistoren
$f_T \leq 3$ MHz	$f_T \leq 3$ MHz	$f_T \leq 3$ MHz	$f_T \leq 3$ MHz
HF-Transistoren	HF-Transistoren	HF-Transistoren	HF-Transistoren
$f_T > 3$ MHz	$f_T > 3$ MHz	$f_T > 3$ MHz	$f_T > 3$ MHz
langsame Schalttransistoren	langsame Schalttransistoren	Schalttransistoren	Schalttransistoren
schnelle Schalttransistoren	schnelle Schalttransistoren		



1. Rechengang

1.1. Errechnung der Sekundärleistung und Festlegung des Trafotyps

1.2. Errechnung der Primärleistung aus Sekundärleistung und Wirkungsgrad:

$$P_p = \frac{P_s}{\eta};$$

P_p – Primärleistung,
 P_s – Sekundärleistung,
 η – Wirkungsgrad.

1.3. Bestimmung des Primärstroms aus übersetztem Laststrom, Trafoverlusten und Magnetisierungsstrom:

$$I_p = \sqrt{\left(\frac{P_p}{U_p}\right)^2 + I_0^2}; \quad (1)$$

I_p – Primärstrom,
 U_p – Primärspannung,
 I_0 – Magnetisierungsstrom.

1.4. Vorläufige Berechnung der Primärwindungszahl:

$$n_p \approx U_p \cdot \frac{2 + \eta}{3} \cdot \frac{1}{4,44 \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \cdot f}; \quad (2)$$

n_p – Primärwindungszahl,
 \hat{B} – optimale Induktion,
 A_{Fe} – effektiver Eisenquerschnitt,
 f – Betriebsfrequenz.

1.5. Berechnung des Drahtdurchmessers der Primärwicklung aus Primärstrom und Primärstromdichte:

$$A_p = \frac{I_p}{S_p};$$

A_p – Leiterquerschnitt, primär,
 S_p – Stromdichte, primär,
 d_p – Drahtdurchmesser, primär

$$d_p = \sqrt{\frac{4 \cdot A_p}{\pi}} = 1,13 \sqrt{\frac{I_p}{S_p}}. \quad (3)$$

1.6. Berechnung des primären Wicklungswiderstands:

$$r_p = n_p \cdot l_{mp} \cdot \frac{\rho_{cu}(1 + \alpha_{cu} \cdot \Delta\theta) \cdot 4}{d_p^2 \cdot \pi}; \quad (4)$$

r_p – Wicklungswiderstand, primär,
 l_{mp} – mittlere Windungslänge, primär,
 ρ_{cu} – spezifischer Widerstand von Kupfer,
 α_{cu} – Temperaturkoeffizient (von Kupfer),
 $\Delta\theta$ – Übertemperatur.

Mit $\rho_{cu} = 0,0178 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$, $\alpha_{cu} = 0,0039 / ^\circ\text{C}$
und $\Delta\theta = 50 ^\circ\text{C}$ erhält man:

$$r_p = 27,2 \cdot 10^{-1} \cdot \frac{W_p \cdot l_{mp}}{d_p^2};$$

r_p in Ω , l_{mp} in mm, d_p in mm.

$$r_p = 27,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{W_p \cdot l_{mp}}{d_p^2};$$

r_p in Ω , l_{mp} in mm, d_p in mm.

1.7. Genaue Berechnung der Primärwindungszahl:

$$n_p = (U_p - I_p \cdot r_p) \cdot \frac{1}{4,44 \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \cdot f}; \quad (5)$$

1.8. Vorläufige Berechnung der Sekundärwindungszahl:

$$n_s \approx U_s \cdot \frac{3}{2 + \eta} \cdot \frac{1}{4,44 \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \cdot f}; \quad (6)$$

n_s – Sekundärwindungszahl,
 U_s – Sekundärspannung.

1.9. Berechnung des Drahtdurchmessers der Sekundärwicklung aus Sekundärstrom und Sekundärstromdichte:

$$d_s = 1,13 \sqrt{\frac{I_s}{S_s}}; \quad (7)$$

d_s – Drahtdurchmesser, sekundär,
 I_s – Sekundärstrom,
 S_s – Stromdichte, sekundär.

1.10. Berechnung des sekundären Wicklungswiderstands:

$$r_s = 27,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{W_s \cdot l_{ms}}{d_s^2};$$

r_s – Wicklungswiderstand, sekundär in Ω ,
 l_{ms} – mittlere Windungslänge, sekundär, in mm,
 d_s – Drahtdurchmesser, sekundär, in mm.

1.11. Genaue Berechnung der Sekundärwindungszahl:

$$n_s = (U_s + I_s \cdot r_s) \cdot \frac{1}{4,44 \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \cdot f}. \quad (8)$$

1.12. Erforderliche Grund- und Deckisolation bis 1500 V Prüfspannung:
2 \times Ölleinen 0,1 mm.

1.13. Festlegung der Lagenisolation

Drahtdurchmesser bis 0,2 mm: Lackpapier, 0,03 mm
Drahtdurchmesser 0,2 bis 1 mm: Lackpapier, 0,06 mm
Drahtdurchmesser über 1 mm: Lackpapier, 0,10 mm
Eine Isolation nach jeder Lage ist nur dann erforderlich, wenn die Spannung je Lage größer als 20 bis 25 V ist.

2. Berechnungsbeispiel

Gefordert sei ein Heiztrafo für eine Primärspannung von 220 V mit einer Sekundärwicklung für 6,3 V/1,8 A und einer weiteren Sekundärwicklung für 12,6 V/0,8 A. Um kleinstes Einbauvolumen zu erhalten, soll ein LL-Kern aus Texturblech verwendet werden.

2.1. $P_s = 6,3 \cdot 1,8 + 12,6 \cdot 0,8 = 21,4 \text{ W}$.

Nach Tabelle 1 eignet sich hierfür der LL 39/20, der maximal 26 W übertragen kann.

2.2. $P_p = \frac{21,4}{0,78} = 27,4 \text{ W}$.

2.3. $I_p = \sqrt{\left(\frac{27,4}{220}\right)^2 + 0,05^2} = 0,134 \text{ A}$. (9)

2.4. $n_p \approx 220 \cdot \frac{2 + 0,78}{3} \cdot \frac{1}{4,44 \cdot 1,75 \cdot 10^{-6} \cdot 252 \cdot 50}$
 $n_p \approx 204 \cdot 10,2 = 2080 \text{ Wdg}$.

2.5. $d_p = 1,13 \sqrt{\frac{0,134}{6}} = 0,168 \approx 0,17 \text{ mm}$. (10)

2.6. $r_p = 27,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2080 \cdot 85}{0,17^2} = 167 \Omega$.

2.7. $n_p = (220 - 0,134 \cdot 167) \cdot 10,2 = 2010 \text{ Wdg}$.

2.8. $n_{s1} \approx 6,3 \cdot \frac{3}{2 + 0,78} \cdot 10,2 = 69 \text{ Wdg}$.

$n_{s2} \approx 12,6 \cdot \frac{3}{2 + 0,78} \cdot 10,2 = 139 \text{ Wdg}$.

2.9. $d_{s1} = 1,13 \sqrt{\frac{1,8}{4,3}} = 0,733 \approx 0,75 \text{ mm}$.

$d_{s2} = 1,13 \sqrt{\frac{0,8}{4,3}} = 0,486 \approx 0,50 \text{ mm}$.

(11, 12)

$$2.10. \quad r_{s1} = 27,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{69 \cdot 100}{0,75^2} = 0,34 \Omega.$$

$$r_{s2} = 27,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{139 \cdot 100}{0,5^2} = 1,51 \Omega.$$

$$2.11. \quad n_{s1} = (6,3 + 1,8 \cdot 0,34) \cdot 10,2 = 70,5 \approx 71 \text{ Wdg.}$$

$$n_{s2} = (12,6 + 0,8 \cdot 1,51) \cdot 10,2 = 141 \text{ Wdg.}$$

2.12. Grund- und Deckisolation je 2 × Ölleinen, 0,1 mm.

2.13. Windungen je Lage primär:

$$n_{Lp} = \frac{b_w}{d_p} = \frac{36}{0,17} = 212 \text{ Wdg./Lage.}$$

Hinweis: Die Rechnungen sind nicht ganz exakt, da zum Drahtdurchmesser noch die Lackdicke kommt. Man wird daher geringe Abweichungen beim Wickeln feststellen.

Lagenspannung:

$$U_{Lp} = U_p \cdot \frac{W_{Lp}}{W_p} = 220 \cdot \frac{212}{2010} = 23,2 \text{ V } (< 25 \text{ V}).$$

Tabelle 1 Werte zur Berechnung von Transformatoren mit LL-Kern aus Texturblechen

		LL 30/10	LL 30/16	LL 39/13	LL 39/20	LL 48/16	LL 48/25	LL 60/20	LL 60/30	LL 75/25	LL 75/40	LL 90/30	LL 90/50
maximale Sekundärleistung	P_s VA	4,5	10	17	26	43	60	90	130	210	275	400	520
Wirkungsgrad	η	0,45	0,65	0,75	0,78	0,82	0,86	0,88	0,90	0,92	0,93	0,94	0,95
Magnetisierungsstrom b. 220 V	I_0 mA	17	28	50	50	65	140	105	210	220	400	350	750
maximale Induktion	B Vs/m ²	1,5	1,6	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75
effektiver Eisenquerschnitt	A_{Fe} mm ²	96	147	168	252	254	385	400	590	615	975	880	1430
Stromdichte primär	S_p A/mm ²	9,5	7,6	6,4	6,0	5,4	4,3	3,6	3,3	3,0	2,8	2,2	1,9
Stromdichte sekundär	S_s A/mm ²	7,4	5,4	4,1	4,3	3,6	3,7	2,9	2,7	2,8	2,5	2,6	2,2
mittlere Windungslänge primär	L_{mp} mm	55	67	71	85	84	103	105	125	133	163	156	196
mittlere Windungslänge sekundär	L_{ms} mm	65	77	85	100	104	123	129	149	163	193	192	232
Wickelraumbreite	b_w mm	27	27	36	36	45	45	57	57	71	71	85	85
Anzahl der Jochbleche	Stück	4 × 3	4 × 4	4 × 4	4 × 6	4 × 4	4 × 6	4 × 6	4 × 7	4 × 8	4 × 10	4 × 8	4 × 11

Tabelle 2 Die wichtigsten Maße der Kernbleche nach dem LL-Schnitt

	$a + c$	a	b	c	Schicht- höhe
	mm	mm	mm	mm	mm
LL 30/10	30	20	50	10	10
LL 30/16	30	20	50	10	16
LL 39/13	39	26	65	13	13
LL 39/20	39	26	65	13	20
LL 48/16	48	32	80	16	16
LL 48/25	48	32	80	16	25
LL 60/20	60	40	100	20	20
LL 60/30	60	40	100	20	30
LL 75/25	75	50	125	25	25
LL 75/40	75	50	125	25	40
LL 90/30	90	60	150	30	30
LL 90/50	90	60	150	30	50

Eine Lagenisolation ist also nur nach je 2 Lagen erforderlich.
Lagenisolation primär: Lackpapier, 0,03 mm,
Wicklungsisolation: 2 × Ölleinen, 0,1 mm.

3. Literatur

- [1] Pitsch, H.: Hilfsbuch für die Funktechnik, Akademische Verlagsgesellschaft Geest u. Portig KG, Leipzig 1955
- [2] Wagner, S. W.: Stromversorgung elektronischer Schaltungen und Geräte, R. V. Deckers Verlag G. Schenk, Hamburg 1964
- [3] Schröder: Elektrische Nachrichtentechnik, Band II, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin

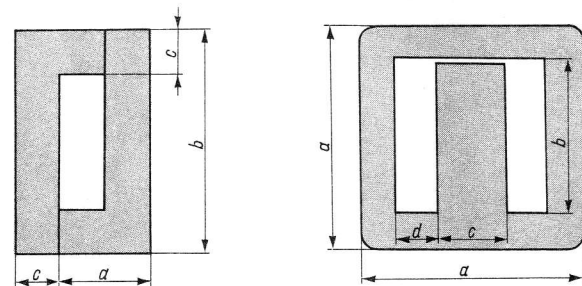


Tabelle 4 Die wichtigsten Maße der Kernbleche nach dem M-Schnitt

	a	b	c	d	Schicht- höhe
	mm	mm	mm	mm	mm
M42	42	30	12	9	15
M55	55	38	17	10,5	20
M65	65	45	20	12,5	27
M74	74	51	23	14	32
M85	85	56	29	13,5	32
M102a	102	68	34	17	35
M102b	102	68	34	17	52

Tabelle 3 Werte zur Berechnung von Transformatoren mit M-Kern aus Dynamoblech III

		M42	M55	M65	M74	M85	M102a	M102b
maximale Sekundärleistung	P_s VA	4	13	26	48	65	125	180
Wirkungsgrad	η	65	75	80	84	86	88	89
Magnetisierungsstrom bei 220 V	I_0 mA	6	12	22	32	45	70	105
maximale Induktion	B Vs/m ²	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
effektiver Eisenquerschnitt	A_{Fe} mm ²	160	300	480	670	850	1100	1600
Stromdichte	S A/mm ²	6,0	4,7	3,8	3,2	3,0	2,6	2,4
mittlere Windungslänge, primär	L_{mp} mm	81	106	127	147	155	179	214
mittlere Windungslänge, sekundär	L_{ms} mm	102	129	155	182	186	167	252
Wickelraumbreite	b_w mm	22	29	33	39	45	55	55

1. Einleitung

Zur Stromversorgung elektronischer Geräte dient im stationären Betrieb meist das Wechselstromnetz. Die mit 50 Hz pulsierende Wechselspannung muß dazu gleichgerichtet und gesiebt werden. Zur Gleichrichtung der Wechselspannung benutzt man folgende Bauelemente:

- Vakuumröhren,
- gasgefüllte Gleichrichterröhren (heute nur noch selten),
- Selengleichrichter,
- Kupferoxydulgleichrichter (heute nur noch selten),
- Germaniumgleichrichter,
- Siliziumgleichrichter.

Alle diese Bauelemente setzen dem Strom in einer Richtung einen kleinen, in der anderen einen großen Widerstand entgegen. Röhren haben sehr große Sperrwiderstände (einige Megohm), aber auch relativ hohe Durchlaßwiderstände (einige hundert Ohm). Die Durchlaßwiderstände von Siliziumgleichrichtern liegen bei einigen Ohm, die Sperrwiderstände bei einigen hundert Kiloohm.

Bild 1 zeigt die Polarität von Röhre und Halbleitergleichrichter.

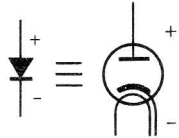


Bild 1 Polarität bei Röhre und Halbleitergleichrichter

2. Einweggleichrichtung

Zur Umwandlung des Wechselstroms in einen pulsierenden Gleichstrom gibt es verschiedene Schaltungen. Die einfachste ist die Einweggleichrichtung nach Bild 2.

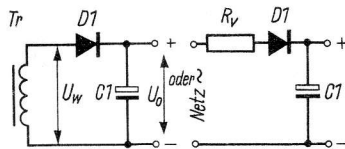


Bild 2 Einweggleichrichtung

Der Kondensator C1 wird über den Gleichrichter in einer Halbwelle aufgeladen, in der anderen Halbwelle sperrt die Diode, und der Laststrom entlädt den Kondensator. Die Brummfrequenz ist gleich der Netzfrequenz. Auf Grund der sonst zu hohen Brummspannung des Einweggleichrichters setzt man ihn nur bei kleinen Strömen und in einfachen Geräten ein. Die Wechselspannung wird dem Gleichrichter über den Transformator Tr oder direkt aus dem Wechselstromnetz über einen Vorwiderstand R_v zugeführt. Für den Einweggleichrichter mit Ladekondensator gelten folgende Näherungsformeln:

Sperrspannung an der Diode:

$$U_d = 2\sqrt{2} U_w = 2,82 \cdot U_w;$$

U_w – Effektivwert der speisenden Wechselspannung in V.

Maximaler Strom durch die Diode: $I_d = 7 I_o$ (für unendlich großen Ladekondensator);

I_o – Laststrom auf der Gleichstromseite.

Höhe der Wechselspannung:

$$U_w = 0,75 U_o + \frac{I_o (R_i + R_T)}{265};$$

U in V, R in Ω .

R_i – Innenwiderstand des Gleichrichters in Ω ,

R_T – Widerstand der Transformatorwicklung in Ω .

Wechselstrom, für den die Wicklung ausgelegt sein muß:

$$I_w = 2 I_o + \frac{12 U_o}{(R_i + R_T) \cdot 1000};$$

I_w, I_o in A, U_o in V, R_i, R_T in Ω .

Brummfaktor am Ausgang:

$$p_o \approx 600 \frac{I_o}{U_o C_o};$$

p_o in %, I_o in mA, U_o in V, C_o in μF .

Betreibt man den Gleichrichter direkt aus dem Netz, das einen sehr geringen Innenwiderstand hat, so muß ein zusätzlicher Vorwiderstand eingebaut werden:

$$R_v = \frac{200 (290 - U_o)}{I_o};$$

R_v in Ω , U_o in V, I_o in mA.

Für Gleichrichterröhren liegt R_i bei 100 bis 250 Ω , für Halbleitergleichrichter ist

$$R_i = \frac{25}{I};$$

R_i in Ω , I in A.

3. Beispiel

Für das 220-V-Netz soll ein direkt ans Netz angeschlossener Gleichrichter berechnet werden. Der Laststrom sei 100 mA. Zunächst wird die Sperrspannung der Gleichrichterdiode ermittelt: $U_d = 2,82 \cdot 220 = 620$ V. Der maximale Diodenstrom beträgt $I_d = 7 I_o = 0,7$ A. Damit liegt der Typ fest. Es wird ein Si-Gleichrichter SY 107 benutzt. R_i kann mit etwa 100 Ω angenommen werden, so daß sich der Vorwiderstand zu $R_v = \frac{200 (290 - 220)}{100} = 140 \Omega$

ergibt. Die Größe des Siebkondensators errechnet sich nach der zulässigen Brummspannung. Wenn $p_o = 5\%$ gefordert wird, muß

$$C_o = \frac{600 \cdot 100}{220 \cdot 5} \approx 55 \mu F$$

gewählt werden. Man setzt den Normwert 50 μF ein. Ein nachgeschaltetes RC- oder LC-Siebglied kann dann die Brummspannung weiter verringern.

4. Doppelweggleichrichtung

Die Doppelwegschaltung kommt in 2 Formen vor. Es sind dies die Graetz-Brücke (Bild 3) und die Gleichrichtung mit mittelangepfem Transformator (Bild 4). Die Gleichrichter sind dabei

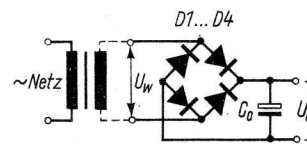


Bild 3 Graetz-Gleichrichter

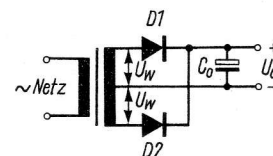


Bild 4 Doppelweggleichrichter

so geschaltet, daß der Kondensator in jeder Halbwelle der Wechselspannung aufgeladen wird. Die Brummfrequenz entspricht daher der doppelten Netzfrequenz. Demzufolge lassen sich Zweiweggleichrichter besser »entbrummen«, so daß man bei Strömen über 30 bis 40 mA fast ausschließlich diese anwendet. Verglichen mit dem Einweggleichrichter werden auch nicht so hohe Forderungen an die Strom- und Spannungsfestigkeit der Gleichrichter gestellt.

Für die Graetz-Brücke gelten folgende Formeln:

Diodensperrspannung: $U_d = 1,41 U_w$

maximaler Gleichrichterstrom: $I_d = 3,5 I_o$ für $C_o \rightarrow \infty$

Wechselspannung: $U_w = 0,75 U_o + \frac{I_o (2 R_i + R_T)}{530}$

Wicklungswechselstrom: $I_w = 1,41 I_o + \frac{16,6 U_o}{(2 R_i + R_T) \cdot 1000}$

Brummfaktor am Ausgang: $p_o = 300 \frac{I_o}{U_o C_o}$;

Dimensionen wie beim Einweggleichrichter.

Für den Doppelweggleichrichter mit Transformatoranzapfung spart man 2 Gleichrichter ein; die verbliebenen beiden müssen aber höhere Spannungsfestigkeit haben.

Es gilt für die Schaltung nach Bild 4:

$$U_d = 2,82 U_w$$

$I_d = 3,5 I_o$ für unendlich großen Ladekondensator

$$U_w = 0,75 U_o + \frac{I_o (R_i + R_T)}{530}$$

$$I_w = I_o + \frac{12 U_o}{(R_i + R_T) \cdot 1000}$$

$$p_o = 300 \frac{I_o}{U_o C_o}$$

Für eine genauere Analyse dieser am häufigsten vorkommenden Gleichrichterschaltungen muß auf die Fachliteratur (*Rothe-Kleem: Die Elektronenröhre als Gleichrichter* oder auf die Bücher von *Kammerloher*) verwiesen werden. Diese Näherungsformeln reichen aber für die Amateurpraxis aus.

5. Literatur

- [1] H.-J. Fischer: Einführung in die Dioden- und Transistortechnik, Reihe *Der praktische Funkamateure*, Band 34, Deutscher Militärverlag, Berlin 1964
- [2] N. N.: Gleichrichter, Radio (sowj.), Heft 11/1966, S. 55

1. Einleitung

Die Berechnung des Einphasengleichrichters mit ohmscher Last nach Bild 1 bietet keine Schwierigkeiten. Mittels *Fourier*-Analyse lassen sich alle Komponenten des durch die Gleichrichtererkennlinie verzerrten Wechselstroms bestimmen. Für die Gleichstromkomponente gilt

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int I_w \sin \omega t dt = \frac{1}{\pi} I_w = 0,32 I_w.$$

Die Gleichspannung wird analog dazu

$$U_0 = \frac{1}{\pi} U_w = 0,32 U_w = 0,45 U_2.$$

Sobald aber auf den Gleichrichter ein Ladekondensator folgt, wird die Berechnung so kompliziert, daß der Amateur Schwierigkeiten bei der Auswertung der Formeln hat. Hier hilft ein nomografisches Verfahren.

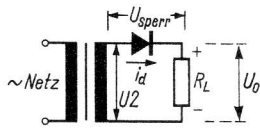


Bild 1 Einweggleichrichter mit ohmscher Last

2. Berechnungsverfahren für Netzgleichrichter

Tabelle 1 enthält die für die Berechnung notwendigen Größen, nach der Art der Gleichrichterschaltung geordnet. Man beginnt mit der Auswahl der Gleichrichterröhre oder des Halbleitergleichrichters nach den geforderten Strom- und Spannungswerten.

Tabelle 1 Kenn- und Rechengrößen für Gleichrichter

Art der Schaltung	A	U_2	U_{sperr}	I_w	I_2	I_{gl}
Halbweg	$3,2 \frac{r}{R_L}$	BU_0	$2,8 U_2$	FI_0	DI_0	DI_0
Vollweg	$1,6 \frac{r}{R_L}$	BU_0	$2,8 U_2$	$0,5 FI_0$	$0,5 DI_0$	$0,5 DI_0$
Graetz-Brücke	$1,6 \frac{r}{R_L}$	BU_0	$1,4 U_2$	$0,5 FI_0$	$0,7 DI_0$	$0,5 DI_0$
Spannungsverdoppler	$6,3 \frac{r}{R_L}$	$0,5 BU_0$	$1,4 U_2$	FI_0	$0,7 DI_0$	DI_0

Die Hilfsgrößen A, B, D und F erhält man aus Nomogramm Bild 2. Bei Röhrengleichrichtern spielt die Sperrspannung eine geringere Rolle als der maximal zulässige Durchlaßstrom, bei Ge- und Si-Gleichrichtern ist die Sperrspannung jedoch die wichtigste Kenngröße. Reicht die Sperrspannung nicht aus, dann kann man mehrere Gleichrichter in Reihe schalten; allerdings sind dann die unterschiedlichen Sperrkennlinien durch parallel zu den Gleichrichtern geschaltete Zusatzwiderstände zu scheren. Bei Ge-Dioden mit etwa 250 V Sperrspannung schaltet man 50 bis 100 k Ω parallel, bei Si-Gleichrichtern 200 bis 500 k Ω . Reicht der für einen Halbleitergleichrichter zulässige Durchlaßstrom nicht aus, dann lassen sich auch Gleichrichter gleichen Typs parallelschalten, wenn vor jeden Gleichrichter ein Ausgleichswiderstand von 0,5 bis 4 Ω geschaltet und der Strom je Ventil auf 0,8 I_{max} begrenzt wird.

Der Wicklungswiderstand r_{tr} der Transformatorwicklung wird für Gleichrichter mit Ausgangsleistungen unter 10 W in den Grenzen (0,07 bis 0,1) R_L gewählt und für Ausgangsleistungen bis 100 W zwischen (0,05 bis 0,08) R_L .

Der Lastwiderstand $R_L = \frac{U_0}{I_0}$ ist der Quotient aus Gleichspannung und Gleichstrom des Gleichrichters.

Der gesamte Innenwiderstand der Gleichrichterschaltung setzt sich aus dem Wicklungswiderstand r_{tr} des Transformators und dem

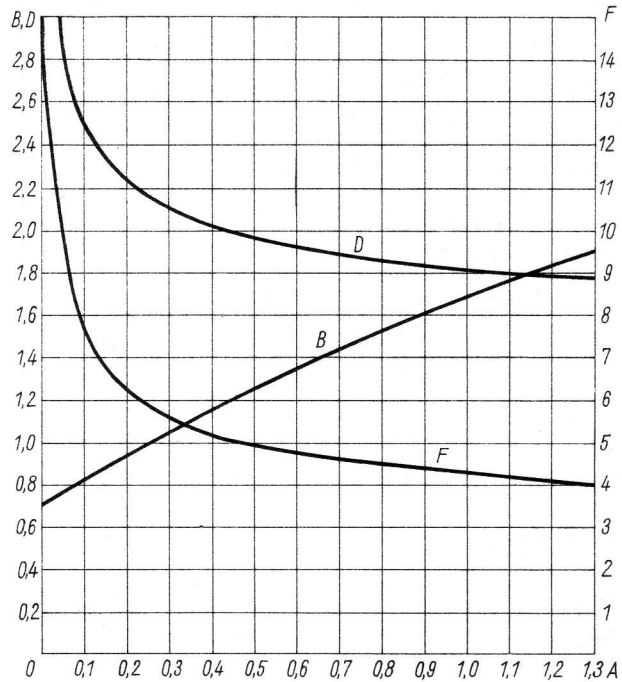


Bild 2 Nomogramm zur Gleichrichterberechnung

Innenwiderstand R_i des Gleichrichters (bei Ge- und Si-Gleichrichtern 1 bis 50 Ω , bei Röhren 100 bis 1000 Ω) zusammen. Es gilt $r = r_{tr} + R_i$.

Aus Tabelle 1 wird die Größe A berechnet, aus Bild 2 die Größe B und entsprechend die Größen D und F. Danach lassen sich die für die Schaltung geltenden Ströme und Spannungen nach Tabelle 1 ermitteln.

3. Beispiel

Für ein Röhrengerät mit $U_0 = 250$ V und $I_0 = 100$ mA soll ein Gleichrichter mit Si-Dioden berechnet werden.

Der Lastwiderstand ist

$$R_L = \frac{250}{0,1} = 2500 \Omega.$$

Die Leistung des Gleichrichters beträgt

$$P_0 = U_0 I_0 = 250 \cdot 0,1 = 25 \text{ W}.$$

Der Transformatorsekundärwicklungswiderstand muß also unter 0,08 $R_L = 200 \Omega$ liegen. Es soll ein Doppelweggleichrichter mit mittengangezapftem Transformator aufgebaut werden. Die Sperrspannung je Gleichrichter ist dann $2,8 U_2$; $U_2 = BU_0$. Für den Faktor B braucht man erst die Größe A:

$$A = 1,6 \frac{r}{R_L} = \frac{1,6 \cdot 200}{2500} = 0,128.$$

Damit werden die anderen Rechengrößen

$$B = 0,88 \quad D = 2,4 \quad F = 1,4.$$

Für die Sperrspannung je Gleichrichter ergibt sich $U_{sperr} = 2,8 BU_0 = 2,8 \cdot 0,88 \cdot 250 = 615$ V. Man wählt den Si-Typ SY 108 mit 800 V Sperrspannung, damit man auch einige Sicherheit bei erhöhter Umgebungstemperatur hat. Der Strom $I_{gl} = 0,5 \cdot I_0 = 1,2 I_0 = 120$ mA liegt sicher in den zulässigen Grenzen. Man kann bei nicht allzu hohen Umgebungstemperaturen die Gleichrichter ohne Kühlflächen betreiben.

Die Sekundärspannung des Transformators muß $U_2 = BU_0 = 220$ V je Hälfte, also insgesamt 440 V betragen. Weiterhin ergibt

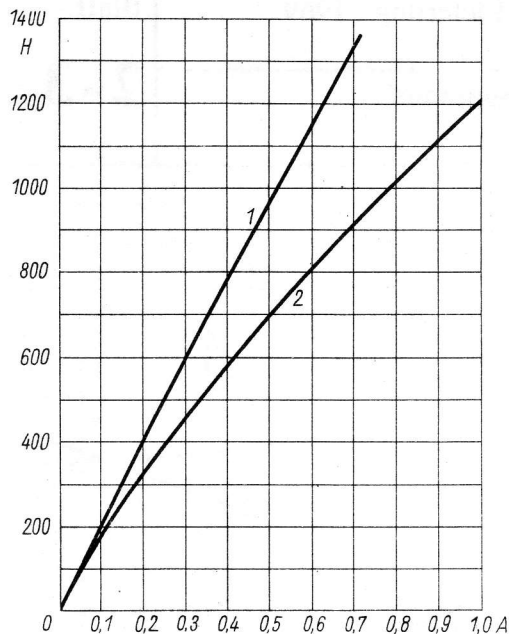


Bild 3 Hilfsgröße für Glättungskondensator

sich noch der Wechselstrom in der Sekundärwicklung zu $I_w = 0,5 I_o = 0,7 I_o = 70 \text{ mA}$.

Der erforderliche Glättungskondensator kann nach Bild 3 bestimmt werden. Kurve 1 gilt für Einweg-Betrieb, Kurve 2 für Doppelweg-Betrieb. Der Brummfaktor bei gegebener Größe des Kondensators C errechnet sich nach der Formel

$$p = \frac{H}{rC}$$

H ist ein Koeffizient aus Bild 3,

r der Innenwiderstand des Gleichrichters in Ω ,

C der Ladekondensator in μF .

Meist dimensioniert man den Ladekondensator für 5% Brumm. Damit wird

$$C = \frac{H}{0,05 r}$$

Für den obenberechneten Gleichrichter ergibt sich $H = 200$, d. h.,

$$C = \frac{200}{0,05 \cdot 200} = \frac{1}{0,05} = 20 \mu\text{F}$$

In der Praxis baut man einen Kondensator mit dem nächstliegenden Normwert ein, also mit 16 oder 25 μF .

Mit diesen Angaben ist der Gleichrichter berechnet, und man kann die Schaltung (Bild 4) angeben. Primärseitig liegen Schalter und Sicherung, sekundärseitig kann man vor dem Ladekondensator eine Sicherung anordnen. Die Gleichrichter werden mit Kondensatoren von etwa 10 nF überbrückt, um bei HF-Einstreuung eine Brummmodulation im gespeisten Gerät zu vermeiden. Die Transformatorgröße wählt man zu M85, wenn noch Heizwicklungen untergebracht werden müssen.

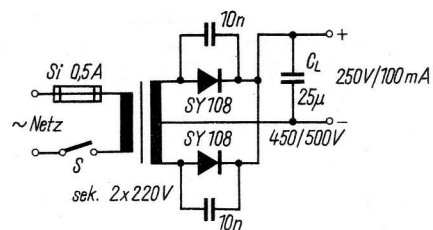


Bild 4 Schaltung des berechneten Netzteils

4. Zusammenschalten von Graetz-Gleichrichtern

Bei Graetz-Brückengleichrichtern mit Halbleitern gibt es 2 Schaltungsvarianten, die manchmal gewisse Vorteile bieten. Entweder kann man 2 Brücken mit getrennten Speisewicklungen gleichstrom-

seitig hintereinanderschalten (Bild 5) oder zur Erzielung größerer Ströme auch gleichstrommäßig parallelschalten (Bild 6).

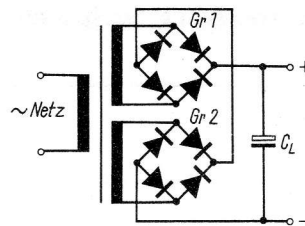


Bild 5 Gleichstrommäßige Serienschaltung von 2 Graetz-Brücken

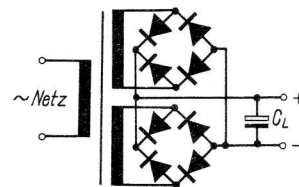


Bild 6 Gleichstrommäßige Parallelschaltung von 2 Graetz-Brücken

5. Literatur

- [1] Tereschtschuk u. a.: Handbuch des Funkamateurs (russ.), Verlag Technika, Kiew 1965
- [2] Rint: Handbuch für Hochfrequenztechniker, Band 1 bis 7, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin 1962
- [3] J. Roginski: Die Stromversorgung von Funkgeräten (russ.) Gosenergoisdat Moskau 1963

1. Einleitung

In den Blättern über Netzgleichrichterschaltungen wurde bereits erwähnt, daß die Ausgangsspannung eines Gleichrichters keine reine Gleichspannung darstellt, sondern daß ihr ein Brummen mit einfacher bzw. doppelter Netzfrequenz überlagert ist. Die am Ladekondensator entstehende Brummspannung hängt von der Größe des entnommenen Gleichstroms und von der Größe des Ladekondensators ab. Die Brummwechselsspannungsamplitude U_{br} ergibt sich näherungsweise

für die Einweggleichrichtung zu

$$U_{br} = 7,5 \frac{I_0}{C} \text{ (Spitze-Spitze),}$$

für die Doppelweggleichrichtung zu

$$U_{br} = 2,5 \frac{I_0}{C},$$

bei einer Netzfrequenz von $f = 50 \text{ Hz}$ und I_0 in mA, U in V und C in μF .

2. LC-Siebglied

Mit größer werdendem Ladekondensator sinkt der Brummanteil der Gleichspannung. Dem sind aber praktische Grenzen gesetzt, denn mit wachsendem C steigt auch der Spitzenstrom durch den Gleichrichter, die Einschaltstromspitze wird größer, außerdem nimmt das Kondensatorvolumen zu (und der Preis!). Eine zusätzliche Glättung der Ausgangsspannung kann mit einem nachgeschalteten LC-Siebglied nach Bild 1 erreicht werden. Für die Siebwirkung einer solchen Schaltung gilt exakt:

$$\frac{U_{br2}}{U_{br1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{r}{R_L} - \omega^2 LC2\right)^2 + \omega^2 \left(\frac{L}{R_L} + C_2 r\right)^2}}$$

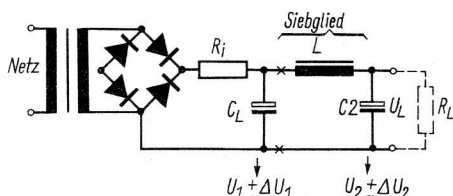


Bild 1 LC-Siebglied

Bei sehr kleinem Gleichstromwiderstand und ohne Belastung wird

$$\frac{U_{br2}}{U_{br1}} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC2}$$

Da der Nenner viel größer als 1 werden muß, damit eine Siebung zustande kommt, kann man nochmals vereinfachen zu

$$\frac{U_{br2}}{U_{br1}} = \frac{1}{\omega^2 LC2}$$

Der Siebfaktor ist der Kehrwert dieser Größe und wird

$$k = \omega^2 LC2$$

mit L in H, C in F.

Beispiel:

Für 5% Welligkeit am Ladekondensator war $C_1 = 20 \mu\text{F}$.

Die Welligkeit am Ausgang des LC-Filters soll auf 0,5% verringert

werden. Damit wird der Siebfaktor $k = \frac{5}{0,5} = 10$. Bei Doppel-

weggleichrichtung ist $f = 100 \text{ Hz}$, d. h., $LC2 = 25 \cdot 10^{-6}$.

Wählt man $C2 = C_L = 20 \mu\text{F}$, dann wird $L = 1,25 \text{ H}$.

3. 2gliedrige Siebkette

Schaltet man 2 Siebketten hintereinander, so multiplizieren sich die Siebfaktoren. Dazu nachfolgend ein Beispiel für Transistor-schaltungen.

Für eine Spannung von 12 V soll eine Siebkette mit einem Siebfaktor $k = 1000$ aufgebaut werden. Vorhanden sind 2 Niedervolt-elektrolytkondensatoren von $2000 \mu\text{F}$. Schaltet man die beiden Kondensatoren zusammen, so ergeben sich $4000 \mu\text{F}$. Wie groß wird die Drossel für $k = 1000$?

$$\text{Es ist } L = \frac{k}{\omega^2 C_2}$$

und bei Doppelweggleichrichtung

$$L = \frac{1000}{(2\pi \cdot 100)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \text{ H.}$$

Baut man nun nach Bild 2 eine 2gliedrige Siebkette auf, so kann jedes Glied für einen Siebfaktor von $\sqrt{k} = \sqrt{1000} = 31,6$ ausgelegt werden. Setzt man nun $C = 2000 \mu\text{F}$ und $k = 31,6$ ein, so ergibt sich die Induktivität der Drossel zu

$$L' = \frac{31,6}{628^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ mH.}$$

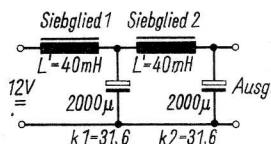


Bild 2 2gliedrige LC-Siebkette

Eine derartige Drossel läßt sich bequem in einem Ferritschalenkern unterbringen (Luftspalt muß vorhanden sein) und wird weniger aufwendig als die 1,25-H-Drossel im 1gliedrigen Aufbau. 2 derartige kleine Drosseln und 2 Kondensatoren $2000 \mu\text{F}$ sind im übrigen auch billiger. Man sollte daher für Siebfaktoren über 25 immer 2gliedrige Siebketten aufbauen.

4. Resonanzfilter

Eine weitere Abschwächung der Brummspannung am Ausgang erreicht man auf folgende Weise: Durch Parallelschalten eines geeigneten Kondensators zur zweiten Drossel einer 2gliedrigen Siebkette entsteht ein Parallelresonanzkreis für die Brummfrequenz. Der Widerstand des Parallelresonanzkreises ist für die Resonanzfrequenz groß und liegt in Reihe mit dem Lastwiderstand. Durch Parallelschalten von $C3$ kann man also k erhöhen (Bild 3).

Es gilt

$$C3 = \frac{1}{\omega^2 L2}$$

was im vorliegenden Fall zu einer Kapazität von etwa $50 \mu\text{F}$ führt.

Bei der praktischen Verwendung ist darauf zu achten, daß sich die Induktivität der Drossel nicht wesentlich mit dem durchfließenden Strom und mit der Temperatur verändert.

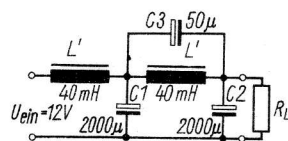


Bild 3 Erhöhung des Siebfaktors durch Resonanzkreis

5. RC-Filter

Für kleine Ströme genügen zur Siebung RC-Tiefpaßketten, da der Spannungsabfall über dem Widerstand dann geringbleibt. Bild 4 zeigt ein einfaches RC-Siebglied. In ähnlicher Weise wie beim LC-Siebglied kann man die Brummspannungen an Aus- und Eingang zueinander in Beziehung setzen.

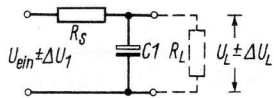


Bild 4 Einfaches RC-Siebglied

Es gilt:

$$\frac{U_{br2}}{U_{br1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{R_L}\right)^2 + (R_s \omega C_1)^2}}$$

Bezeichnet man die Zeitkonstante des unbelasteten Siebglieds mit

$$\tau = R_s C_1,$$

dann werden

$$\frac{U_{br2}}{U_{br1}} = \frac{1}{\omega R_s C_1} = \frac{1}{\omega \tau}$$

und der Siebfaktor

$$k = \frac{U_{br2}}{U_{br1}} = \omega C_1 R_s = \omega \tau.$$

Auch hierzu ein Berechnungsbeispiel:

Für einen Gleichstrom von 100 mA soll ein Siebfaktor von $k = 15$ erzielt werden; es liegt ein Zweiweggleichrichter mit einem Brummkoeffizienten von 5% vor. Aus $k = \omega C_1 R_s$ erhält man mit $C_1 = 50 \mu\text{F}$, $R_s = 500 \Omega$. An R_s tritt ein Spannungsabfall von 50 V auf, und die Widerstandsbelastung muß 5 W betragen. Man erkennt an diesem Beispiel, daß für hohe Gleichströme große Kapazitätswerte des Siebkondensators erforderlich werden, damit der Gleichspannungsabfall am Siebwiderstand klein bleibt.

Für andere Frequenzen als 50 Hz kann man die Formeln für LC- und RC-Siebglied in folgender Form schreiben

$$LC = \frac{2,5 \cdot 10^4 \cdot (k + 1)}{m^2 \cdot f^2}; \quad RC = \frac{1,5 \cdot 10^5 \cdot k}{m \cdot f};$$

L in H, C in μF , f in Hz, R in Ω ;

m ist die Anzahl der Phasen der verwendeten Gleichrichterschaltung; für Einweggleichrichtung ist $m = 1$.

6. Transistorfilter

Wo eine Drossel zu groß und zu teuer ist, kann ein Transistorglättungsfilter eingebaut werden. Bild 5 zeigt die Schaltung. Mit den in der Schaltung angegebenen Werten kann bei $U_L = 250 \text{ V}$ und

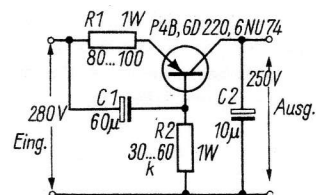


Bild 5 Transistorsiebglied

$I_L = 100 \text{ mA}$ ein Siebfaktor $k = 133$ erzielt werden. Dabei ist die Kollektor-Emitter-Spannung am Transistor (durch Wahl von R_2 eingestellt) 17 V und der gesamte Spannungsabfall am Transistorsiebglied 26 V. Die Größe des Kondensators C_1 errechnet sich allgemein nach

$$C_1 \geq 0,5 \cdot \frac{1}{m \cdot f \cdot R_1}$$

1. Einleitung

Gleichspannungen im Bereich von 70 bis etwa 500 V lassen sich mit Kaltkathodenglimmröhren konstanthalten. Man nutzt bei diesen Gasentladungsröhren die Eigenschaft der Glimmentladung aus, daß in einem bestimmten Strombereich die Brennspannung nahezu unabhängig vom Strom ist. Bild 1 zeigt die Kennlinie eines Glimmstabilisators. Deutlich sichtbar sind der flache Verlauf der Kennlinien im Arbeitsbereich mit einem dynamischen Widerstand von einigen hundert Ohm und das lawinenartige Ansteigen des Stromes oberhalb des Arbeitsbereichs. Die Kennzeichnung der Stabilisatorröhren geschieht durch die Buchstabengruppe *StR*, dann folgen die Brennspannung und der mittlere Strom. So hat z. B. die Stabilisatorröhre *StR 85/10* eine Brennspannung von 85 V und einen mittleren Querstrom von 10 mA. Speziell dieser Typ ist für hohe Konstanz der Brennspannung ausgelegt. Sie wird bei elektronischen Regelgeräten als Spannungsnormal verwendet.

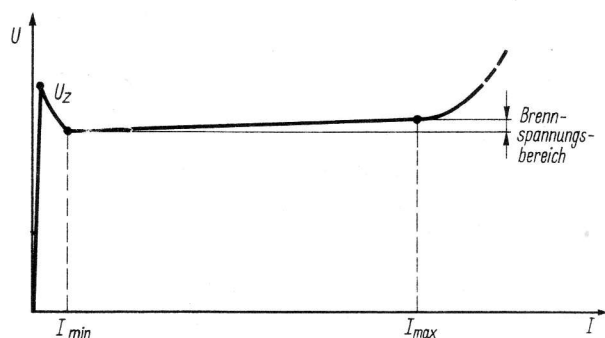


Bild 1 Kennlinie einer Glimmröhre

2. Berechnung der Schaltung

Bild 2 zeigt die prinzipielle Schaltung einer 1stufigen Glimmstreckenstabilisation. Der Widerstand R_v dient zur Strombegrenzung. Der Strom verteilt sich auf Last und Glimmröhre. Nimmt der Laststrom ab, dann wird der Querstrom durch die Glimmröhre größer und umgekehrt. Je kleiner der Laststrom und je höher die Eingangsspannung, desto besser die Stabilisation. Bei hoher Eingangsspannung nimmt jedoch der Wirkungsgrad der Schaltung ab. Die Eingangsspannung U_1 muß immer oberhalb der Zündspannung der Stabilisatorröhre liegen.

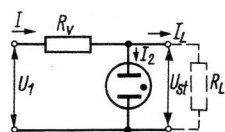


Bild 2 Einstufige Glimmstabilisatorschaltung

Zur Berechnung der Schaltung sind vorzugeben: die Größe der Ausgangsspannung U_{st} , die stabilisiert sein soll, der Laststrom I_L und die prozentuale Schwankung k der Eingangsspannung. Dann lassen sich R_v und U_1 berechnen:

$$R_v = \frac{0,02 k U_{st}}{(I_{q,max} - I_{q,min}) - 0,01 k (I_{q,max} + I_{q,min}) - 0,02 k I_C}$$

$$U_1 = U_{st} + [I_L + 0,5 (I_{q,max} + I_{q,min})] R_v$$

Darin sind $I_{q,max}$ und $I_{q,min}$ die Größt- und Kleinstwerte des Querstroms durch den Stabilisator. Diese Querstromänderungen werden durch das Schwanken der Netzspannung bewirkt. Die Werte geben die Grenzen des Arbeitsbereichs auf der Kennlinie an. Den Stabilisierungsfaktor k erhält man aus

$$k = \frac{U_{st} R_v + R_{dyn}}{U_1 R_{dyn}}$$

R_{dyn} ist der dynamische Innenwiderstand der Stabilisatorröhre.

Man kann ihn nach der Formel:

$$R_{dyn} = \frac{U_{st,max} - U_{st,min}}{I_{q,max} - I_{q,min}}$$

aus den im Kennblatt angegebenen Daten errechnen.

3. Erhöhung der Stabilisationswirkung

Durch Serienschaltung von 2 Stabilisationsstufen mit unterschiedlicher Stabilisationsspannung läßt sich der Stabilisationsfaktor vergrößern. Ein ausgeführtes Beispiel mit 3 Glimmstabilisatoren *StR 150/40* zeigt Bild 3. Die Werte der Ströme und Spannungen sind im Bild angegeben. Man erreicht einen Stabilisationsfaktor bis 500.

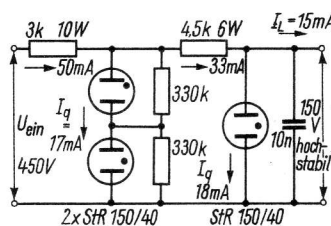


Bild 3 Ausführungsbeispiel einer zweistufigen Glimmstabilisierung

4. Allgemeine Hinweise

Da der dynamische Widerstand der Glimmröhre frequenzabhängig ist, schaltet man ihr einen Kondensator von etwa 0,1 bis 1 μF parallel, damit bei höheren Frequenzen keine Verschlechterung der Stabilisationseigenschaften auftritt. In vielen Fällen enthalten Glimmstabilisatoren noch Hilfselektroden, die das Zünden erleichtern sollen. Man schaltet sie über einen Vorwiderstand von einigen hundert Kiloohm an die höchste vorhandene Gleichspannung (Bild 4).

Stabilisatoren haben meist in ihrer Sockelschaltung Brücken zwischen mehreren Stiften. Diese Brücken benutzt man zum Unterbrechen der Zuführung der unregelmäßigen Gleichspannung, denn sonst könnte diese bei Herausziehen des Stabilisators aus der Fassung im angeschlossenen Gerät Schaden anrichten (Bild 5). Stabilisatoren werden bei Röhrengeräten, z. B. zur Stabilisierung des Oszillators, in Meßgeräten (z. B. in Röhrevoltmetern) u. a. m. eingesetzt. Sie sind billig und haben eine hohe Lebensdauer.

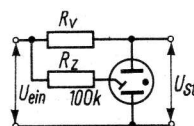


Bild 4 Anschluß der Zündelektrode

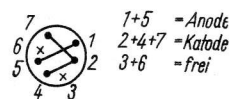


Bild 5 Sockelschaltung einer Stabilisatorröhre

5. Literatur

[1] Jakubaschk: Die Glimmlampe und ihre Anwendung für den Amateur. Reihe *Der praktische Funkamateure*, Band 64, Deutscher Militärverlag Berlin
 [2] Autorenkollektiv: *electronicum*, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

1. Einleitung

In der Vergangenheit benutzte man zum Stabilisieren von Gleichspannungen in erster Linie Glimmröhren. Ihre Brennspannung ist in einem bestimmten Bereich vom durchfließenden Strom fast unabhängig.

Man schließt sie über einen Vorwiderstand an die unregelte Gleichspannung an. Mit einem Glimmstabilisator lassen sich Schwankungen der Eingangsspannung auf 1 bis 2% herabsetzen. Die geringste Brennspannung derartiger Stabilisatoren liegt aber bei 60 bis 80 V, so daß kleine Gleichspannungen nach dieser Methode nicht stabilisiert werden konnten.

In neuerer Zeit hat die Siliziumzenerdiode den Stabilisierungsbereich bis herab zu einigen Volt mit teilweise noch besserer Wirkung als die Glimmröhre erschlossen. Die Kennlinie einer in Sperrrichtung vorgespannten Zenerdiode biegt bei einer genau definierten Spannung (der sog. Zenerspannung) plötzlich steil ab, so daß dort bei ganz geringen Spannungsänderungen durch die Diode ein hoher Strom fließt.

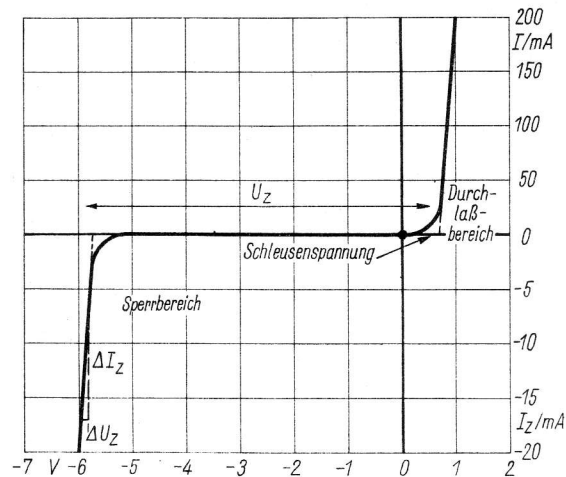


Bild 1 Kennlinie einer 6-V-Zenerdiode

Bild 1 zeigt die Kennlinie einer Zenerdiode mit einer Zenerspannung von etwa 6 V. In Flußrichtung beträgt die Schleusenspannung etwa 0,8 bis 1 V, und das Verhalten entspricht einer üblichen Si-Flächendiode. Für den Zenerast kann man einen dynamischen Widerstand definieren, denn die Kennlinie verläuft nicht exakt senkrecht, sondern hat eine Neigung:

$$R_{dyn} = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

Die Zenerdioden im Spannungsbereich von 5 bis 7 V haben den kleinsten dynamischen Widerstand und sind deshalb am besten zur Stabilisierung geeignet. Will man höhere Spannungen stabilisieren, dann schaltet man mehrere 6-V-Zenerdioden in Reihe. Zenerdioden werden heute für Spannungen zwischen 1 und 200 V und für Ströme von einigen Milliampere bis zu einigen Ampere hergestellt.

Zenerdioden haben einen Temperaturkoeffizienten, d. h., ihre Zenerspannung ändert sich mit der Umgebungstemperatur. Bei Zenerspannungen unter 6 V ist der TK negativ, bei Spannungen über 6 V positiv. Zur Temperaturkompensation schaltet man Geoder Si-Dioden in Durchlaßrichtung vor die Zenerdiode. Allerdings verringert sich hierdurch die Stabilisierungswirkung ein wenig (Erhöhung des dynamischen Widerstands).

2. Schaltung mit Temperaturkompensation

Bild 2 zeigt eine Zenerdiodenstabilisationsschaltung mit Temperaturkompensation. Ohne Temperaturkompensation läßt sich eine

Spannungskonstanz von $\pm 0,1\%$ erreichen bei Eingangsspannungsschwankungen von $\pm 10\%$. Bei Temperaturkompensation verringert sich dieser Wert auf die Hälfte bzw. auf ein Drittel.

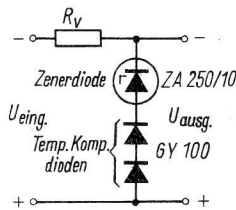


Bild 2 Temperaturkompensierte Zenerdiode

3. Kaskadeschaltung

Wird eine höhere Stabilität der Ausgangsspannung gefordert, so muß man 2 Zenerdiodenstufen in Kaskade schalten, wie es Bild 3 zeigt. Die beiden ersten Zenerdioden dienen der Vorstabilisierung (Regelfaktor etwa 20 bis 50). Die ZA 250/8 stabilisiert zusätzlich. In der zweiten Stufe der Kaskade kann man die Temperaturkompensation einführen. Da die Eigenschaften der Kompensationsdioden vom durchfließenden Strom abhängen, erreicht man eine gewisse Einstellung der kompensierenden Wirkung durch Änderung des durch die Kompensationsdioden fließenden Stromes. Der Vorwiderstand wird so gewählt, daß 50 bis 200 mA durch die Dioden fließen. Die exakte Einstellung erfolgt bei der Temperaturprüfung im regelbaren Thermostaten. Eine solche Kaskadeschaltung erlaubt eine Ausgangsspannungskonstanz von 0,01%.

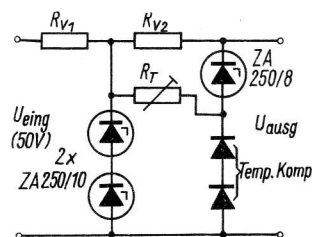


Bild 3 Temperaturkompensierte Kaskadeschaltung

4. Berechnung

Die Iststufige Zenerdiodenstabilisationsschaltung ohne Temperaturkompensation kann auf folgende Weise berechnet werden: Grenzwert des Stabilisierungsfaktors

$$K_{gr} = \frac{U_a (1 - 0,01 \Delta_1)}{(I_L + I_{z,min}) R_{dyn}}$$

- U_a – gewünschte Ausgangsspannung in V,
- I_L – maximaler Laststrom in A,
- $I_{z,min}$ – minimaler Zenerdiodenquersstrom in A,
- R_{dyn} – dynamischer Widerstand der Zenerdiode in Ω ,
- Δ_1 – zulässige prozentuale Schwankung der Eingangsspannung.

Für Zenerdioden ZA 250/8 bis ZA 250/13 wählt man $I_{z,min} = 5$ bis 10 mA, die Werte von R_{dyn} sind aus dem Kennlinienblatt ersichtlich, sie liegen bei 5 bis 50 Ω je nach Typ. Bei Serienschaltung mehrerer Zenerdioden muß man ihre dynamischen Widerstände addieren. Der Wert K_{gr} soll 1,3 bis 1,5 K sein, wobei K der geforderte Stabilisierungsfaktor der Stabilisationsschaltung ist. Falls diese Forderung nicht erfüllt wird, muß man zur Kaskadeschaltung übergehen. Erforderliche Eingangsspannung

$$U_{cin} = \frac{U_a}{(1 - 0,01 \Delta_1) \left(1 - \frac{K}{K_{gr}}\right)}$$

Notwendiger Vorwiderstand (darin kann der Innenwiderstand des speisenden Gleichrichters enthalten sein)

$$R_v = \frac{U_{\text{ein}} (1 - 0,01 \Delta_1) - U_a}{I_L + I_{z, \text{min}}}$$

Maximaler Strom durch die Zenerdiode

$$I_{z, \text{max}} = I_{z, \text{min}} + I_L - I_{L, \text{min}} + (I_L + I_{z, \text{min}}) \cdot \frac{0,01 (\Delta_1 + \Delta_2) K_{\text{gr}}}{(1 - 0,01 \Delta_1) K}$$

$I_{L, \text{min}}$ - kleinster Laststrom in A (kann 0 sein),

Δ_2 - zulässige Erhöhung der Eingangsspannung in %.

Falls der so errechnete Wert $I_{z, \text{max}}$ über dem Grenzwert des Kennblatts liegt, muß neu gerechnet werden.

5. Beispiel

$U_a = 12 \text{ V}$, $I_L = 2$ bis 15 mA , $K > 30$, $\Delta_1 = \Delta_2 = 10\%$.

Der minimale Zenerdiodenstrom wird mit $I_{z, \text{min}} = 5 \text{ mA}$ festgelegt. Der dynamische Widerstand in diesem Punkt ist dann $R_{\text{dyn}} = 15 \Omega$ (Kenndaten). Zuerst berechnet man K_{gr} .

$$K_{\text{gr}} = \frac{12 (1 - 0,01 \cdot 10)}{(15 + 5) \cdot 10^{-3} \cdot 15} = 36.$$

Damit wird $\frac{K_{\text{gr}}}{K} = 1,2$, so daß man den maximalen Laststrom besser auf 12 mA begrenzen sollte (dann ist $K_{\text{gr}} = 42$ und $\frac{K_{\text{gr}}}{K} = 1,4$).

Die Eingangsspannung der Stabilisationsstufe wird somit

$$U_{\text{ein}} = \frac{12}{(1 - 0,01 \cdot 10) \left(1 - \frac{30}{42}\right)} = 46 \text{ V}.$$

Der Vorwiderstand ergibt sich zu

$$R_v = \frac{46 (1 - 0,01 \cdot 10) - 12}{(12 + 5) 10^{-3}} = 1,73 \text{ k}\Omega.$$

Seine Belastbarkeit kann ermittelt werden, wenn man $I_{z, \text{max}}$ und I_L addiert und mit dem Spannungsabfall über R_v multipliziert. Schließlich wird noch $I_{z, \text{max}}$ errechnet:

$$I_{z, \text{max}} = 5 + 12 - 2 + (12 + 5) \cdot \frac{0,01 (10 + 10) 42}{(1 - 0,01 \cdot 10) 30} = 21 \text{ mA}.$$

Die Belastbarkeit des Vorwiderstands muß damit $P = U \cdot I = (46 - 12) \cdot 33 \cdot 10^{-3}$, also $\approx 1 \text{ W}$ sein. Für hohe thermische Stabilität baut man einen 2-W-Typ ein.

Bei einer Kaskadeschaltung multiplizieren sich die Stabilisierungsfaktoren.

6. Brückenschaltung

Will man bei konstanter Last eine hohe Stabilisierung erreichen, dann kann man auch die Brückenschaltung zweier Zenerdioden nach Bild 4 verwenden. Der Belastungswiderstand der Schaltung soll größer als $6 \text{ k}\Omega$ sein. Die Widerstände R_1 und R_2 wählt man gleich groß und den dynamischen Widerständen der beiden Zenerdioden entsprechend. Die Speisespannung der Zenerdiodenbrücke beträgt 20 V , der Querstrom in den Brückenzeigen etwa 14 mA . Der Stabilisierungsfaktor einer solchen Schaltung liegt bei 500 bis 1000 , allerdings nur bei konstanter Last.

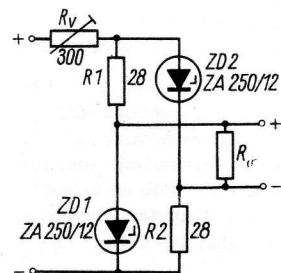


Bild 4 Brückenschaltung für konstante Last

7. Stabilisierung von Wechselspannungen

Bild 5 zeigt eine Prinzipschaltung, die besonders zur Heizspannungstabilisierung verwendet wird. Es sind 2 Zenerdioden entgegengesetzt gepolt in Reihe geschaltet. Mit einer Kompensationswechselspannung wird dafür gesorgt, daß der Effektivwert der Ausgangsspannung konstantbleibt (nicht der Spitzenwert!).

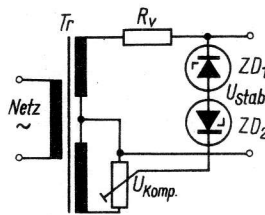


Bild 5 Stabilisation des Effektivwertes einer Wechselspannung

8. Literatur

- [1] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Stromversorgung, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- [2] Helke: Spannungskonstanthaltung mit Zenerdioden, ATM (1966), Blatt Z40-6, S. 189
- [3] Karan: Die Zenerdiode als Heizspannungstabilisator, Radio Mentor 30 (1964), S. 802-803

(Die Zenerdioden in den Bildern 2 bis 4 sind versehentlich falsch gepolt.)



1. Zweck

Miniaturnetzgerät zur Speisung kleiner Transistorempfänger und zur Ladung gasdichter Nickel-Kadmium-Akkumulatoren. Doppelweggleichrichterschaltung, Ausgangsspannung durch Siliziumdioden stabilisiert.

2. Schaltungsbeschreibung

Diese nur für Wechselstrom geeignete Schaltung (Prinzip s. Bild 1) benutzt einen Kondensator als Vorwiderstand. Der Graetz-Gleichrichter wandelt die herabgesetzte Wechselspannung in Gleichspannung um und führt sie dem Lastwiderstand zu. Diese Schaltung mit kapazitivem Vorwiderstand benötigt Doppelweggleichrichtung, da sonst nur der Kondensator aufgeladen wird und kein Laststrom fließt. Soll die Ausgangsspannung zum Akkuladen benutzt werden,

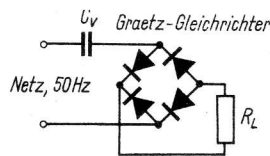


Bild 1 Prinzip des transformatorlosen Netzteils

dann schließt man den Akku über einen je nach Typ zwischen einigen Ohm und einigen hundert Ohm zu wählenden Vorwiderstand an Stelle von R_L an.

Will man hingegen ein Transistorgerät oder ähnliches mit diesem Netzteil speisen, so muß die Ausgangsspannung stabilisiert werden. Dies kann mit einer Zenerdiode (s. Blatt 2-6) geschehen.

Bei Spannungen unter 3 V ist es jedoch vorteilhafter, einige Siliziumdioden in Durchlaßrichtung in Reihe zu schalten. An jeder Diode fällt eine Spannung von 0,6 bis 0,8 V ab. Die stabilisierende Wirkung beruht auf der nichtlinearen Durchlaßkennlinie, die einen nichtlinearen Widerstand hervorruft (an ihm ändert sich die Spannung bei Stromänderung nur wenig). Ab 5 V ist es zweckmäßiger, eine Zenerdiode (Siliziumflächendiode in Sperrichtung) zur Stabilisierung vorzusehen, da dann die stabilisierende Wirkung besser ist.

Der Vorschaltkondensator sollte ein Papier- oder Metallpapierkondensator geeigneter Prüfspannung sein. Seine Größe errechnet sich nach der Formel

$$R = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \pi f C};$$

R in $M\Omega$, f in Hz, C in μF .

Der sich ergebende Widerstandswert kann wie ein ohmscher Vorwiderstand betrachtet werden, nur wird in ihm keine Wirkleistung umgesetzt: es tritt daher keine Verlustwärme auf. Rechnet man die Bestimmungsgleichung für R_c mit den gegebenen Werten

$$U = 220 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz} \text{ um, so ergibt sich wegen } I = \frac{U}{R}$$

$$I = f(C) \approx 70 \text{ mA}/\mu F.$$

Für die Schaltung nach Bild 2 beträgt $C \approx 1,1 \mu F$, was man ohne weiteres auf $1 \mu F$ abrunden kann. Als Gleichrichter können die

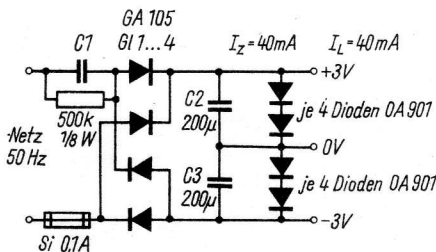


Bild 2 Transformatorloser Niederspannungsnetzteil

Typen *GY 100* u. ä. oder auch Dioden vom Typ *OA 901* (Si) benutzt werden. Die zur Glättung dienenden Elektrolytkondensatoren haben eine Nennspannung von 6 V. In jedem Zweig werden 4 Si-Dioden in Durchlaßrichtung geschaltet.

Es ist zu beachten, daß dieses Gerät keine Trennung vom Starkstromnetz ergibt. Der mit ihm verbundene Rundfunkempfänger darf also nicht geerdet werden und muß berührungssicher aufgebaut sein. Für die Anwendung in Arbeitsgemeinschaften empfiehlt sich ein Betrieb über einen Trenntransformator 1:1.

3. Ergänzende Hinweise

Soll ein derartiges Niederspannungsgerät mit Vorschaltkondensator nur zum Aufladen gasdichter Akkumulatoren benutzt werden, so läßt sich die Schaltung noch einfacher gestalten (Bild 3). Hierbei wird der an einem Widerstand von etwa 60Ω abfallende Wechselspannungsanteil durch eine Diode *OA 625* gleichgerichtet und in eine pulsierende Gleichspannung umgewandelt. Der maximale Ladestrom beträgt etwa 30 mA.

Achtung! Wegen der fehlenden galvanischen Trennung vom Lichtnetz müssen Ladegerät und alle angeschlossenen Batterien oder Geräte nach außen berührungssicher isoliert sein (220 V)!)

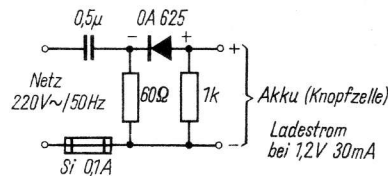


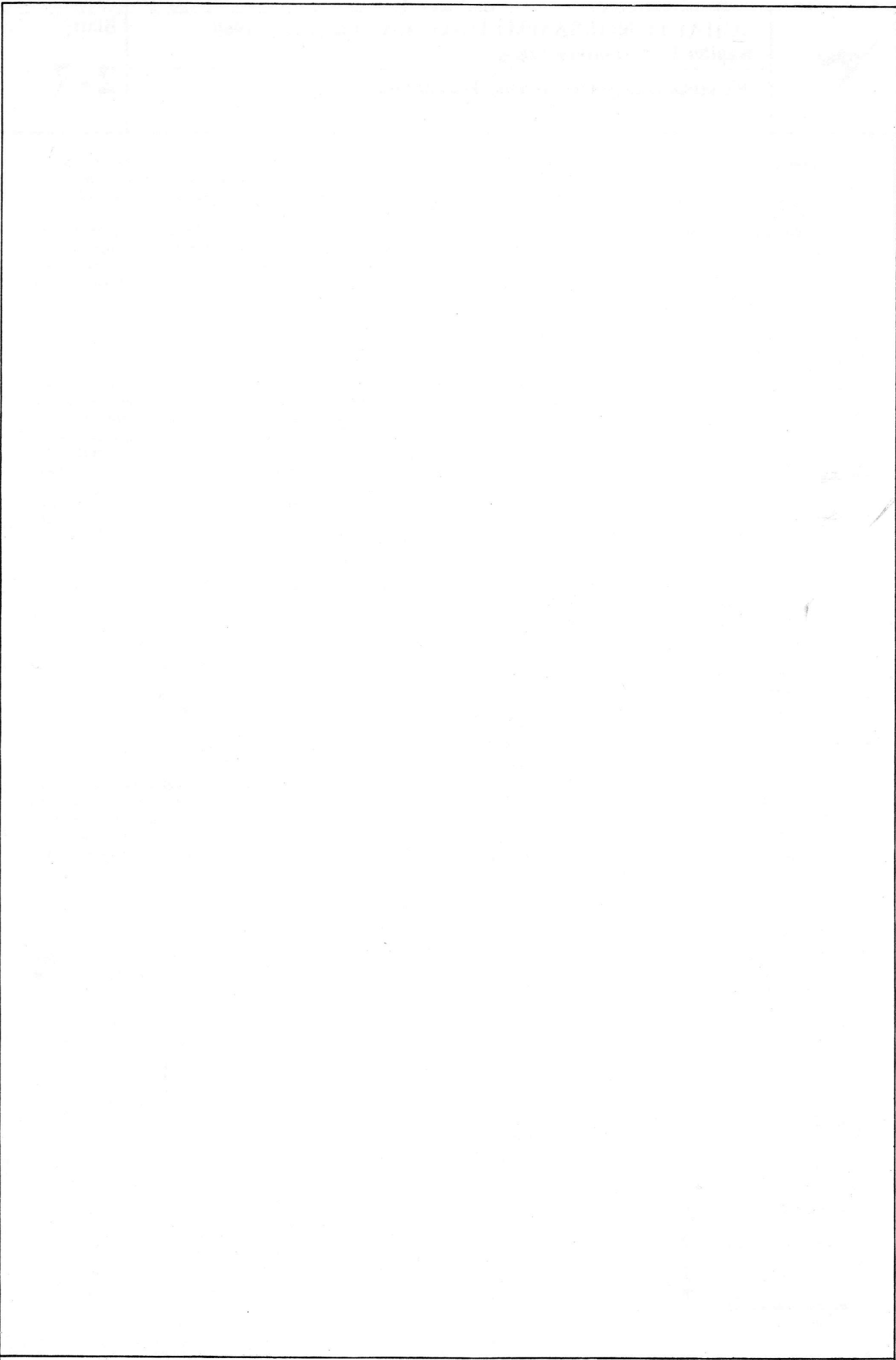
Bild 3 Schaltung des Ladegeräts für gasdichte Akkumulatoren (Die Diode wurde versehentlich falsch gepolt.)

4. Aufbauhinweise

Das größte Bauelement ist der Vorschaltkondensator. Bei Benutzung eines MP-Kondensators kann das Akkuladegerät in der Größe einer Streichholzschatel gehalten werden. Das stabilisierte Stromversorgungsgerät läßt sich mit modernen Bauelementen etwa so groß wie eine Flachbatterie *BDT 4,5* aufbauen. Als Parallelwiderstand zu $C1$ genügt ein $0,125\text{-W}$ -Typ.

5. Literatur

[1] H.-J. Fischer: Einführung in die Transistoren- und Diodentechnik, Reihe *Der praktische Funkamateureur*, Band 34, Deutscher Militärverlag, Berlin



0

0

0



1. Anwendung

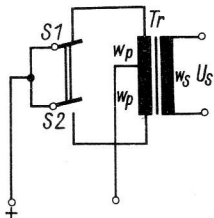
Transverter dienen zur Umwandlung von Gleichspannungen in Wechsel- bzw. Gleichspannungen beliebiger Höhe.

2. Prinzip

Die Gleichspannung wird über 2 Transistoren, die als Schalter arbeiten, wechselweise an die Klemmen eines Gegentakttransformators angelegt und entsprechend dem Verhältnis der Windungszahlen transformiert. Der Strom bewirkt ein Magnetfeld im Kern des Transformators; durch An- und Abschalten wechselt das Magnetfeld seine Stärke, und dieses Wechselfeld induziert die Sekundärspannung.

$$U_s \approx U_B \cdot \frac{W_s}{W_p}$$

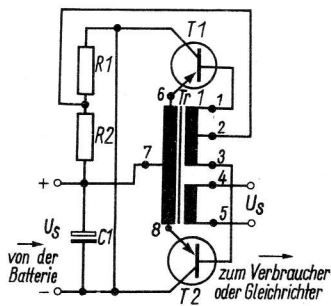
Zum besseren Verständnis sind im untenstehenden Bild beide Schalttransistoren als mechanische Schalter S1 und S2 gezeichnet.



Beispiele

Anodenspannungserzeugung in Batteriegeräten und Batteriebetrieb von Leuchtstofflampen, Trockenrasierern und Wechselstrommotoren.

3. Vollständige Schaltung (Ausgangswechselspannung 200 V)



Stückliste

	6 V	12 V
U_B	6 V	12 V
C1	500 μ F 6/8 V	500 μ F 15/18 V
R1	47 Ω 1 W	180 Ω 1 W
R2	2 Ω 2 W	4 Ω 2 W
T1, T2	2 \times GD 150 oder 160, gemeinsame Kühlfläche 50 cm ²	2 \times GD 170, gemeinsame Kühlfläche 50 cm ²

Technische Daten

Batteriespannung U_B	6 V	12 V
Ausgangswechselspannung (Mäanderform) U_s	200 V	200 V

Ausgangsleistung P_s	10 W	10 W
Betriebsfrequenz f	50 Hz	50 Hz
Wirkungsgrad η	70%	70%

Bauvorschrift für den Transformator

Wicklung	Windungszahl und Drahtstärke, $U_B = 6 V$	Windungszahl und Drahtstärke, $U_B = 12 V$
$I_a = I_b$	620 Wdg., 0,16-mm-CuL	620 Wdg., 0,16-mm-CuL
$II_a, III_a = II_b, III_b$	30 Wdg., 2 \times 0,55-mm-CuL, bifilar	69 Wdg., 2 \times 0,39-mm-CuL, bifilar
$IV_a, V_a = IV_b, V_b$	49 Wdg., 2 \times 0,30-mm-CuL, bifilar	88 Wdg., 2 \times 0,22-mm-CuL, bifilar
$VI_a = VI_b$	620 Wdg., 0,16-mm-CuL	620 Wdg., 0,16-mm-CuL

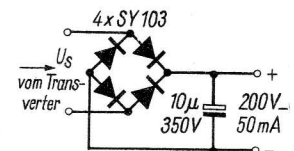
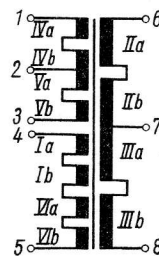
4. Wirkungsweise

Es handelt sich um einen Gegentakttransverter in Kollektorschaltung, die es erlaubt, beide Transistoren ohne Zwischenisolierung auf einer gemeinsamen Kühlfläche unterzubringen.

Nach Anlegen der Batteriespannung U_B fließt über R1 durch die Basis-Emitter-Strecken der Transistoren ein Strom, der, durch die Transistoren verstärkt, auch im Kollektorkreis zu fließen beginnt. Da die Stromverstärkungsfaktoren beider Transistoren nie gleich groß sind, fließt durch eine Hälfte der Primärwicklung ein größerer Strom, wodurch sich ein magnetisches Feld im Trafo aufbaut. Durch das entstehende magnetische Feld wird in der Rückkopplungswicklung eine Spannung induziert, die den einen Transistor voll durchsteuert und den anderen sperrt.

Der Kollektorstrom steigt so lange an, bis der Trafokern gesättigt ist und die Rückkopplungsspannung zusammenbricht. Durch die fehlende Steuerung der Transistoren geht der Kollektorstrom auf Null, und das magnetische Feld im Trafo bricht zusammen, wodurch in der Rückkopplungswicklung eine Spannung entgegengesetzter Polarität entsteht, die den anderen Transistor einschaltet usw.

Die vom Transverter gelieferte Ausgangsspannung kann durch die im Bild gezeigte Gleichrichterschaltung in eine Gleichspannung von 200 V umgeformt werden.



VI_a	VI_b
IV_a, V_a	IV_b, V_b
II_a, III_a	II_b, III_b
I_a	I_b
Spule 1	Spule 2

Kern: LL 39/20, Texturblech 3, ohne Luftspalt
 Wicklungsisolierung 2 \times Ölseite 0,08

5. Literatur

- [1] S. W. Wagner: Stromversorgung elektronischer Schaltungen und Geräte, R. V. Deckers Verlag G. Schenk, Hamburg
- [2] A. Gerlach und H. Keller: Transistor-Gegentakt-Spannungswandler hoher Leistungen, Funkschau (1963), H. 5, S. 121-124, und H. 10, S. 275-278
- [3] W. L. Blair: *Designing a transistor power converter*, Electronics World (1961), H. 2, S. 62-66

1. Graetz-Gleichrichter für 2 Ausgangsspannungen

Kombiniert man eine Graetz-Brücke in geeigneter Weise mit einem mittellangezapften Transformator, so kann man 2 gegen Masse positive Ausgangsspannungen erzielen (Bild 1). Die Berechnung der Schaltung erfolgt nach den in Blatt 2-2 angegebenen Formeln.

Die Sperrspannung an den Dioden der Brücke beträgt

$$U_{\text{sperr}} = 2,82 U_w$$

Die Sekundärwicklung und die Gleichrichter D3 und D4 müssen für den vollen Summenstrom dimensioniert sein.

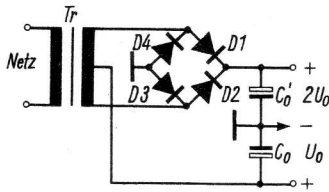


Bild 1 Graetz-Gleichrichter für 2 Ausgangsspannungen

2. Doppelweggleichrichter für 2 Ausgangsspannungen

Eine weitere interessante Art, aus einem Doppelweggleichrichter 2 getrennte Gleichspannungen zu erzeugen, zeigt Bild 2. Der Doppelweggleichrichter mit den Dioden D1 und D2 erzeugt eine pulsierende Gleichspannung mit starker 100-Hz-Brummkomponente. Diese Spannung wird in einem LC-Filter geglättet, das mit einer Drossel beginnen muß. Die Brummkomponente führt man einer Einweggleichrichterschaltung zu, deren Siebkette mit einem Ladekondensator beginnt. Auf diese Weise steht die gleichgerichtete Brummspannung von 100 Hz als 2. Gleichspannung am Ausgang zur Verfügung. Die Größe dieser 2. Spannung läßt sich leicht dadurch verändern, daß man dem Drosseleingang des Filters einen kleinen Ladekondensator (im Bild gestrichelt gezeichnet) vorschaltet, der je nach seiner Größe die Amplitude der Brummspannung geeignet verkleinert.

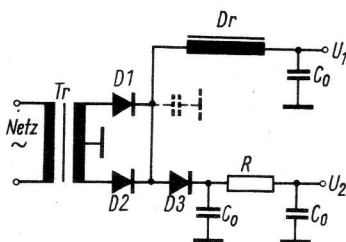


Bild 2 Doppelweggleichrichter für 2 Ausgangsspannungen

3. Spannungsverdopplerschaltung

Bild 3 zeigt eine Spannungsverdopplerschaltung, wie man sie oft in Geräten für 110 V Wechselspannung findet. Die Dioden sind so gepolt, daß in jeder Halbwelle ein Kondensator C_0 aufgeladen wird. Die Spannungen über beiden C_0 addieren sich. Die Berechnung erfolgt nach den Regeln des Einweggleichrichters (s. Blatt 2-2).

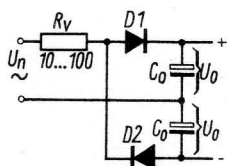


Bild 3 Spannungsverdopplerschaltung

4. Hochspannungskaskade

Bild 4 zeigt eine Spannungsvervielfacherschaltung. Sie wird bei kleinen Strömen und hohen Spannungen verwendet, z. B. bei der Gewinnung der Beschleunigungsspannung für eine Elektronenstrahlröhre. Die Wechselfspannung kann direkt aus dem Netz oder aus einem Transformator (wenn bestimmte Erdpunkte der Gleichspannung vorgegeben sind) entnommen werden.

In der 1. Halbwelle wird der Kondensator C1 über die Diode D1 auf die Netzspannung aufgeladen, in der 2. Halbwelle lädt sich C2 über D2 auf die Summe der Spannungen des Netzes und der Spannung über C1 auf.

Die Spannung an der Last setzt sich aus den Teilspannungen über C2, C4 ... zusammen. Man kann (allerdings mit erheblichem Brummanteil) auch die Ausgangsspannung über den Kondensatoren C1, C3 ... abnehmen. Die notwendige Sperrspannung der Gleichrichterdioden ist

$$U_{\text{sperr}} = 2,82 U_n$$

Der Spitzenstrom durch die Dioden wird höchstens

$$I_d = 7 I_0$$

Weiterhin gilt $U_n = 0,85 U_0$

Brummkoeffizient

$$p = \frac{200 I_0 (k + 2)}{U_n C_1}$$

k - Stufenzahl des Vervielfachers.

Minimalgröße der Einzelkondensatoren

$$C = \frac{34 I_0 (k + 2)}{U_n}$$

Alle Kondensatoren, außer C1, müssen für $2 U_0$ ausgelegt sein. Die Nennspannung von C1 darf U_0 entsprechen.

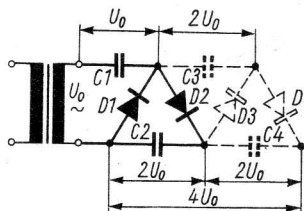


Bild 4 Hochspannungskaskade

5. Netzteil für Transistorstufen

Baut man in ein Röhrengerät Transistorstufen ein, dann fehlt meist die erforderliche Kollektorspannung von etwa 9 bis 12 V. Hier hilft eine an die Heizwicklung angeschlossene Spannungsverdopplerschaltung nach Bild 5. Der Aufwand ist gering, wenn keine Endstufen mitversorgt werden müssen. Auch eine Stabilisierung der Ausgangsspannung durch eine Zenerdiode ZA 250/9 ist möglich, deren Querstrom auf etwa 10 mA festgelegt wird.

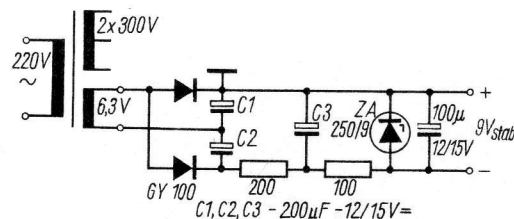


Bild 5 Niederspannungsnetzteil für Transistorstufen (Der untere Gleichrichter ist umzupolen.)

6. Literatur

- [1] N. N.: Gleichrichter, Teil II, Radio (russ., 1966), H. 12, S. 46
- [2] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Stromversorgung, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

1. Zweck

Den Unterschied zwischen Gleichstrom- und Innenwiderstand des Kollektorkreises sowie die Stromverstärkung eines Transistors kann man für Siebschaltungen in Niederspannungsnetzteilen ausnutzen. Die Wirkung ist der von LC-Siebgliedern gleichwertig. Dabei wird die bei höheren Strömen große und schwere Netzdrossel eingespart. An ihre Stelle tritt ein Transistor mit Kühlfläche. Er kann in Serie oder parallel zur Last eingesetzt werden.

2. Serienschaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Glättungsfilters mit Serientransistor. Betrachtet man das Ausgangskennlinienfeld eines Leistungstransistors (Bild 2), so erkennt man eine große Ähnlichkeit mit dem einer Pentode: Bei steigender Kollektorspannung nimmt der Strom zunächst rasch zu, bis die Kniespannung überschritten wird. Danach ist der Anstieg nur noch gering. Legt man den Arbeitspunkt in A fest, so gilt für den Gleichstromwiderstand $R = \frac{U_c}{I_c}$,

für den Wechselstromwiderstand aber $r = \frac{1}{\tan \alpha} = \frac{\Delta u_c}{\Delta i_c}$.

r ist etwa um den Faktor 10 bis 50 größer als R.

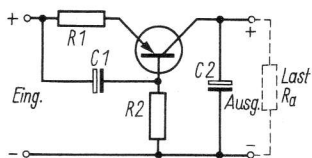


Bild 1 Glättungsfilter mit Serientransistor

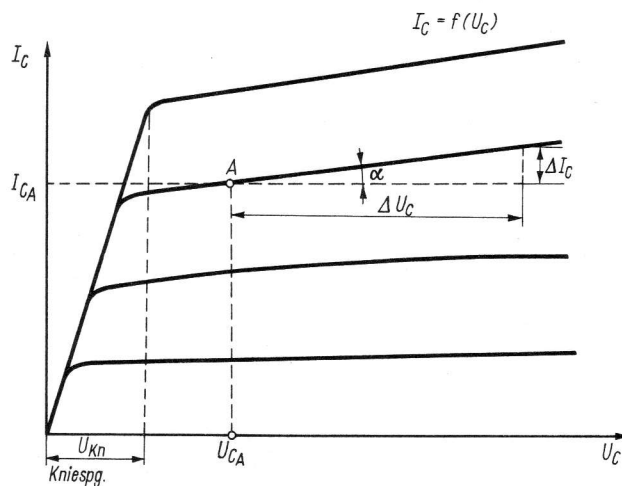


Bild 2 Ausgangskennlinienfeld eines Leistungstransistors

Das Glied R1/C1 hält die Emitterspannung bei raschen Änderungen des Laststroms konstant. Es sollte, bezogen auf die Frequenz 50 Hz, eine große Zeitkonstante haben. R2 gewährleistet den richtigen Gleichstromarbeitspunkt des Transistors. Man wählt den Transistor so aus, daß sein zulässiger Kollektorstrom etwa doppelt so groß ist wie der Betriebsstrom. Die beim Einschalten auftretende größte Spannung zwischen Kollektor und Emittter muß auf jeden Fall unterhalb der maximal zulässigen Kollektorsperrspannung liegen.

Natürlich lassen sich 2 Transistoren in Reihe schalten, wenn es nötig ist. Sind Strom und Spannung bekannt, so kann an Hand der auftretenden Kollektorverlustleistung die Größe der notwendigen Kühlfläche berechnet werden.

Zum Abgleich der Schaltung sollte man R2 so wählen, daß sich zwischen Kollektor und Emittter ein Spannungsabfall von 15 bis 20 V ergibt. Der Widerstand R1 wird etwa 80 bis 100 Ω groß gewählt. R2 soll einige zehn Kiloohm betragen. Die Kapazität des Kondensators errechnet man aus

$$C1 \geq 0,5 \frac{1}{m \cdot f \cdot R1} ;$$

m – Zahl der Phasen des Gleichrichters,
 f – Frequenz der gleichzurichtenden Wechselspannung,
 R1 – Emittterwiderstand.

Die Tabelle enthält Meßwerte einer mit dem sowjetischen Transistor P 4 G bestückten Serienschaltung. Es sind R1 = 90 Ω/10 W; C1 = 50 μF/70 V; C2 = 10 μF/500 V; R2 zwischen 10 kΩ/10 W und 30 kΩ/10 W eingestellt.

Gleichspannung am Filterausgang V	Laststrom mA	Spannungsabfall am Filter V	Spannung zwischen Kollektor und Emittter V	Siebfaktor
150	50	25	20	200
150	100	27	19	132
150	200	37	19	63
150	300	46	18	57
250	50	23	18	177
250	100	26	17	132
250	200	36	18	68
250	300	44	17	60
350	50	24	19	177
350	100	27	18	127

3. Parallelschaltung

Manchmal bietet die Parallelschaltung Vorteile gegenüber der Serienschaltung, vorausgesetzt, daß der Transistor bezüglich der Spannung geeignet ist.

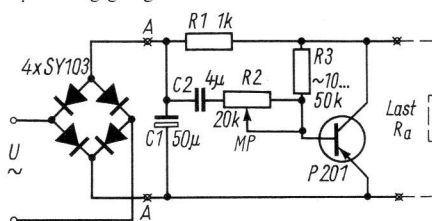


Bild 3 Transistorfilter in Parallelschaltung

Bild 3 zeigt die Schaltung eines Transistorfilters in Parallelschaltung. Rechts von der Linie A-A ist das Transistorfilter, links der Graetz-Gleichrichter angeordnet. Die Brummspannung U_{br} prägt über R1-R2 dem Transistor einen entsprechenden Basiswechselstrom auf, dessen Größe $I_b = \frac{U_{br}}{R2}$ beträgt, wenn $R_{c2} \ll R2$ ist, d. h., wenn die Ungleichung

$$\frac{1}{2 \pi f_{br} \cdot C2} \ll R2$$

gilt. Am Ausgang des Transistors tritt eine Spannung $U_c = \beta \cdot I_b \cdot R1$ auf.

Für völlige Brummkompensation muß gelten

$$U_{br} - U_c = 0 \text{ oder } \beta R1 = R2.$$

Man kann auf diese Weise mit R2 bei jedem beliebigen Laststrom innerhalb der Grenzwerte des Transistors die Brummspannung am

Ausgang auf 0 herabdrücken. Mit R3 wird der durch den Paralleltransistor fließende Strom eingestellt. Er soll etwa so groß wie der maximal vorkommende Laststrom gewählt werden. Zur Ableitung der Verlustwärme des Transistors muß auch in diesem Fall eine genügend große Kühlfläche vorgesehen werden.

4. Literatur

- [1] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Stromversorgung, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- [2] M. S. Juditsch: Schaltungen der Transistorelektronik (russ.), S. 124, Verlag Energija, Moskau 1966
- [3] J. A. Fedotowa: Halbleitergeräte und deren Anwendung, Sammelwerk, Band 3 (1958), Verlag sowj. Radio, Moskau
- [4] R. M. Tereschtschuk u. a.: Handbuch des Funkamateurs, 5. Auflage, S. 918-921, Verlag Technika, Kiew

1. Einleitung

In Anfangsverstärkerstufen ist die zu verstärkende Nutz- oder Signalspannung meist gering. Ein großer Signal/Rausch-Abstand (Signal/Rausch-Verhältnis) erfordert, daß die in einer solchen Stufe erzeugte Rauschspannung möglichst klein ist. Prinzipiell gibt es folgende Wege

- Bandbreite nicht größer wählen, als für den vorliegenden Zweck unbedingt erforderlich ist, da die Rauschspannung mit Δf zunimmt;
- in röhrenbestückten Vorverstärkern Verwendung von Trioden, da bei ihnen das Stromverteilungsrauschen fortfällt;
- Betrieb der 1. Röhre bzw. des 1. Transistors mit möglichst geringem Anoden- bzw. Kollektorstrom.

Bereits in der 2. Stufe ist die Nutzspannung meist schon so groß, daß das Eigenrauschen dieser Stufe (und der folgenden) das Signal/Rausch-Verhältnis des Verstärkers nicht mehr verschlechtert.

2. Röhrenbestückte rauscharme Vorverstärkerstufe

Aus dem bereits genannten Grund benutzt man eine Triode. Ihr Nachteil (gegenüber Pentoden geringe Spannungsverstärkung) läßt sich durch eine Kaskodeschaltung ausgleichen. Der Aufwand für diese Schaltung liegt bei Verwendung von Doppeltrioden nicht höher als bei Pentoden. Das Rauschen einer Kaskodeschaltung ist jedoch geringer und die Verstärkung größer als mit einer Pentode.

Bild 1 zeigt die Schaltung der NF-Kaskode, für die sich die ECC 81 als besonders geeignet erwies. Doch auch die ECC 84 und ECC 88 lassen sich gut verwenden. Tabelle 1 enthält Verstärkungswerte mit der Kaskode ECC 81 nach Bild 1 für verschiedene Schaltungsdaten.

Tabelle 1 Verstärkungswerte einer Kaskode ECC 81 für verschiedene Schaltungsdaten

U_b V	R_a k Ω	R_k^1 k Ω	R_k^2 k Ω	$\frac{U_a \sim}{U_c \sim}$
100	160	0	0	120
100	200	0	0	130
100	250	0	0	140
150	160	0	0	168
150	200	0	0	180
150	250	0	0	193
200	160	0	0	203
200	200	0	0	220
200	250	0	0	236
250	160	0	0	240
250	200	0	0	258
250	250	0	0	272
280	300	0	0	315
280	300	1	1	284
280	400	0	0	330
280	400	1	1	300

Es handelt sich dabei um Mittelwerte der Messungen mit mehreren neuen Röhren aus verschiedenen Fertigungslosen. In der Tabelle fällt auf, daß die Verstärkung im Fall der Gewinnung der Gittervorspannung mittels Anlaufstrom ($R_k = 0$) höher liegt als bei automatischer Gittervorspannungserzeugung. Das ist aber logisch, denn bei Gittervorspannungserzeugung durch Anlaufstrom ergibt sich meist eine sehr geringe Gittervorspannung (um 0,3 bis 0,4 V). Die Folge ist eine größere Steilheit. Bei Verwendung von Kleinstbauelementen (0,1-W- bzw. 0,05-W-Widerständen) kann fast die gesamte Schaltung der Stufe auf die Röhrenfassung konzentriert werden. Einzig für den 0,1- μ F-Kondensator sollte man Stütz-

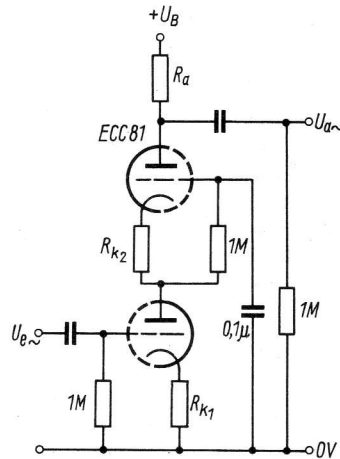


Bild 1 Rauscharme Vorstufe mit ECC 81

punkte vorsehen. Seine Anschlußdrähte bzw. -fahnen sind nicht flexibel genug, um den diesbezüglichen Forderungen des Röhrenherstellers zu genügen.

Die Rausch- und Brummspannung einer derartigen Kaskodestufe mit $R_a = 300 \text{ k}\Omega$ und einer Bandbreite von 50 kHz liegt im Fall von Gleichstromheizung bei etwa 1 bis 2 μ V. Ein kleinerer Wert dürfte sich mit Empfängerröhren kaum erreichen lassen.

3. Transistorbestückte rauscharme Vorverstärkerstufen

In transistorbestückten rauscharmen Vorverstärkerstufen müssen folgende Voraussetzungen gegeben sein

- Verwendung eines rauscharmen Transistortyps. Bei Basteltransistoren sollte man zumindest Exemplare mit kleinem Reststrom verwenden, denn diese sind meist auch rauscharm;
- Betrieb mit kleinem Kollektorstrom.

Bild 2 zeigt die Schaltung einer rauscharmen Vorverstärkerstufe mit einem Transistor GC 118. Für diesen Transistor gibt der VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) eine Rauschzahl von $\leq 5 \text{ dB}$ bei einer Bandbreite von 1 kHz, einer Meßfrequenz von 1 kHz, $-U_{CE} = 1 \text{ V}$, $R_g = 500 \Omega$ und $-I_C = 0,3 \text{ mA}$ an.

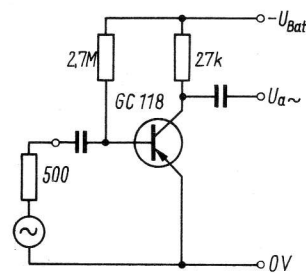


Bild 2 Rauscharme Vorstufe mit GC 118.
 Koppelkondensatoren nach unterer Grenzfrequenz dimensionieren!

Die Angabe der Meßbedingungen hat große Bedeutung, da das Rauschen des Transistors frequenzabhängig ist. Es steigt unter etwa 1 bis 2 kHz umgekehrt proportional zur Frequenz. Außerdem wächst es mit Kollektorspannung und -strom. Die abgegebene Rauschleistung erhöht sich mit der übertragenen Bandbreite. Deshalb soll man einen rauscharmen Vorverstärker niemals für eine größere Bandbreite auslegen, als für die Übertragung nötig ist. Das gilt nicht nur für die hohen Frequenzen, sondern auch für die tiefen!

Für den in Bild 2 gezeigten rauscharmen Verstärker wurden folgende Betriebsbedingungen gewählt:

$$U_{\text{Bat}} = 9 \text{ V}, R_a = 27 \text{ k}\Omega, -U_{\text{CE}} = 1 \text{ V}, -I_c = 0,3 \text{ mA}.$$

$-I_B$ beträgt für einen Transistor mit einer Stromverstärkung von etwa 100 $3 \mu\text{A}$ bei $-U_{\text{BE}} \approx 75 \text{ mV}$. Der Basisvorwiderstand R_B ergibt sich daher zu

$$R_B = \frac{U_{\text{Bat}} - |U_{\text{BE}}|}{|-I_B|} = \frac{9 - 0,075}{3 \cdot 10^{-6}} \approx 3 \cdot 10^6 \Omega;$$

gewählt wird ein Normwert von $2,7 \text{ M}\Omega$.

Bild 2 enthält bereits die Werte des Beispiels. Die mit dieser Stufe erreichbare Spannungsverstärkung (und damit auch das erzielbare Signal/Rausch-Verhältnis) hängt ab vom Stromverstärkungsfaktor h_{21e} des Transistors. Bei mittlerer Stromverstärkung ergibt sich eine Leerlaufverstärkung – d. h. eine Verstärkung ohne angeschlossenen »Verbraucher«, ohne Folgestufe also – von etwa 250.



1. Einleitung

Als Spannungsvorverstärkerstufen in röhrenbestückten NF-Verstärkern werden heute meist Pentoden eingesetzt. Nur dort, wo ein geringes Rauschen gefordert wird (s. Bl. 3-1, *Rauscharme NF-Vorstufe*), verwendet man noch Trioden- bzw. Kaskodevorstufen.

2. Merkmale einer Pentodenvorverstärkerstufe

Die Schaltung der Pentodenvorverstärkerstufe zeigt Bild 1. Eine speziell für diese Stufe geschaffene Röhre ist die *EF 86*. Die in der Schaltung gemäß Bild 1 mögliche Spannungsverstärkung $\frac{U_a \sim}{U_e}$ läßt sich gemäß Tabelle 1 zusammenfassen.

Tabelle 1 Dimensionierungsmöglichkeiten für die Schaltung nach Bild 1

R_a kΩ	R_g' kΩ	U_b V	R_{g2} MΩ	R_k kΩ	I_k mA	$\frac{U_a \sim}{U_e}$	$U_{a \sim, \max}$ V
100 kΩ	330 kΩ	100	0,47	1,5	1,0	95	22
		200	0,39	1,0	1,7	106	40
		250	0,39	1,0	2,1	112	50
		300	0,39	1,0	2,5	116	64
220 kΩ	680 kΩ	100	1,0	2,7	0,6	150	24,5
		200	1,0	2,2	0,8	170	36
		250	1,0	2,2	0,9	180	46
		300	1,0	2,2	1,1	188	54

$U_{a \sim, \max}$ – Effektivwert der Ausgangswchelspannung, bei der $k = 5\%$ ist.

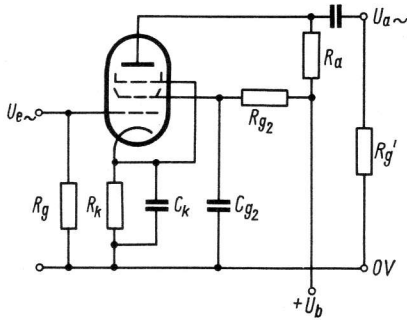


Bild 1 NF-Spannungsverstärkerstufe mit Pentode, automatische Gittervorspannungserzeugung

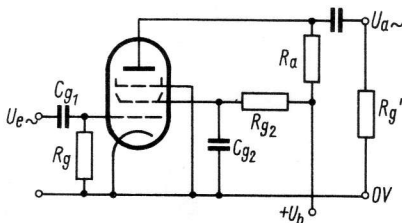


Bild 2 NF-Spannungsverstärkerstufe, Gittervorspannungserzeugung durch Anlaufstrom

An Stelle der in Bild 1 gezeigten automatischen Gewinnung der Gittervorspannung kann diese auch durch Anlaufstrom erzeugt werden. Bild 2 zeigt die entsprechende Schaltung. Der geringe Gitterstrom (Größenordnung 10^{-8} bis 10^{-7} A) verursacht in dem hochohmigen Gitterableitwiderstand einen Spannungsabfall (etwa 0,8 bis 1,0 V), der das Gitter negativ vorspannt.

Die Schaltung eignet sich nur für Anfangsstufen mit geringer Gitterwechslspannung, da sonst die nichtlinearen Verzerrungen stark ansteigen.

Außerdem darf die Wechslspannungsquelle keinen gleichstrommäßigen Nebenschluß für den Gitterableitwiderstand bedeuten, da sich dann der Arbeitspunkt verschieben würde. (In der Schaltung nach Bild 2 wird dies vom Kondensator C_{g1} verhindert.) *Kunze* [1] gibt die in Tabelle 2 enthaltenen Werte für Spannungsverstärkung und Klirrfaktor für die *EF 86* in der Schaltung nach Bild 2 an.

Tabelle 2 Spannungsverstärkung und Klirrfaktor der Schaltung nach Bild 2 für $R_g = 10 \text{ M}\Omega$, $R_k = 0 \Omega$, $R_g' = 0,7 \text{ M}\Omega$

U_b V	R_a MΩ	R_{g2} MΩ	I_k mA	$\frac{U_a \sim}{U_e}$	4 V %	8 V %	12 V %
100	0,2	1,2	0,36	120	1,2	1,8	3,0
250	0,2	1,2	1,07	190	1	1	1

Die Verstärkung ist folglich in dieser Schaltung etwas größer als in der nach Bild 1, denn bei etwas geringerer Gittervorspannung vergrößert sich die Steilheit der Röhre.

In Bild 1 und Bild 2 fehlen die Werte der Kondensatoren. Sie richten sich nach der tiefsten zu übertragenden Frequenz. Näherungsweise gilt

$$C_k \approx \frac{10^4}{2 \pi f_u} \quad (1)$$

$$C_{g2} \approx \frac{1,6}{f_u \cdot R_{g2}} \quad (2)$$

f_u – tiefste zu übertragende Frequenz in Hz,
 R_{g2} – Schirmgitter- (Vor-) Widerstand in MΩ,
 C_k – Katodenkondensator in μF,
 C_{g2} – Schirmgitter- (Entkopplungs-) Kondensator in μF.

Der Koppelkondensator wird wie in Bl. 3-7 *Röhren-Eintakt-Endverstärker*, 4 W berechnet.

3. Beispiel

Eine *EF 86* mit Gittervorspannungserzeugung durch Katodenwiderstand (Bild 1) wird mit $U_b = 250 \text{ V}$, $R_a = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 0,39 \text{ M}\Omega$ und $R_g' = 330 \text{ k}\Omega$ als Spannungsverstärkerstufe betrieben.

Wie groß ist V_u , und wie groß müssen C_k und C_{g2} sein, wenn $f_u = 30 \text{ Hz}$?

Die Spannungsverstärkung V_u ($= \frac{U_a}{U_e}$) ist für eine Stufe mit den genannten Werten 112.

Nach Gl. (1) ergibt sich

$$C_k = \frac{10^4}{6,28 \cdot 30} = 53 \mu\text{F}.$$

Gewählt wird der z. Z. noch gültige Normwert 50 μF.

C_{g2} ergibt sich aus Gl. (2)

$$C_{g2} = \frac{1,6}{6,28 \cdot 30 \cdot 0,39} = 2,18 \cdot 10^{-2} \mu\text{F}.$$

Gewählt wird ein Kondensator von 22 nF.

4. Pentodenstufe mit *EBF 80*

Eine weitere Pentode für NF-Verstärkerzwecke, die gelegentlich in Rundfunkempfängern bzw. Dynamikregelverstärkern verwendet

wird, ist das Pentodensystem der Verbundröhre *EBF 80*. Die Dimensionierung der Schaltung erfolgt wieder nach Bild 1 und Bild 2. Von den Röhrenherstellern werden die in Tabelle 3 enthaltenen Werte für Spannungsverstärkung und Klirrfaktor dieser Röhre angegeben.

Tabelle 3 Spannungsverstärkung und Klirrfaktor der *EBF 80* (Pentodensystem) bei $U_b = 250\text{ V}$

R_a	R_{g2}	R_k	R'_g	I_k	$\frac{U_{a\sim}}{U_{c\sim}}$	3 V	$\frac{U_a}{k}$ 5 V	8 V
MΩ	MΩ	kΩ	MΩ	mA		%	%	%
0,22	0,82	1,8	0,68	1,05	110	0,8	1,3	2,0
0,1	0,39	1,0	0,33	2,03	80	0,9	1,5	2,2
0,22	1,0	0*	0,68	1,0	160	0,8	1,4	2,1
0,1	0,47	0*	0,33	2,0	110	0,8	1,4	2,1

* Gittervorspannungserzeugung durch Anlaufstrom, Schaltung wie in Bild 2.

5. Entkopplungsmaßnahmen

In mehrstufigen Verstärkern kann es erforderlich sein, die Betriebsspannung einer Pentodenverstärkerstufe zu entkoppeln. Auf diese Weise verringert man die der Betriebsspannung überlagerte Brummspannung (aus dem Stromversorgungsteil) und beseitigt Rückkopplungserscheinungen der Folgestufen über die gemeinsame Batteriespannung U_b . Diese Entkopplung erfolgt durch ein einfaches RC-Glied (Bild 3), das in die Zuführung der Batteriespannung für die betreffende und für die vorangehenden Stufen einzufügen ist. Der Widerstand R_s darf nicht größer als 4,8 bis 22 kΩ sein, damit an ihm kein zu großer Teil der Batteriespannung verlorengeht. Für die tiefste zu übertragende Frequenz soll der Blindwiderstand von C_s nicht mehr als $0,1 \cdot R_s$ betragen.

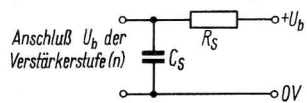


Bild 3 RC-Siebglied zur Entkopplung der Batteriespannung U_b

6. Beispiel

In eine Stufe gemäß Bild 1 mit $U_b = 250\text{ V}$ soll ein Entkopplungsglied in die Batteriespannung eingefügt werden. Wieviel beträgt annähernd die neue Verstärkung bei $R_a = 100\text{ k}\Omega$ und $R_s = 20\text{ k}\Omega$? Wie groß muß C_s sein?

Mit den angegebenen Werten ist $I_k = (I_a + I_{g2})$ der Stufe lt. Tabelle 1 etwa 2,1 mA. Folglich fallen am 20-kΩ-Siebwiderstand $2 \cdot 10^4 \cdot 2,1 \cdot 10^{-3} = 42\text{ V}$ ab. Die Verstärkung der Stufe geht mit $U_b = 250 - 42 = 208\text{ V}$ auf ungefähr 107 (von 112) zurück.

In Wirklichkeit ist diese Rechnung nicht völlig korrekt, denn auch I_k wird mit dem neuen Wert von U_b etwas kleiner. Der genaue Wert liegt jedoch innerhalb der Exemplarstreuung der *EF 86*. Es ist deshalb sinnlos, genauer zu rechnen. Der Wert C_{g2} ergibt sich aus der Forderung, daß sein Blindwiderstand bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz (30 Hz) nicht größer als $0,1 \cdot R_s$ sein darf

$$R_s = \frac{1}{2 \pi f_u C_s} = \frac{1}{188,4 \cdot C_s} = 2 \cdot 10^4 \Omega \tag{3}$$

$$C_s = 2,66 \cdot 10^{-7} \text{ F}$$

Man wählt für C_s einen möglichst großen Wert, in diesem Fall etwa 1 μF. Zweckmäßig sollte es kein Elektrolytkondensator sein, damit sich die Batteriespannung durch den nicht genau bekannten Reststrom nicht weiter verringert.

7. Literatur

[1] F. Kunze: Röhreninformation *EF 86*, Teil 1, radio und fernsehen 5 (1956) 17, S. 535 u. 536
 [2] F. Kunze: Röhreninformation *EBF 80*, Deutsche Funktechnik 2 (1953) 11, S. 345 u. 346
 [3] Handbuch Rundfunk- und Fernseh-Röhren 1959-1960, Valvo-GmbH, Hamburg 1959



1. Einleitung

Stereoverstärker* werden benötigt, um die von einem Stereomikrofon (z. B. Typ *DZM 65* vom VEB Gerätewerk Leipzig oder *ZUM 64* von Georg Neumann & Co.) abgegebene Spannung, auf den richtigen Pegel verstärkt, zum Stereo-(Haupt-)Verstärker bzw. zum Stereomagnetbandgerät weiterzuleiten. Die Empfindlichkeit der beiden genannten Mikrofontypen beträgt 0,18 bis 0,5 mV/μb an 200 Ω, die Eingangsspannung des folgenden Verstärkers bzw. Geräts 0,1 bis 0,5 V. Daraus ergibt sich der Verstärkungsfaktor, den der Vorverstärker mindestens haben muß: Er beträgt etwa 1000 (≅ 60 dB). Der Frequenzbereich soll sich, wie dies für hochwertige Übertragungen üblich ist, von 30 bis 15000 Hz erstrecken. Der Klirrfaktor muß vernachlässigbar klein sein.

Das Rauschen des Verstärkers wird gering, wenn man Kaskodestufen verwendet (s. Bl. 3-1 *Rauscharme NF-Vorstufe*). Rechnet man in einer Kaskodestufe mit einer Verstärkung von 200, so sind 2 derartige Stufen mehr als ausreichend. Die überflüssige Verstärkung kann man zur Gegenkopplung verwenden. Als Ausgangsstufe dient eine Anodenbasisstufe, die einen niedrigen Ausgangswiderstand gewährleistet.

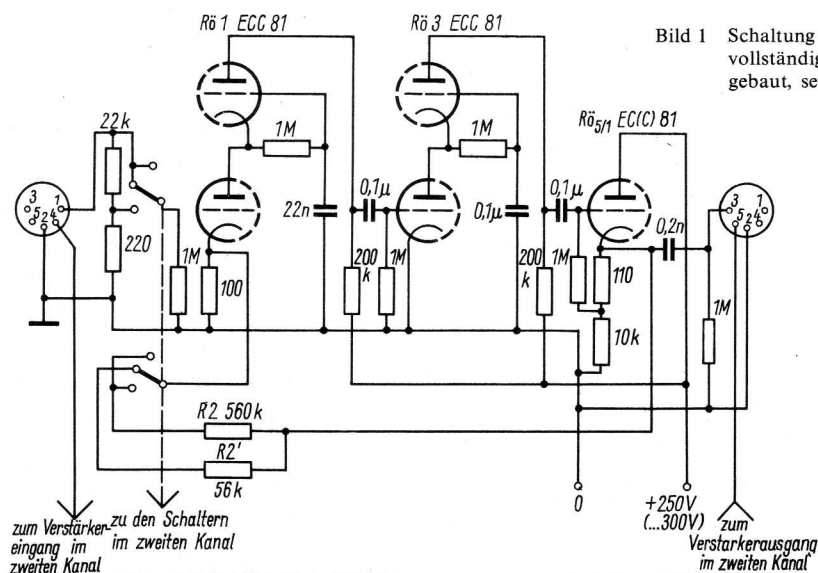
Da nicht für alle Verwendungszwecke die maximale Verstärkung des Stereoverstärkers benötigt wird, muß sie einstellbar sein. Dabei genügen einige Grobstufen, denn es soll lediglich eine Übersteuerung verhindert werden. Die eigentliche »Lautstärkeregelung« erfolgt im anschließenden Verstärker bzw. Gerät, in dem auch der Balanceregler enthalten ist. Wegen der beiden Kanäle benötigt man 2 gleichartige Verstärkerzüge. Besondere Maßnahmen gegen das Übersprechen von einem Kanal auf den anderen erübrigen sich.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Stereoverstärkers. Da der Verstärker teil für beide Kanäle gleich ist, wurde lediglich ein Kanal gezeichnet.

Bei $U_b = 250$ V und $R_a = 200$ kΩ beträgt die Verstärkung einer Röhre *ECC 81* etwa 258, mit 2 derartigen Stufen folglich $258^2 = 66564$. Mit einem Gegenkopplungsgrad $\frac{v}{v'}$ ≈ 13 reduziert sich diese Verstärkung auf etwa 5000. Der hochohmige Ausgang der zweiten Kaskodestufe soll nicht mit dem Gegenkopplungswiderstand belastet werden. Daher nimmt man die Gegenkopplungsspannung an der Katode der folgenden Anodenbasisstufe ab.

* Nicht verwechseln mit Stereoentzerrern!



Die Berechnung kann nach dem eingangs genannten Blatt erfolgen. Die Verstärkung der Anodenbasisstufe setzt man gleich 1. Mit einem Katodenwiderstand der 1. Kaskodestufe von $R_1 = 100$ Ω ist dann nach [2] R_2 etwa 560 kΩ.

Um den Faktor 10 läßt sich die Verstärkung durch Vergrößern der Gegenkopplung verringern. R_2 ist dann nur noch 56 kΩ. Den Faktor 100 erreicht man mit einem Eingangsspannungsteiler. Die Gegenkopplung wird dabei gleichzeitig wieder auf die Verstärkung 5000 geschaltet.

Den Koppelkondensator zwischen den beiden Kaskodestufen berechnet man in der auch auf den vorhergehenden Blättern dargestellten Weise:

$$C = \frac{10^{12}}{\sqrt{(1,1 \cdot 10^6)^2 - 10^{12} \cdot 188,4}} \approx 1,16 \cdot 10^5 \text{ pF} \approx 0,1 \mu\text{F}$$

(gilt für einen Abfall der Verstärkung auf etwa 0,9 bei 30 Hz).

Die Anodenbasisstufe ist mit einem System der *ECC 81* bestückt. Läßt man z. B. durch dieses Röhrensystem einen Strom von 10 mA fließen und eine Spannung von 100 V am Arbeitswiderstand im Katodenkreis abfallen, so beträgt dessen Wert $\frac{100 \text{ V}}{0,010 \text{ A}} = 10000$ Ω.

Die Gittervorspannung für diesen Arbeitspunkt ($U_a = 200$ V, wenn $U_b = 300$ V, $I_a = 10$ mA) ist laut Kennlinienfeld der *ECC 81* rund 1,1 V. Der zur Erzeugung der automatischen Gittervorspannung erforderliche Katodenwiderstand wird folglich $\frac{1,1 \text{ V}}{0,01 \text{ A}} = 110$ Ω.

Aus den Kennlinienfeldern der Röhre *ECC 81* entnimmt man weitere Daten im Arbeitspunkt: $R_i = 11$ kΩ, $\mu = 68$. Somit wird die Verstärkung der Anodenbasisstufe

$$V_u = \frac{68}{68 + 1} \cdot \frac{10000}{\frac{11000}{68 + 1} + 10000} \approx 0,96;$$

(gegenüber der Gesamtverstärkung des Verstärkers von über 66000 ist die Abweichung vom angenommenen Wert 1 ohne Bedeutung).

3. Technische Daten

Der Verstärker nach Bild 1 hat folgende Daten (je Kanal)
 Verstärkungsfaktor ≈ 65/650/6500
 (das entspricht etwa 36/56/76 dB)
 Frequenzbereich, in dem die Verstärkungsabweichung kleiner als ± 0,05 dB ist < 20 bis > 20000 Hz

Bild 1 Schaltung des Stereoverstärkers. Es wurde nur ein Kanal vollständig gezeichnet. Der andere Kanal ist identisch aufgebaut, seine Bestückung besteht aus R02, R04 und R05/2.

maximale Ausgangsspannung	> 1 V
Klirrfaktor bei maximaler Ausgangsspannung	< 0.05%
Rauschspannung, auf den Eingang bezogen	< 2 μ V
Heizung für beide Kanäle	6,3 V/1,5 A
Anodenspannung	250 V
gesamter Anodenstrom	24 mA

4. Besondere Hinweise

Die angegebene Rauschspannung bildet nicht den einzigen Fremdspannungsanteil am Ausgang. Je nach Aufbau der Schaltung erhält man einen Brummanteil, der meist größer als der Rauschanteil ist. Aus diesem Grund empfiehlt sich dort, wo es auf geringstes Rauschen ankommt, die Heizung des beschriebenen Verstärkers mit Gleichstrom oder HF-Strom aus einem kleinen Leistungsoszillator.

Außerdem ist es günstig, die jeweils erste Röhre jedes Verstärkerzugs federnd zu lagern bzw. den Sockel (weich) federnd zu montieren. Damit verhindert man Klängen infolge Mikrofonereffekts der Röhren.

Der gesamte Verstärker ist abgeschirmt auf engstem Raum zu montieren, allerdings mit der Einschränkung, daß die für die Anodenbasisstufen eingesetzten Röhrensysteme mit relativ großer Anodenverlustleistung (≈ 2 W) arbeiten und deshalb viel Wärme abstrahlen.

Es genügt, wenn der Verstärkungsumschalter mit Hilfe eines Schraubenziehers betätigt werden kann, da Umschaltungen selten vorkommen. Längere Mikrofonleitungen nehmen relativ viel Fremdspannung auf. Daher sollte man den beschriebenen Vorverstärker in der Nähe des Mikrofons aufstellen, d. h. abgesetzt vom Hauptverstärker bzw. Magnetbandgerät. Der Netzteil muß so weit vom Verstärker entfernt aufgestellt werden, daß vom Netztransformator keine Brummspannung in den Verstärker induziert wird.

5. Literatur

- [1] H. Bartels: Grundlagen der Verstärkertechnik, S.-Hirzel-Verlag, Leipzig 1949
- [2] K. K. Streng: ABC der NF-Technik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969



1. Einleitung

Aufgaben und Größe der Verstärkung des Stereovorverstärkers wurden bereits beim röhrenbestückten Gerät dieser Art erklärt bzw. abgeleitet. Beim transistorbestückten Stereovorverstärker soll auf diese Erkenntnis zurückgegriffen werden.

2. Schaltung

In jedem Kanal muß als Eingangsstufe ein rauscharmer Transistor vorgesehen werden, etwa der Typ *GC 117*. Ihm folgen 2 »normale« NF-Vorstufentransistoren vom Typ *GC 116*. In allen Fällen werden Transistoren mit mittlerer Stromverstärkung ($h_{21e} \approx 42$) vorausgesetzt. Die Vierpolparameter dieser Transistoren für $-U_{CE} = 5 \text{ V}$ und $-I_C = 1 \text{ mA}$ sind

$$\begin{aligned} h_{11e} &= 0,7 \text{ k}\Omega \\ h_{12e} &= 5 \cdot 10^{-4} \\ h_{21e} &= 42 \\ h_{22e} &= 70 \text{ }\mu\text{S} \\ \Delta h &= 28 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Für die 1. Stufe wird weiter vorausgesetzt, daß der Generatorwiderstand, d. h. der Ausgangswiderstand des Mikrofons, $200 \text{ }\Omega$ beträgt. Der Eingangswiderstand des folgenden Transistors ist

$$r_1 = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \cdot h_{22}} \quad (1)$$

Mit $R_L \approx 10 \text{ k}\Omega$ wird $r_1 \approx 575 \text{ }\Omega$. Dieser niederohmige Widerstand stellt für den vorangehenden Transistor den Lastwiderstand dar. Der Kollektorwiderstand des vorangehenden Transistors ist groß gegenüber r_1 , so daß er zur Vereinfachung vernachlässigt werden kann.

Somit ist die Spannungsverstärkung der 1. Stufe

$$V_u = \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + R_L \cdot \Delta h} \quad (2)$$

und mit den Zahlenwerten

$$V_u = \frac{42 \cdot 575}{700 + 575 \cdot 28 \cdot 10^{-3}} \approx 33,8.$$

Die 3. Stufe soll mit einer Stromseriengegenkopplung versehen werden. Das erhöht ihren Eingangswiderstand und somit die Verstärkung der 2. Stufe.

Deshalb benötigt die 3. Stufe einen (kapazitiv nicht überbrückten) Emitterwiderstand R_E von $2 \text{ k}\Omega$. Der Widerstand im Kollektorkreis wird gleichzeitig auf $8 \text{ k}\Omega$ verringert, damit der Arbeitspunkt erhalten bleibt. Der Eingangswiderstand ist

$$r'_1 = \frac{h_{11} + h_{21} \cdot R_E + \Delta h \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22}} \quad (3)$$

Mit den bekannten Zahlenwerten ist $r'_1 \approx 54,4 \text{ k}\Omega$. Berücksichtigt man, daß der Kollektorwiderstand jetzt in der Größenordnung des Eingangswiderstands von T3 liegt, so kann man als resultierenden Lastwiderstand etwa $7 \text{ k}\Omega$ einsetzen.

Die Spannungsverstärkung der 2. Stufe ist damit nach Gl. (2)

$$V_u = \frac{42 \cdot 7 \cdot 10^3}{700 + 7 \cdot 10^3 \cdot 28 \cdot 10^{-3}} \approx 327.$$

Die 3. Stufe findet infolge der Kollektorschaltung der 4. einen so hohen Lastwiderstand vor, daß für ihre Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + h_{21} \cdot R_E + \Delta h \cdot R_L}$$

mit den bekannten Zahlenwerten etwa gilt

$$V_u = \frac{42 \cdot 8 \cdot 10^3}{700 + 42 \cdot 2 \cdot 10^3 + 28 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3} \approx 4.$$

Die Gesamtverstärkung des 3stufigen Verstärkers ist somit

$$V_{u, \text{ges}} = 33,8 \cdot 327 \cdot 4 \approx 4,37 \cdot 10^4.$$

Diese Verstärkung ist groß genug, so daß sie durch eine Gegenkopplung auf etwa ein Zehntel reduziert werden kann. In diese

Gegenkopplung sollen alle 3 Stufen einbezogen werden. Man führt sie daher vom Emitter der 3. Stufe auf den Emitter der 1. Stufe. Näherungsweise – eine exakte Berechnung wäre zu umfangreich – läßt sich durch einen Spannungsteiler mit dem Teilverhältnis v' (Verstärkung im gegengekoppelten Zustand) erreichen. Diesem Zweck dienen der $10\text{-}\Omega$ - und der $27\text{-k}\Omega$ -Widerstand vom Emitter der 3. Stufe zum Emitterkreis der 1. Stufe.

Eine Umschaltung der Verstärkung wie beim röhrenbestückten Stereovorverstärker wird nicht vorgesehen, da die tatsächliche Verstärkung vom Eingangswiderstand des folgenden Geräts bestimmt wird. Eine entsprechende Änderung der Gegenkopplung dürfte mit dem ebengenannten Richtwert v' aber keine Schwierigkeiten bereiten.

Den Arbeitspunkt der 1. Stufe stellt ein Widerstand zwischen Betriebsspannung und Basis ein. Bei 6 V Betriebsspannung und einem Kollektorarbeitswiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ wird der Arbeitspunkt auf etwa $-U_{CE} = 1 \text{ V}$, $-I_C = 0,5 \text{ mA}$, $-I_B = 10 \text{ }\mu\text{A}$ festgelegt.

Die Spannung $-U_{BE}$ beträgt etwa 65 mV .

Der Wert des Basisvorwiderstands ergibt sich damit zu

$$R_B = \frac{U_{\text{Bat}} - U_{BE}}{I_B} = \frac{6 - 0,065 \text{ V}}{10^{-5} \text{ A}} \approx 6 \cdot 10^5 \text{ }\Omega.$$

Gewählt wird der Normwert $620 \text{ k}\Omega$.

Vor der 1. Stufe legt man in die Gleichstromzuleitung ein Entkopplungsglied. Der Wert des Widerstands für eine 9-V -Spannungsgleiche und etwa $0,5 \text{ mA}$ Strombedarf der Vorstufe ist

$$\frac{3 \text{ V}}{0,0005 \text{ A}} = 6000 \text{ }\Omega.$$

Gewählt wird der Normwert $6,2 \text{ k}\Omega$.

Der Entkopplungskondensator soll bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz einen Blindwiderstand aufweisen, der maximal $\frac{1}{10}$ des Entkopplungswiderstands beträgt.

Für $R = 6 \text{ k}\Omega$ und $f_u = 30 \text{ Hz}$ ist

$$C = \frac{1}{0,1 \cdot 6 \cdot 10^3 \text{ }\Omega \cdot 6,28 \cdot 30 \text{ s}^{-1}} = 8,8 \cdot 10^{-6} \text{ F.}$$

Gewählt wird der Normwert $10 \text{ }\mu\text{F}$. Die Größe der Koppelkondensatoren ergibt sich in ähnlicher Weise aus den Widerständen in Kollektor- und Emitterkreis.

Die 2. Stufe wird mit $U_{\text{Bat}} = 9 \text{ V}$, $R_a = 10 \text{ k}\Omega$, $-I_C = 0,6 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 3 \text{ V}$ und $-I_B = 10 \text{ }\mu\text{A}$ betrieben. Ein Basisspannungsteiler, in dem $30 \text{ }\mu\text{A}$ fließen sollen, erzeugt die erforderliche Basisvorspannung:

$$R_- = \frac{U_{\text{Bat}} - |U_{BE}|}{|I_B| + I_Q} = \frac{9 - 0,065}{(1 + 3) \cdot 10^{-5}} = 2,25 \cdot 10^5 \text{ }\Omega.$$

Gewählt wird der Normwert $220 \text{ k}\Omega$.

$$R_+ = \frac{|U_{BE}|}{I_Q} = \frac{0,065}{3 \cdot 10^{-5}} = 21,7 \cdot 10^2 \text{ }\Omega.$$

Gewählt wird der Normwert $2,2 \text{ k}\Omega$.

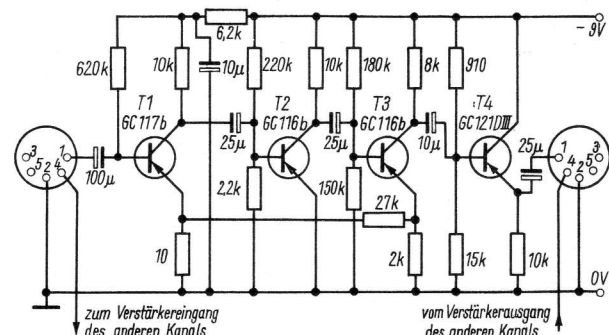


Bild 1 Schaltung des Stereovorverstärkers. Es wurde nur einer der beiden identischen Verstärkerkanäle gezeichnet.

Die 3. Stufe wird mit dem gleichen Kollektorstrom betrieben. Bei ihr muß man bezüglich des Teilers berücksichtigen, daß am Emitterwiderstand eine Spannung von etwa 1,2 V abfällt. Dadurch ergeben sich die auf Normwerte abgerundeten Widerstandswerte 180 und 40 k Ω .

Der Verstärker wird abgeschlossen von einer Impedanzwandlerstufe in Kollektorschaltung. Ein *GC 121* möglichst hoher Stromverstärkung (d. h. der Gruppe D III) transformiert den relativ großen Ausgangswiderstand des 3. Transistors herab bzw. den Belastungswiderstand herauf. Die Transformation erfolgt näherungsweise mit $\frac{1}{h_{21e}}$, d. h., ein Transistor mit $h_{21e} = 100$ transformiert mit dem Faktor 100.

Alle erwähnten Widerstandswerte setzen genau wie die Berechnung Transistoren mittlerer Stromverstärkung (der Stromverstärkungsgruppe b) voraus. Auf eine Temperaturstabilisierung wurde verzichtet, da die geringe in Wärme umgesetzte Verlustleistung der Transistoren in dem beschriebenen Verstärker nicht ausreicht, um sie aufzuheizen. Der Betrieb in temperierten Räumen (Zimmertemperatur) wird bei einem Stereoverstärker vorausgesetzt. Die beschriebene Schaltung läßt sich entsprechend persönlichen Wünschen und Notwendigkeiten in viele Richtungen abändern.

3. Literatur

- [1] Katalog Transistoren, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Ausgabe 1966
- [2] M. Pulvers: Transistortechnik, 15. Folge radio und fernsehen 10 (1961), 2, S. 47 und 48

1. Einleitung

Unter dem Begriff *hochwertig* ist in diesem Fall ein Verstärker zu verstehen, der eine große Dynamik bei möglichst linearem Frequenzgang und sehr wenig nichtlinearen Verzerrungen aufweist. In der anglo-amerikanischen Fachliteratur werden derartige Verstärker mit dem Prädikat *Hi-fi* (*High fidelity* = hohe [Wiedergabe-] Treue) bezeichnet. Die Eigenschaften des Verstärkers hängen nicht allein von der Schaltung, sondern auch von der konstruktiven Gestaltung und gegebenenfalls vom Abgleich ab. Aus diesen Gründen ist dem Anfänger vom Aufbau derartiger Verstärker abzuraten.

2. Schaltung

Für diesen Verstärker dient das Blatt 3-8 *Gegentakt-Leistungsverstärker* als Grundlage. Zur Senkung der nichtlinearen Verzerrungen werden die Schirmgitter statt an $+U_b$ an die freien Anzapfungen der Primärwicklung des Ausgangsübertragers angeschlossen (s. Bild 3 des genannten Blattes). Es entsteht eine Schirmgitter-Spannungsgegenkopplung, die als sogenannte *Ultralinear-schaltung* Mitte der fünfziger Jahre bekannt wurde. Durch die angegebene Schaltungsänderung wird der Klirrfaktor der Endstufe auf etwa die Hälfte des Wertes reduziert, der ohne Gegenkopplung vorhanden wäre. Voraussetzung für diese Maßnahme ist also ein entsprechend angezapfter Übertrager.

Die maximale Ausgangsleistung wird durch die Schirmgitter-Spannungsgegenkopplung verringert, sie beträgt nun etwa 14 bis 15 W anstatt 16 W. Der Ausgangswiderstand des Verstärkers sinkt bei der angegebenen Spannungsgegenkopplung auf etwa 30% seines Originalwerts, was im Interesse der Dämpfung der Lautsprecher-einschwingvorgänge von Vorteil ist. Schließlich sei hervorgehoben, daß sich die ohnehin vorhandene Spannungsgegenkopplung auch nach Einführung der Schirmgitter-Spannungsgegenkopplung weiterhin auswirkt. Durch die Einführung der beiden Gegenkopplungen wird $k \leq 0,2\%$ bei $P_a \geq 10$ W an der Schwingspule.

Als nachteilig, z. B. zum Erreichen eines möglichst kleinen Ausgangswiderstands sowie geringerer linearer und nichtlinearer Verzerrungen, erweist es sich, daß in der Ursprungsschaltung die Gegenkopplung den Ausgangsübertrager nicht mit einschließt. Dafür ist der Ausgang galvanisch vom Verstärker getrennt, und die unkritische Gegenkopplungsschaltung kann auch bei nicht ganz exaktem Aufbau kaum zur Selbsterregung führen.

Verzichtet man auf diese Vorteile, so erreicht man, daß die Eigenschaften des Ausgangsübertragers durch die Gegenkopplung eben-

falls linearisiert werden, d. h., seine linearen und nichtlinearen Verzerrungen werden entsprechend dem Gegenkopplungsfaktor verringert usw.

Von der Sekundärseite führt ein Widerstand von 100Ω zu einem anderen 100Ω -Widerstand, der an den Fußpunkt des Katodenwiderstands der Phasenumkehrrohre gelegt ist.

Genau wie in Bild 4 des genannten Blattes ist parallel zum Gegenkopplungswiderstand gestrichelt ein Kondensator angedeutet. Er vergrößert die Gegenkopplung bei hohen Frequenzen und soll auf diese Weise eventuellen Schwingneigungen des Verstärkers oberhalb des Übertragungsbereichs entgegenwirken. Sein Wert hängt stark von der Streuinduktivität des Ausgangsübertragers ab. Die angegebenen $0,22 \mu F$ sind deshalb lediglich als Mittelwert aufzufassen. Dem gleichen Zweck dienen die beiden 500 -pF-Kondensatoren von jeder Endröhrenanode gegen die Null-Volt-Leitung.

Zwischen die Katoden der Endröhren wurde ein Symmetrierpotentiometer geschaltet. Es gestattet, die Gittervorspannungen der beiden Endröhren so zu verschieben, daß die Vormagnetisierung im Ausgangsübertrager exakt zu Null wird. Der quadratische Klirrfaktor der Endröhren erreicht in diesem Augenblick ebenfalls ein Minimum, gleichzeitig mit den im Ausgangsübertrager erzeugten kubischen Verzerrungen. Dieser Abgleich läßt sich jedoch nicht nach dem Gehör durchführen, sondern verlangt die Verwendung eines Klirrfaktormeßgeräts. Bei ausreichender Meßpraxis genügt zur Not auch ein guter NF-Oszillograf: Die Ausgangsspannung des aus einem klirrarmlen Tongenerator angesteuerten Verstärkers wird mit dem Symmetrierpotentiometer auf geringste Verzerrungen der Sinuskurve eingestellt.

Auch ein Abgleich des Frequenzgangs mit der Gegenkopplung läßt sich nicht nach dem Gehör durchführen, sondern setzt Meßgeräte und -praxis voraus.

Die gesamte Schaltung des Verstärkers ist in Bild 1 zu sehen. Der Ausgangsübertrager wird nach einer Wickelvorschrift des VEB Goldpfeil Hartmannsdorf aufgebaut. Sie wurde auf dem oben genannten Blatt und in [2] veröffentlicht.

3. Literatur

- [1] W. Aschermann: Ultra-Linear-Verstärker, *Zweckmäßige Funk-Technik* 10 (1955) 17, S. 478-481
- [2] K. K. Streng: Niederfrequenzverstärker, Reihe *Der praktische Funkamateureur*, Band 25, Verlag Sport und Technik, Neuenhagen 1962
- [3] K. K. Streng: ABC der NF-Technik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

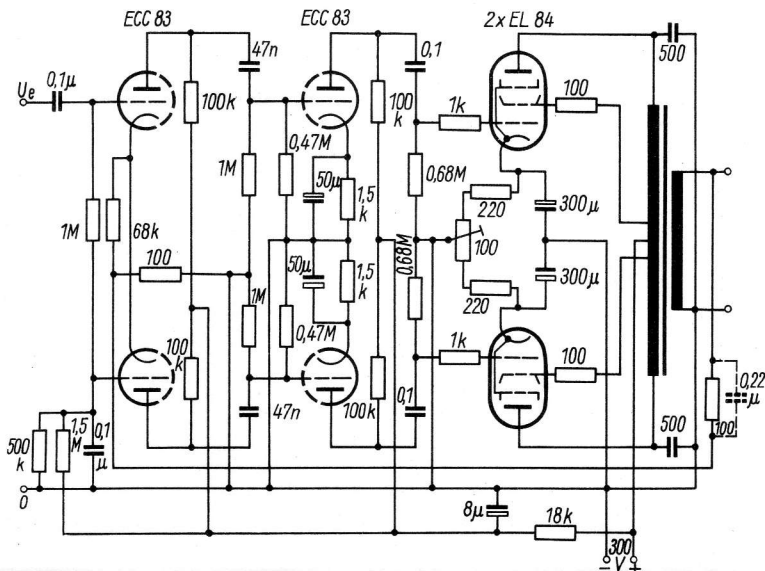


Bild 1 Schaltung des hochwertigen NF-Verstärkers

13-2

1. Einleitung

Oft muß in einem elektronischen Gerät ein Abschluß- oder ein Quellwiderstand auf einen anderen Wert transformiert werden. Häufig ist ein hochohmiger Abschlußwiderstand so herabzutransformieren, daß eine lange Übertragungsleitung nicht unnötig Fremdspannung aus elektrischen Feldern aufnimmt (Netzbrummen) und daß übliche Verstärkereingänge angeschlossen werden können, ohne daß lineare und nichtlineare Verzerrungen entstehen. Da diese Widerstände meist komplex sind (reelle Quell- und Abschlußwiderstände können als Sonderfall gelten), nennt man derartige Transformationsglieder *Impedanzwandler* (= Scheinwiderstandswandler).

Uns interessieren nur elektronische Impedanzwandler, d. h. aktive Bauelemente, die außer der Impedanztransformierung eine Leistungsverstärkung gestatten. Gegenüber passiven Impedanzwandlern (Transformatoren, Übertragern) haben sie folgende Vorteile:

- sie sind weitgehend frequenzunabhängig, d. h., sie erfassen weit mehr als den eigentlichen Niederfrequenzbereich;
- ihr Eingang kann hochohmiger ausgelegt werden (etwa $10^8 \Omega$), als es mit passiven Übertragern möglich ist;
- sie sind in weiten Grenzen überlastbar, ohne daß diese Überlastung ihre Übertragungseigenschaften nennenswert ändern würde.

Die moderne Nachrichtenelektronik kennt röhren- und transistorbestückte Impedanzwandler.

2. Der röhrenbestückte Impedanzwandler

Diese Schaltung (Bild 1) wird *Anodenbasisstufe* oder *Katodenbasisstufe* genannt. Ihre Eingangsspannung führt man dem Gitter zu, während die Ausgangsspannung an der Katode abgenommen wird. Die Anode ist (wechselflussmäßig) die gemeinsame Elektrode von Ein- und Ausgang. Sie bildet die »Basis« der Stufe.

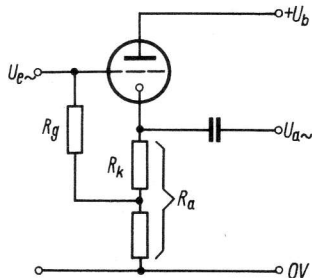


Bild 1 Röhrenbestückte Anodenbasisstufe

Die Spannungsverstärkung der Anodenbasisstufe liegt (bei korrekter Dimensionierung) näherungsweise bei 1. Ihr genauer Wert ist

$$V'_u = \mu' \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}; \quad (1)$$

V'_u – Spannungsverstärkung,

R_a – Außenwiderstand der Stufe (an der Katode angeschlossen),

μ' – (Spannungsverstärkungsfaktor), $\frac{\mu}{\mu + 1}$,

$R_i = \frac{R_i}{\mu + 1}$ (Innenwiderstand).

Verwendet man in der Anodenbasisstufe Röhren mit großem μ , so läßt sich in $\frac{R_i}{\mu + 1}$ die 1 im Nenner vernachlässigen,

$\frac{R_i}{\mu}$ aber ist nach *Barkhausen* gleich $\frac{1}{S}$.

Dieser geringe Innenwiderstand darf nicht dazu verleiten, auch den Außenwiderstand der Stufe kleinzuhalten: Die Wechselstrom-

leistung, die eine Röhre abgeben kann, ist in Anoden- und Katodenbasisschaltung die gleiche. Der Außenwiderstand der Anodenbasisschaltung muß daher genauso groß sein wie in Katodenbasisschaltung.

Es ist üblich, für den Außenwiderstand Werte von 5 bis 20 k Ω zu wählen. Sein Wert wird nach oben durch die maximal zulässige Katodenheizfadenspannung begrenzt. (Ein Pol der Heizung liegt meist an Masse.)

Für den Eingangswiderstand gilt

$$R'_{gk} = \frac{R_{gk}}{1 - V'_u}. \quad (2)$$

Aus Gl. (2) geht hervor, daß ein möglichst großer Wert von V'_u erwünscht ist. Die durch die Anodenbasisschaltung bewirkte Vergrößerung des Eingangswiderstands erstreckt sich lediglich auf Schaltelemente, die sich zwischen Katode und Gitter befinden. Im Fall der automatischen Gittervorspannungserzeugung wird meist ein Teil des Außenwiderstands für diese Aufgabe verwendet (s. Bild 1). Der Eingangswiderstand beträgt dabei

$$R'_c = \frac{R_g}{1 - V'_u \frac{R_a - R_k}{R_a}} \quad (3)$$

Von der Vergrößerung des Eingangswiderstands sind die Blindkomponenten im gleichen Maße betroffen wie die reelle Komponente, d. h., auch die Eingangskapazität der Anodenbasisschaltung erscheint entsprechend verkleinert.

Gemäß dem Prinzip der Anodenbasisschaltung trägt zur Aussteuerung nur die Differenz von Eingangsspannung und Ausgangsspannung bei, d. h., es wirkt zwischen Gitter und Katode lediglich

$$U_{gk} = U_c (1 - V'_u). \quad (4)$$

3. Dimensionierungsbeispiel

Eine Röhre EC 92 soll als Eingangsstufe in Anodenbasisschaltung mit $U_b = 250$ V betrieben werden. Wie groß sind V'_u , R'_i , R'_{gk} und $U_{gk, \max}$?

Da die Spannung U_{fk} zwischen Heizfaden und Katode bei der Röhre EC 92 maximal 100 V betragen darf, soll am Außenwiderstand kein größerer Wert abfallen. Aus Sicherheitsgründen wird $U_{fk} = 80$ V gewählt, d. h., zwischen Anode und Katode wirken $250 - 80 = 170$ V. Bei einer Gittervorspannung von 1 V fließt ein Anodenstrom von 5 mA (Werte lt. Kennlinienfeld). Da die Stufe im Eingang betrieben wird, kann man mit einer kleinen Eingangsspannung rechnen. Die Gittervorspannung wird deshalb durch Anlaufstrom erzeugt (vgl. dazu Bl. 3-1 *Rauscharme NF-Vorstufe*). Den Wert des Gitterableitwiderstands wählt man zu etwa 30 M Ω , die Gittervorspannung stellt sich daran auf etwa 0,8 bis 1 V ein. Für den Außenwiderstand ergibt sich

$$R_a = \frac{U_{fk}}{I_a} = \frac{80 \text{ V}}{0,005 \text{ A}} = 16000 \Omega;$$

gewählt wird der Normwert 15 k Ω .

Die Spannungsverstärkung (mit $\mu = 56$ im Arbeitspunkt und $R_i = 14$ k Ω) wird nach Gl. (1)

$$\begin{aligned} V'_u &= \frac{58}{58 + 1} \cdot \frac{16000}{\frac{14000}{58 + 1} + 16000} \\ &= 0,983 \cdot \frac{16000}{237 + 16000} = 0,969. \end{aligned}$$

Der Wert von R_i ergibt sich ebenfalls aus Gl. (1). Er ist 237 Ω und weicht somit nur wenig von $\frac{1}{S}$ im Arbeitspunkt ($\approx 238 \Omega$)

ab. Für R'_{gk} erhält man aus Gl. (2)

$$R'_{gk} = \frac{3 \cdot 10^7}{1 - 0,969} = 1,11 \cdot 10^9 \Omega.$$

Betrachtet man den Wert $U_g = 0 \text{ V}$ als Übersteuerungsgrenze, so wird dieser Zustand bei $-0,8 \text{ V}$ Gittervorspannung und einer sinusförmigen Gitter-/Katoden-Wechselspannung von $\frac{0,8 \text{ V}}{\sqrt{2}} \approx 0,565 \text{ V}$ bewirkt.

Diese Gitter-/Katoden-Wechselspannung entspricht gemäß Gl. (4) einer Eingangsspannung U_e von

$$\frac{0,565 \text{ V}}{1 - 0,969} = 18,3 \text{ V.}$$

Erst bei dieser Eingangsspannung ist die Stufe übersteuert!

4. Transistorisierte Impedanzwandler

Das Prinzip des transistorisierten Impedanzwandlers (Bild 2) entspricht dem des röhrenbestückten. Die Eingangsspannung wird der Basis zugeführt und die Ausgangsspannung am Emmitter abgenommen. Die gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgangsspannung der Stufe ist in diesem Fall der Kollektor, daher wird die Stufe auch *Kollektorstufe* genannt.

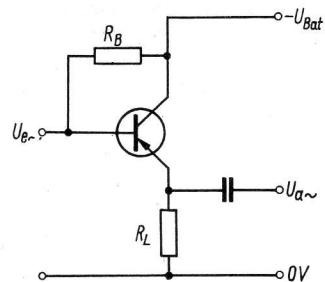


Bild 2 Transistorbestückte Kollektorstufe

Im Gegensatz zur weitgehend rückwirkungsfreien Elektronenröhre besteht beim Transistor eine Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang.

Das erkennt man besonders aus der Beziehung

$$r_E \approx h_{21e} \cdot R_L; \quad (5)$$

h_{21e} – Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung,

r_E – Eingangswiderstand der Kollektorstufe,

R_L – (Wechselstrom-)Lastwiderstand.

Auch bei dieser Schaltung bezieht sich die Vergrößerung des Eingangs- (Schein-) Widerstands nur auf den Widerstand zwischen Ein- und Ausgangselektrode, d. h. zwischen Basis und Emmitter. Deshalb erscheint die Gewinnung der Basisvorspannung durch einen einfachen Widerstand R_B zum Minuspol der Batterie (beim pnp-Transistor) gemäß Bild 2 besonders vorteilhaft. Dieser Widerstand ist meist relativ groß.

Die Spannungsverstärkung der Kollektorstufe beträgt

$$V'_u = - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + R_L \cdot \Delta h_c}; \quad (6)$$

h_{11e} – Eingangskurzschlußwiderstand des Transistors in Kollektorschaltung,

h_{21e} – Kurzschlußstromverstärkung in Kollektorschaltung.

$$\Delta h_c = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e}. \quad (7)$$

5. Beispiel

Ein Transistor *GC 100* soll mit $U_{Bat} = 4 \text{ V}$ und $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ betrieben werden. Seine h -Parameter in Kollektorschaltung (Bild 2) sind $h_{11e} = 800 \Omega$, $h_{21e} = 60$, $\Delta h_c = 65$.

Der Arbeitspunkt wird im Kennlinienfeld des Transistors auf $-I_C = 0,38 \text{ mA}$, $-I_B = 10 \mu\text{A}$ festgelegt. Die zugehörige Spannung $-U_{BE}$ ist $0,12 \text{ V}$. Daraus ergibt sich der Wert des Basiswiderstands zum Minuspol:

$$R_B = \frac{U_{Bat} - |U_{BE}|}{|I_B|} = \frac{4 - 0,12}{10^{-5}} = 3,88 \cdot 10^5 \Omega.$$

Man wählt den Normwert $390 \text{ k}\Omega$.

Mit dem Lastwiderstand $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ wird der Eingangswiderstand nach Gl. (5)

$$r_E \approx 60 \cdot 10^4 \Omega = 600 \text{ k}\Omega.$$

Wird ein Koppelkondensator benötigt, so ist dieser für die Parallelschaltung von R_B und r_E zu dimensionieren.

Die Spannungsverstärkung ergibt sich aus Gl. (6):

$$V'_u = \frac{60 \cdot 10^4}{8 \cdot 10^2 + 65 \cdot 10^4} = 0,924.$$

6. Literatur

- [1] M. Pulvers: Transistortechnik, radio und fernsehen, Jahrgänge 1955 bis 1961
- [2] Katalog Transistoren, 2. Ausgabe 1965, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
- [3] K. K. Streng: Berechnung und Anwendung der Anodenbasisstufe, Teil 1, radio und fernsehen 7 (1958) 24, S. 721–724
- [4] F. Kunze: Röhreninformation *EC 92* in radio und fernsehen 3 (1954) 7, S. 216, bzw. 3, S. 87 und 88



1. Einleitung

Die üblichen Rundfunkgeräte haben röhrenbestückte Eintakt-Endverstärkerstufen mit Endleistungen von 2 bis 4 W. Diese Leistung wird von den gebräuchlichen Endpentoden erreicht. Trioden sind als Endstufen nicht üblich. Der Arbeitspunkt einer Eintakt-Endstufe liegt in der Mitte des aussteuerbaren Bereichs im I_a/U_a -Kennlinienfeld. Man nennt dies A-Betrieb.

2. Merkmale von Eintakt-Endstufen

Der optimale Außenwiderstand der Endpentode in Eintakt-A-Schaltung bestimmt sich näherungsweise zu

$$R_a = \frac{U_b}{I_a}; \quad (1)$$

U_b – Anodengleichspannung oder Batteriespannung (200 bis 250 V),
 I_a – Anodenstrom.

Dieser Widerstandswert muß im Ausgangsübertrager auf den Scheinwiderstandswert R_L der Schwingspule transformiert werden. Das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers ist näherungsweise

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}}$$

An der Anode erscheint immer der Außenwiderstand, der durch den Ausgangstransformator vom Schwingspulenscheinwiderstand R_L des jeweils angeschlossenen Lautsprechers transformiert wird. Es gibt also keine Ausgangsübertrager für 5 Ω bzw. 7,5 Ω , sondern lediglich Ausgangsübertrager mit einem bestimmten Übersetzungsverhältnis.

Der induktive Blindwiderstand des Ausgangsübertragers (Primärseite) ist abhängig von der Windungszahl und von den Daten des verwendeten Eisenkerns für den Übertrager. Er soll bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz mindestens gleich R_a sein, zweckmäßig sogar (3 bis 5) $\cdot R_a$.

Da der durch die Primärwicklung des Ausgangsübertragers fließende Anodengleichstrom bei der 4-W-Endstufe bereits eine merkliche Gleichfeldstärke im Übertragerkern hervorruft, die diesen »vormagnetisiert«, fügt man im Interesse möglichst geringer nichtlinearer Verzerrungen in den Eisenweg des Übertragerkerns einen kleinen Luftspalt ein (0,5 bis 2 mm). Dieser Luftspalt setzt den Einfluß der Gleichstromvormagnetisierung herab. Er verringert jedoch auch die wirksame Permeabilität des Übertragerkernmaterials, die durch die Gleichfeldstärke ebenfalls beeinflußt wird. Die Berechnung eines gleichstromdurchflossenen Übertragers ist deshalb sehr kompliziert und erfordert mehrere Rechenansätze [1], [2].

Die negative Gittervorspannung $-U_g$ der Endröhre ergibt sich aus den Röhrendaten und ist vorgeschrieben, sobald $U_b (= U_{g2})$ und I_a feststehen. Wird (wie bei Eintaktstufen fast immer) die Gittervorspannung automatisch, d. h. durch einen Katodenwiderstand R_k , erzeugt, so gilt für diesen

$$R_k = \frac{|-U_g|}{I_k}; \quad (2)$$

$I_k = I_a + I_{g2}$ – Katodenstrom.

Der Gitterableitwiderstand R_g dient lediglich zur galvanischen Schließung des Gitterkreises, d. h., er legt das Gitter gleichstrommäßig an Masse. Durch die um $I_k \cdot R_k$ positive Katoden-Masse-Spannung ist das Gitter um diesen Betrag negativer als die Katode, d. h. bezogen auf diese, negativ vorgespannt. Sein Wert bleibt deshalb in weiten Grenzen unkritisch. Die Röhrenhersteller schreiben lediglich einen Maximalwert vor (etwa 0,5 M Ω), den die Isolation der Röhrenfassung bedingt.

Das Schirmgitter hat die Spannung $+U_b$. Es ist jedoch nicht unmittelbar mit dem Punkt $+U_b$ verbunden. In der Praxis findet man meist kleine Widerstände (100 Ω /0,1 W) zwischen Schirmgitter und Anodengleichspannung. Diese Widerstände sollen hochfrequente

Schwingungen im UHF-Bereich verhindern, wozu steile Endröhren neigen. (Die Kreisinduktivität wird bei diesem ungewollten Oszillator durch die Zuleitungen gebildet; als Kondensator dienen Röhren- und Schaltkapazitäten.)

Dem gleichen Zweck dient auch der 1-k Ω -Widerstand unmittelbar am Steuergitteranschluß, den man oft in Endstufen findet. Auf die Gleichstromverhältnisse und die Wirkungsweise bei Niederfrequenz haben die erwähnten Widerstände vor Schirm- und Steuergitter keinen Einfluß.

Das Bremsgitter ist bei den meisten Endpentoden unmittelbar, d. h. innerhalb des Röhrenkolbens, mit der Katode verbunden.

Charakteristisch für die Eintakt-A-Endstufe: Das Steuergitter wird leistungslos gesteuert, d. h., es genügt eine einfache Spannungsverstärkerstufe vor der Endstufe. Die Kopplung erfolgt über einen Koppelkondensator der Größe

$$C_{ko} = \frac{10^{12}}{\sqrt{(A \cdot R_g)^2 - R_g^2 \cdot 2\pi f_u}}; \quad (3)$$

C_{ko} – Koppelkondensator in pF,

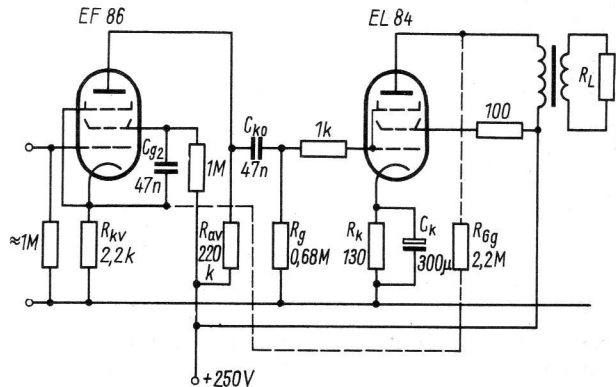
R_g – Gitterableitwiderstand in Ω ,

f_u – unterste Übertragungsfrequenz in Hz,

A – Verstärkungsabfall bei f_u gegenüber 1 000 Hz (Dezimalbruch).

Achtung! A gibt lediglich den Abfall an, der im RC-Glied vor der Endstufe auftreten darf!

3. Beispiel: Eintakt-A-Endstufe



Röhrenbestückter NF-Verstärker (Vor- und Endstufe) für etwa 4 W Ausgangsleistung

Einer Vorverstärkerpentode EF 86 folgt die Endstufe mit der Röhre EL 84. Gemäß Angaben der Röhrenhersteller [3] liegt ein empfohlener Arbeitspunkt der EL 84 im Eintakt-A-Betrieb bei $U_{g2} = U_a = 250$ V, $I_a = 48$ mA, $-U_{g1} = 7,3$ V. I_{g2} beträgt dabei 5,5 mA.

Der Außenwiderstand ist nach Gl. (1)

$$R_a = \frac{250 \text{ V}}{0,048 \text{ A}} \approx 5200 \Omega \text{ oder } 5,2 \text{ k}\Omega.$$

Der Katodenwiderstand ergibt sich aus Gl. (2) zu

$$R_k = \frac{7,3 \text{ V}}{0,0535 \text{ A}} = 136 \Omega.$$

Man kann auf den Wert 130 Ω abrunden, da ja infolge des Gleichspannungsabfalls an der Primärseite des Ausgangsübertragers die Spannung Anode-Katode kleiner als 250 V ist.

Die Größe des Katodenkondensators erhält man mit ausreichender Genauigkeit aus

$$C_k \approx \frac{5,7 \cdot S \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi f_u};$$

S = Steilheit der Röhre in $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$ (für EL 84 etwa 10 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$).

Bei $f_u = 30$ Hz ist dann C_k mindestens

$$\frac{5,7 \cdot 10^{-3}}{188,4} \approx 3 \cdot 10^{-4} \text{ F oder } 300 \mu\text{F.}$$

Die Ausgangsleistung einer Endstufe mit diesen Daten liegt bei 5,3 W (bei 10% Klirrfaktor), die dazu erforderliche Gitterwechselspannung beträgt etwa 4,3 V.

Die Ausgangsleistung von 5,3 W ist vor dem Ausgangsübertrager vorhanden; ein Teil von ihr deckt die Verluste des Übertragers. Bei einem Übertragerwirkungsgrad von 0,75 ist die auf der Sekundärseite, d. h. an der Schwingungspule, verfügbare Leistung

$$5,3 \cdot 0,75 \approx 4 \text{ W.}$$

Die Vorverstärkerpentode EF 86 arbeitet mit der gleichen Anodengleichspannung $U_b = 250$ V, mit einem Außenwiderstand $R_{av} = 220$ k Ω und einem Katodenwiderstand $R_{kv} = 2,2$ k Ω . Der Schirmgitterwiderstand beträgt 1,0 M Ω .

Für die Größe des Schirmgitterkondensators (zwischen Schirmgitter und Katode, in der Praxis meist zwischen Schirmgitter und Masse) genügt folgende Faustformel

$$C_{g2} \approx \frac{1,6}{f_u \cdot R_{g2}};$$

R_{g2} (Schirmgitterwiderstand) in M Ω , C_{g2} in μF .

Im vorliegenden Fall wird

$$C_{g2} \approx \frac{1,6}{30 \cdot 1} = 0,053 \mu\text{F.}$$

Man wählt den Normwert 47 nF.

Für eine derartig dimensionierte Stufe ist die Spannungsverstärkung etwa 180, wenn, wie in Bild 1 eingetragen, der Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe (in diesem Fall EL 84) 0,68 M Ω beträgt.

Läßt man bei der Frequenz 30 Hz einen Verstärkungsabfall von 1,1 für das Kopplungsglied zu, so ergibt sich der Koppelkondensator aus den anderen bekannten Werten nach Gl. (3) zu

$$C_{ko} = \frac{10^{12}}{\sqrt{(1,1 \cdot 0,68 \cdot 10^6)^2 - 0,68^2 \cdot 10^{12} \cdot 6,28 \cdot 30}} \approx 5,3 \cdot 10^4 \text{ pF.}$$

Gewählt wird ein Kondensator von 47 nF.

Die am Steuergitter der Vorverstärkerpentode erforderliche Wechselspannung ist

$$\frac{4,3 \text{ V}}{180} = 24 \text{ mV.}$$

Diese Eingangsspannung kann durch die Kennlinienstreuungen der beiden Elektronenröhren beträchtlich vom errechneten Wert abweichen. Außerdem ist der Klirrfaktor der Endstufe von 10% (der Klirrfaktor der Vorstufe kann vernachlässigt werden) für die heutigen Ansprüche zu groß. Aus diesen Gründen wird eine Gegenkopplung eingeführt (in Bild 1 gestrichelt gezeichnet). Man führt sie zweckmäßig über End- und Vorstufe. Sie verringert die Spannungsverstärkung innerhalb der Stufen, auf die sie wirkt, mit

$$\frac{v}{v'} = 1 + v \cdot \frac{R_{kv}}{R_{kv} + R_{Gg}} \left(1 + \frac{1}{v_2} \cdot \frac{R_{Gg}}{R_{av}} \right); \quad (4)$$

v – Gesamtverstärkung ohne Gegenkopplung,

v' – Gesamtverstärkung mit Gegenkopplung,

R_{Gg} – Gegenkopplungswiderstand von der Anode der Endstufe auf die Katode der Vorstufe,

v_2 – Spannungsverstärkung der Endstufe.

Die anderen Symbole traten bereits auf und werden als bekannt vorausgesetzt.

Mit $v_2 = 38$, $R_{kv} = 2200 \Omega$, $R_{Gg} = 2,2 \cdot 10^6 \Omega$, $v = 38 \cdot 180 = 6850$ und $R_{av} = 0,22 \text{ M}\Omega$ wird nach Gl. (4) das Verhältnis $\frac{v}{v'} =$

$9,5 \approx 10$. Die erforderliche Eingangsspannung des gegengekoppelten Verstärkers ist um das gleiche Verhältnis größer, d. h. $24 \cdot 10 = 240$ mV. Der Klirrfaktor geht näherungsweise um das umgekehrte Verhältnis zurück, d. h. um den Faktor 0,1. Er ist dann gleich $10 \cdot 0,1 = 1\%$. Alle Faktoren, die innerhalb der gegengekoppelten Stufen auf die linearen Verzerrungen (= auf den Frequenzgang)

einwirken, werden ebenfalls um $\frac{v}{v'}$ verringert, d. h. im Beispiel auf

$$\frac{1}{10}$$
 ihres Wertes.

Im vorliegenden Fall wird der Abfall im Koppelglied zwischen Vor- und Endstufe von 1,1 auf 1,01 verringert.

Der Einfluß des Ausgangsübertragers, seine Daten und seine Berechnung werden hier nicht aufgeführt, da diese Rechnungen nicht zur Endstufe gehören. Meist wird der Amateur ohnehin handelsübliche, d. h. fertige Übertrager verwenden, deren Daten feststehen.

Der Einfluß der anderen Glieder auf die Verstärkung bei hohen Frequenzen kann für den gegengekoppelten Endverstärker als sehr gering vernachlässigt werden.

In Bild 1 sind die Werte eines Beispiels eingetragen, doch müssen andere Werte nicht unbedingt schlechtere Parameter für den Verstärker ergeben. Man halte sich aber bei der Dimensionierung von Verstärkerstufen stets an die vom Röhrenhersteller empfohlenen Werte, wenn man die einzelnen Kennwerte des Verstärkers nicht (mit der erforderlichen Genauigkeit) messen kann.

4. Literatur

- [1] K. K. Streng: ABC der NF-Technik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- [2] G. H. Domsch: Der Übertrager in der Nachrichtentechnik, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig 1953
- [3] RFT-Taschenbuch Empfängerröhren, Ausgabe 1965



1. Einleitung

Gegentaktendstufen geben (bei gleichem Klirrfaktor) mehr als die doppelte Wechselstromleistung einer einzelnen Röhre gleichen Typs ab. Deshalb werden sie überall dort verwendet, wo man große Ausgangsleistungen fordert. Daneben hat die Gegentaktschaltung vor der Parallelschaltung von 2 Röhren den Vorteil, daß sich quadratische Verzerrungen, die innerhalb der Stufe entstehen, aufheben.

Außerdem hebt sich infolge der gegensinnigen Anodenwicklungen auch die Gleichstromvormagnetisierung des Ausgangsübertragers auf. Man kommt daher mit kleineren Übertragern aus und braucht keinen Luftspalt in ihrem Eisenweg vorzusehen.

2. AB-Verstärker

Eine relativ einfache Gegentaktschaltung läßt sich mit 2 Endpentoden *EL 84* verwirklichen. Der Hersteller empfiehlt, diese Röhren mit einem gemeinsamen Katodenwiderstand von 130Ω zu betreiben. Als günstiger Außenwiderstand von Anode zu Anode wird ein Wert von $8 \text{ k}\Omega$ vorgeschlagen. Diese Einstellung ergibt eine an den Röhrenanoden entnehmbare Ausgangsleistung von 17 W bei 4% Klirrfaktor und bei einer Gitterwechselspannung von $2 \times 10 \text{ V}$. Der Anodenruhestrom beträgt $2 \times 36 \text{ mA}$, der Schirmgitterruhestrom $2 \times 4 \text{ mA}$.

Bei diesen Anoden- und Schirmgitterruhestromen beträgt die Gittervorspannung etwa $-10,4 \text{ V}$. Bei kleinen Aussteuerungen führen beide Röhren während der ganzen Periode der steuernden Wechselspannung Strom. Sie arbeiten im A-Betrieb. Bei größeren Aussteuerungen steigen die Gittervorspannungen; eine Röhre wird während eines Teiles jeder Halbwelle gesperrt. (Die Gittervorspannung steigt bis etwa $-14,8 \text{ V}$.) Die Röhre arbeitet dann annähernd im B-Betrieb, daher der Name AB-Betrieb für diese Schaltung: A-Betrieb bei kleiner, B-Betrieb bei großer Aussteuerung. Die Gittervorspannung bleibt während der gesamten Periode der Gitterwechselspannung negativ, d. h., es fließt praktisch kein Gitterstrom.

3. Vorstufe

Man kann unmittelbar vor der Gegentaktendstufe eine Phasenumkehrstufe anordnen, die aus einer Steuerspannung 2 gleich große, jedoch um 180° verschobene Steuerspannungen herstellt. Da die erforderliche Gitterwechselspannung der Endröhren mit je 10 V relativ groß ist, werden die Vorstufen ebenfalls in Gegentakt geschaltet (Bild 1). Verwendet man dafür Trioden, so heben sich die

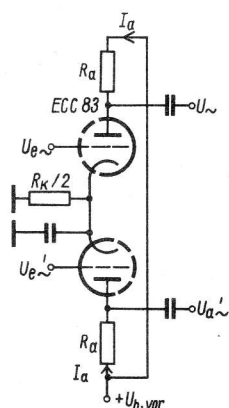


Bild 1 Schaltung der Gegentaktvorstufe

vorwiegend entstehenden, geradzahigen Klirrvverzerrungen in der Gegentaktschaltung auf – ein weiterer Vorteil der Gegentaktvorstufe.

Im beschriebenen Beispiel wird eine Doppeltriode *ECC 83* verwendet, je ein System vor jeder Endpentode. Der Röhrenhersteller empfiehlt folgende Dimensionierung:

50 V der Batteriespannung von 300 V sollen an einem Siebwiderstand R_s abfallen (sein Wert wird später berechnet). Mit $U_{b, \text{vor}} = 250 \text{ V}$, $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ und $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$ ist $V_u = 54,5$ bei $I_a = 0,86 \text{ mA}$. Der Klirrfaktor beträgt bei 10 V Ausgangsspannung etwa 4% . Durch die Gegentaktschaltung soll er auf ein Zehntel dieses Wertes, d. h. auf etwa $0,4\%$, zurückgehen. Infolge der Spannungsverstärkung ist die zur Aussteuerung der Vorstufen benötigte Gitterwechselspannung bei voller Ausgangsleistung $\frac{10 \text{ V}}{54,5} \approx 0,184 \text{ V}$.

4. Phasenumkehrstufe

Vor der Gegentaktvorstufe befindet sich die Phasenumkehrstufe. Der Röhrenhersteller empfiehlt eine Schaltung nach Bild 2. Bei $U_{b, \text{vor}} = 250 \text{ V}$ wählt man $R_k = 1200 \Omega$; für beide Röhren gilt dann $I_a = 1,08 \text{ mA}$ und $V_u = 58$. Die erforderliche Eingangsspannung dieser Stufe wird für $0,184 \text{ V}$ Ausgangsspannung

$$\frac{0,184 \text{ V}}{58} \approx 0,00316 \text{ V} \text{ oder } 3,16 \text{ mV.}$$

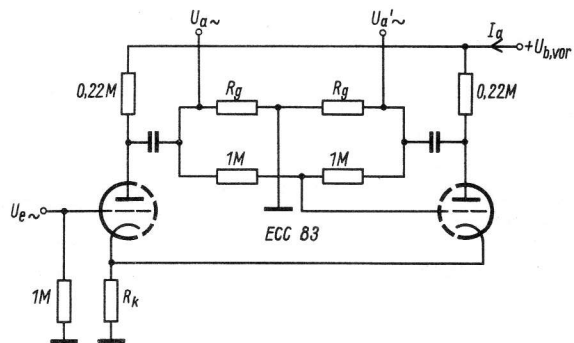


Bild 2 Schaltung der Phasenumkehrstufe

5. Koppelkondensatoren

Die Kopplungskondensatoren zwischen Vor- und Endstufe errechnet man mit $R_g = 0,47 \text{ M}\Omega$ und $1,1$ fachem Spannungsabfall für $f_u = 30 \text{ Hz}$ aus

$$C_k = \frac{10^{12}}{\sqrt{(1,1 \cdot 0,47 \cdot 10^6)^2 - (0,47 \cdot 10^6)^2}} \cdot 6,28 \cdot 30$$

$$\approx 2,38 \cdot 10^4 \text{ pF.}$$

Gewählt wird der Normwert 22 nF .

6. Siebwiderstand

Der Siebwiderstand R ist für alle Vorstufen gemeinsam. Daher fließt durch ihn ein Strom von $2 \cdot 0,86 + 1,08 = 2,8 \text{ mA}$. Der Spannungsabfall soll 50 V betragen. Damit wird

$$R_s = \frac{50 \text{ V}}{2,8 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 1,79 \cdot 10^4 \Omega.$$

Man wählt den Normwert $18 \text{ k}\Omega$.

7. Gegenkopplung

Die Spannungsempfindlichkeit ist mit $3,16 \text{ mV}$ so groß, daß man sie durch eine Gegenkopplung herabsetzen kann. Gewählt wird eine Spannungsgegenkopplung von der Anode der Endröhre auf die Katode der Vorröhre, wie sie bereits beim *Röhren-Eintakt-Endverstärker* (siehe Blatt 3-7) verwendet wurde. Die Werte können pro-



1. Einleitung

Die Endstufe eines Tonfrequenzverstärkers soll dem Verbraucher (Lautsprecher) eine solche Wechselleistung zuführen, daß dieser eine den Umweltbedingungen angepaßte akustische Leistung abzugeben vermag. Endstufen sind also Leistungsverstärker. Je nach Anwendungsfall liegt die erforderliche Wechselleistung zwischen einigen Milliwatt und einigen Watt. Das vorliegende Blatt stellt den Dimensionierungsbeispielen von Bl. 3-10 und Bl. 3-11 einige qualitative Betrachtungen voran.

Die Verbraucher sind im allgemeinen sehr niederohmig (Größenordnung 3 bis 10 Ω). Eine mittlere Leistung von z. B. 100 mW, d. h. 10^{-1} W (Taschenempfänger) erfordert also nach

$$I = \sqrt{\frac{P}{R_L}}$$

bei z. B. $R_L = 10 \Omega$ einen Strom von

$$I = \sqrt{\frac{10^{-1}}{10}} = 10^{-1} \text{ A} = 100 \text{ mA}$$

bei einer Spannung von

$$U = \frac{P}{I} = \frac{0,1}{0,1} = 1 \text{ V.}$$

Der Verbraucher wird vereinfachend als rein ohmscher Widerstand angesehen. Da sich die effektive Wechselleistung aus dem Produkt der Effektivwerte von Strom und Spannung ergibt (eine Phasenverschiebung sei auch weiterhin vernachlässigt), treten im Beispiel Spitzenwerte der Sinusschwingung von $100 \cdot \sqrt{2} \approx 140 \text{ mA}$ und $1 \cdot \sqrt{2} \approx 1,4 \text{ V}$ auf.

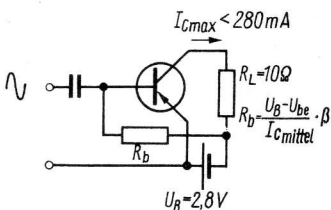


Bild 1 Endstufe ohne Ausgangstransformator

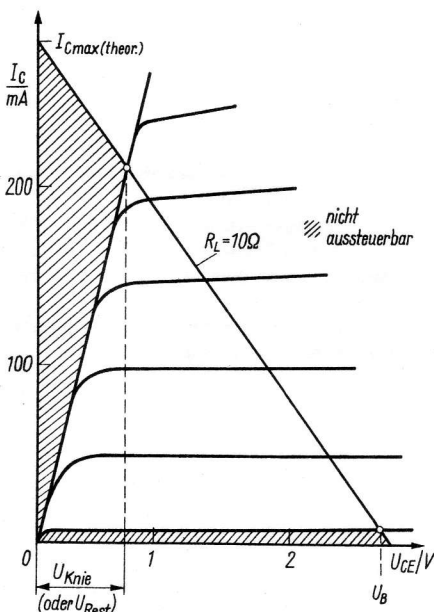


Bild 2 I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld für Bild 1 (U_B muß im Schnittpunkt von R_L mit U_{CE} -Achse liegen.)

Ein Verstärker, der den vollen Sinuszug übertragen soll, muß aber auch »—140 mA« und »—1,4 V« übertragen, d. h. im günstigsten Fall um den Ruhestrom 140 mA nach 0 und 280 mA sowie um 1,4 V nach 2,8 V und 0 V hin aussteuerbar sein. Eine solche Dimensionierung (Bild 1) ist für das Gesamtgerät und die Stufe selbst sehr ungünstig. Nur 2,8 V Batteriespannung (also etwa 3 V \triangleq 2 Stabzellen) bedeuten für den Vorverstärker sehr schlechte Gesamtverstärkung, da die Transistoren in der Nähe des gar nicht aussteuerbaren Bereichs (Kniespannung) und mit kleinen Kollektorwiderständen arbeiten müßten. Die Endstufe selbst wird davon noch stärker betroffen. Bei dem genannten großen Strom (für den der Transistor geeignet sein muß!) beträgt die Kniespannung, unter der nicht mehr angesteuert werden kann, schon etwa 0,5 V (Bild 2); die errechnete Ausgangsleistung kommt also gar nicht zustande. Außerdem belastet der hohe Grundstrom die Batterie stark: Ein RZP 2 z. B. (wenn man die Rechnung auf 2 V ändert) würde nur etwa 3 Betriebsstunden erlauben; mit Monozellen wäre der Unterschied von frischer und alter Batterie bezüglich ΔP zu groß.

Weiterhin ergeben sich dadurch für den Verstärker leicht Rückwirkungen der Ausgangsspannung auf den Eingang über den Batterieinnenwiderstand. Schließlich müssen noch die Verzerrungen erwähnt werden, die bei diesem Beispiel recht störend sein können.

Dennoch ist ein solcher einfacher, »eisenloser« A-Ausgang in bestimmten Fällen brauchbar, vor allem, wenn eine Batterie größerer Kapazität zur Verfügung steht und wenn Transistor sowie Lautsprecher die auftretenden Ströme vertragen. In allen anderen Fällen greift man zur Trafoanpassung; Übertragungsverluste und Frequenzgang treten gegenüber den Vorteilen meist in den Hintergrund. Allerdings wird das notwendige Volumen größer. Es gibt auch eisenlose Endstufen größeren Aufwands, an die der Lautsprecher gleichstromfrei angeschlossen wird.

2. Die Endstufe mit Übertrager

Statt des in Bild 2 eingezeichneten Lautsprecherwiderstands kommt jetzt im Kennlinienfeld dessen übersetzter Wert zur Wirkung. Vernachlässigt man den Kupferwiderstand des Übertragers gegenüber dem übersetzten Widerstand (das ist nicht immer zulässig; die gestrichelte Linie in Bild 3 deutet seine Auswirkung an), so steht im »Ruhezustand« die volle Batteriespannung am Transistor. (Diese Betrachtungen beziehen sich zunächst nur auf die A-Stufe, deren Arbeitspunkt bekanntlich in der Mitte des aussteuerbaren Kennlinienbereichs liegt.) In Bild 2 war es nur die Hälfte, um die angesteuert werden konnte. Das ist ein erster Vorzug der Übertragerkopplung. Der zweite besteht darin, daß die mit kleiner Spannung und großem Strom in R_L umgesetzte Leistung jetzt vom Transistor mit kleinerem Strom bei größerer Spannung aufgebracht werden kann. Während also vorher vor allem auf den maximal zulässigen Strom des Transistors zu achten war, spielt nun die zulässige Spannung eine Rolle: Bei symmetrischer Aussteuerung (die voraus-

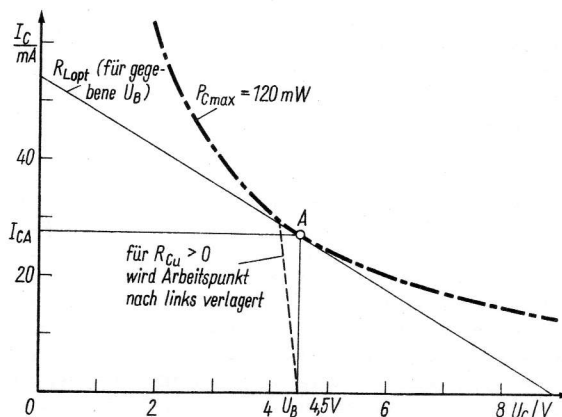


Bild 3 Endstufe mit Ausgangstransformator – Kennlinienfeld

gesetzt wird) kann die Spannung am Kollektor den doppelten Wert der Batteriespannung annehmen! In beiden Fällen aber darf das Produkt aus Arbeitspunktstrom und -spannung nicht die bei der Betriebstemperatur zugelassene Verlustleistung des Transistors übersteigen. Im Kennlinienfeld $I_c = f(U_c)$ ergibt sich für diese Grenzkennlinie P_{\max} wegen

$$I \cdot U = P = \text{konst. über}$$

$$I = \frac{P}{U}$$

eine hyperbolische Abhängigkeit (s. strichpunktierte Kurve in Bild 3). Die Kennlinie des übersetzten Lastwiderstands muß, wenn der Transistor »voll ausgeschöpft« werden soll, diese Kurve tangieren. Das geschieht entweder (bei $R_{Cu} \rightarrow 0$) senkrecht über der Batteriespannung U_B oder um den Betrag $\Delta U \approx I \cdot R_{Cu}$ nach links verschoben. Es gibt also für jede Batteriespannung nur einen optimalen Widerstand. U_B darf so hoch liegen, wie es von der zulässigen Kollektorspannung her erlaubt ist, und I_{CA} muß so niedrig bleiben, daß $2 I_{CA}$ (I_{CA} = Strom im Arbeitspunkt) höchstens gleich dem zulässigen Kollektorstrom wird. (Exakt sind für die Grenzwerte und damit für die Lage des Arbeitspunkts bei optimaler Aussteuerung noch die Werte von Reststrom und Kniespannung zu berücksichtigen.) Rechenarbeit läßt sich sparen, wenn man aus Bild 4 den optimalen Widerstand abliest. Dieses aus [1] stammende Nomogramm ist auch für größere $P_{C\max}$ anwendbar, wenn man folgende Umrechnung benutzt:

$$\text{Für } n \cdot P_{C\max} \text{ gilt } n \cdot I_c \text{ und } \frac{R_{L\text{opt}}}{n}$$

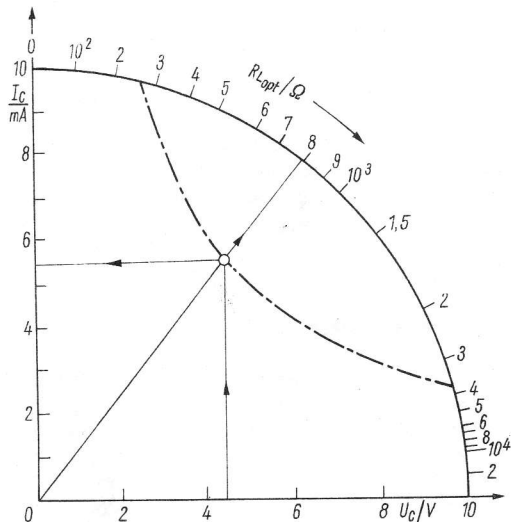


Bild 4 Optimaler Lastwiderstand als Funktion von I_c und U_c mit eingezeichnetem Beispiel ($P_{C\max} = 25 \text{ mW}$, strichpunktierte Linie)

Beim Entwurf von A-Endstufen mit größeren Strömen und höheren Primärwindungszahlen (deren Mindest-L nach gleichen Gesichtspunkten wie bei Röhrendstufen zu wählen ist) empfiehlt es sich, die vom Gleichstrom verursachte Vormagnetisierung des Kernes zu überprüfen, denn das Eisen darf auch bei Spitzenstrom noch nicht in die Sättigung geraten (Verzerrungen)! Manchmal wird daher ein größerer Luftspalt nötig, der natürlich nur bei einseitiger Schichtung der mit ihm versehenen Bleche zur Wirkung kommt. Die in Bl. 3-10/Bl. 3-11 enthaltenen Beispiele tragen diesen Verhältnissen Rechnung.

Liegt der Aufbau durch einen gegebenen Übertrager und durch einen entsprechenden Lautsprecher fest, so bringt nur die richtige Batteriespannung in Verbindung mit dem passenden Transistor optimalen Betrieb. Wird z. B. ein 4- Ω -Lautsprecher an einem Trafo betrieben, der eine Übersetzung auf 8 Ω (bei einer bestimmten Verlustleistung des Transistors für gegebene U_B) vornimmt, so ist die Stufe fehlangepaßt. Es fließt dann bei konstanter Batteriespannung nach »oben hin« ein doppelt so großer Spitzenstrom (falls die Aussteuerung ausreicht); er überschreitet zeitweise die Verlusthyperbel, während unterhalb des Arbeitspunkts der aussteuerbare Bereich gar nicht so groß ist, sondern nur dem vorherigen I entspricht (festes Basispotential vorausgesetzt). Man erhält dadurch entweder

große Verzerrungen oder kleinere Ausgangsleistung, denn die »steilere« Lastkennlinie erreicht gar nicht mehr $2 U_B$.

Abhilfe schafft in einem solchen Fall nur eine kleinere Batteriespannung, verbunden mit einem höher liegenden Arbeitspunkt (im Beispiel doppelter Strom). Dabei ist zu beachten, daß $I_{C\max}$ noch zulässig bleibt.

Aus Platzgründen und auf Grund der Tatsache, daß in den meisten Fällen handelsübliche bzw. schon durchgerechnete Übertrager zum Einsatz kommen, soll auf die bei der Berechnung von Übertragern wichtigen Probleme (z. B. Mindest-L für bestimmte untere Grenzfrequenz) verzichtet werden. Aufgabe des vorliegenden Blattes ist es, Zusammenhänge zu verdeutlichen, aus denen sich auch die Dimensionierung der in Bl. 3-10/Bl. 3-11 gebotenen Schaltungen einsehen läßt.

3. Gegentakt-B-Endstufen mit Ausgangstransformator

2 Transistoren möglichst gleicher Stromverstärkung und gleicher Eingangskennlinie kann man bekanntlich so einsetzen, daß jeder nur 1 Halbwelle verstärkt. Im Ruhezustand ist der Transistor im B-Betrieb nur sehr wenig geöffnet. Dieser kleine Strom soll Verzerrungen beim Nulldurchgang der Schwingung vermeiden. Sein Strom wächst mit der Aussteuerung. Das ist der große Vorteil der Gegentakt-B-Stufe gegenüber der A-Stufe: Es fließt nicht immer der große Arbeitspunktstrom der symmetrischen Aussteuerung, sondern nur ein von der Signalamplitude abhängiger Wert. Außerdem wird der Transistor auch nur belastet, wenn »seine« Halbwelle anliegt. Rechnet man mit der maximal möglichen Verlustleistung als Differenz von »hineingesteckter« Gleichstrom- und in R_L umgesetzter Wechselleistung, so ergibt sich schließlich (wobei immer die maximal zulässigen Werte von I_c und U_{CE} beachtet werden müssen) für den Lastwiderstand

$$R_L = \frac{U_B^2}{\pi^2 \cdot P_{v\max}}$$

Der 4fache Wert davon erscheint an den Primärklemmen des Ausgangstrafos.

Eingangsseitig erhält die Gegentaktendstufe im allgemeinen ebenfalls einen Übertrager. Er paßt den aus dem Quotienten von Steuerspannung und Basisstrom für den gewünschten $I_{C\max}$ bestimmten Eingangswiderstand jedes Transistors an den Treibertransistor an, der die entsprechende Steuerleistung aufzubringen hat. Durchgerechnete Beispiele dazu findet man in [1], das bei keinem Amateur fehlen sollte, sowie in [2].

4. Kühlprobleme

[1] und [2] weisen ebenfalls darauf hin, daß die im Datenblatt vermerkte Verlustleistung nur bei der zugehörigen Temperatur zulässig ist. Notwendige Kühlflächengrößen für die Wärmeabfuhr in ihrer Beziehung zur Außentemperatur und Verlustleistung sind z. B. in [3] beschrieben.

5. Literatur

- [1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
- [2] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik: Endstufen im B-Betrieb mit dem Transistor $\text{OC } 821 (60 T 5)$, Transistor-Leistungsverstärker mit dem Transistor $\text{OC } 831 (60 T 6)$
- [3] K. Schlenzig: Prüfgeräte für Transistoren und Dioden, Originalbauplan Nr. 4, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965

1. Einleitung

Bl. 3-9 brachte eine kurze Übersicht über die bei Transistorendstufen auftretenden Probleme. Im folgenden sollen 2 praktisch dimensionierte A-Stufen aus der Literatur vorgestellt werden. Während die erste den gerade noch sinnvollen Grenzfall für einen Kleinempfänger geringer Batteriekapazität bildet, ist die zweite vorwiegend für Betrieb aus einem größeren Sammler (Kfz. oder stationär) bzw. mit Netzteil gedacht.

2. A-Endstufe mit 40 mW Ausgangsleistung

Dieser nach einer Schaltung in [1] aufgebaute Verstärker darf bis etwa 45 °C mit 100 mW Kollektorverlustleistung betrieben werden. Der Transistor erhält dazu den bekannten aufsteckbaren Kühlkörper.

Zur Verringerung des Volumens (falls nur ungünstig große Kondensatoren nach TGL 7198 o. ä. vorliegen) kann die angegebene Kapazität über dem Emitterwiderstand verkleinert werden, wenn man sich mit einer höheren unteren Grenzfrequenz zufriedengibt. Die ursprüngliche Schaltung war für $f_{gu} = 50$ Hz dimensioniert. Statt mit 250 μ F (ohnehin kein handelsüblicher Wert) kann also z. B. mit 50 μ F gearbeitet werden, wenn $f_{gu} \approx 250$ Hz ausreicht. Bei Verwendung eines Kleinlautsprechers mit einem f_{gu} in der gleichen Größenordnung läßt sich das ermöglichen.

Aus Volumengründen kann man auch noch versuchen, den angegebenen Kern M30 durch einen M20 zu ersetzen (einseitige Schachtelung mit Luftspalt beachten!), wenn die dadurch absinkende Ausgangsleistung in Kauf genommen wird. Sie resultiert u. a. aus dem bei gleicher Windungszahl wachsenden Gleichstromwiderstand der Wicklung, da der kleinere Wickelquerschnitt dünneren Draht verlangt. Die durch die beginnende Eisensättigung bedingten Verzerrungen setzen außerdem bei einer geringeren Wechselleistung ein; schließlich ist die wirksame Induktivität und damit die untere Grenzfrequenz des Verstärkers bei dem kleineren Kern sowie bei gleicher Windungszahl geringer. Einen Kompromiß zwischen Gleichstromwiderstand und Grenzfrequenz bilden etwa 400 Wdg., 0,1-mm-CuL.

Die Schaltung der Endstufe zeigt Bild 1. Sie wurde mit einer ebenfalls temperaturstabilisierten Vorstufe dargestellt, da es sinnvoll ist, sie mit mindestens einem NF-Transistor als Vorverstärker anzusteuern.

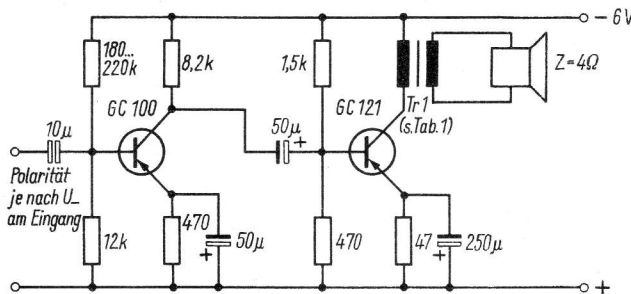


Bild 1 A-Endstufe für 40 mW

Die Übertragerdaten enthält Tabelle 1. Achtung! Die hochpermeablen Bleche (D- und E-Normbleche) sind gegen Verformen sehr empfindlich und reagieren mit einer Verringerung von μ_{rel} ! Daher ist jedes stärkere Verbiegen zu vermeiden!

Tabelle 1 Übertragerdaten für Bild 1

Kern	Luftspalt	w_{prim}	d_{prim}	w_{sek}	d_{sek}
M 30					
D1/01	0,5 mm	662	0,16-mm-CuL	106	0,45-mm-CuL

Die Betriebswerte für den Verstärker in der Originaldimensionierung bringt Tabelle 2.

Tabelle 2 Betriebswerte der Endstufe des Verstärkers nach Bild 1

Arbeitspunktwerte		Ausgangswerte	
U_{CE}	4 V	f_u	50 Hz
I_C	25 mA	R_L	4 Ω
P_C	100 mW	P_A	> 40 mW
P_{Batt}	150 mW	k	< 10%
r_{E}^*	$\approx 90 \Omega$	g_L	> 30 dB

* Für Vollaussteuerung.

3. A-Endstufe für 1 W Ausgangsleistung

Eine interessante Schaltung stammt aus [2] (Bild 2). Dort wurde der Transistor OC 30 (Valvo) benutzt. Er entspricht näherungsweise dem DDR-Typ GD 160. Beide haben einen Wärmewiderstand von $R_{thi} = 7,5 \frac{grad}{W}$; d. h., je Watt zugeführter Verlustleistung steigt

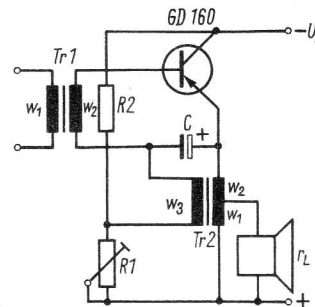


Bild 2 A-Endstufe für 1 W

die Kristalltemperatur um 7,5 °C über die Umgebungstemperatur. Bei 0 °C Außentemperatur könnte man also theoretisch 10 W zuführen, bevor der Kristall in die Nähe seiner höchstzulässigen Temperatur kommt. Praktisch muß zu diesem R_{thi} noch der Übergangswiderstand Gehäuse-Luft addiert werden, den man mit Kühlblechen reduzieren kann. In der vorliegenden Dimensionierung wird für Temperaturen bis 45 °C ein geschwärztes Aluminiumblech von mindestens 100 mm \times 120 mm \times 1,5 mm empfohlen, möglichst senkrecht montiert, d. h. auf der Kante stehend angeordnet. Die Schaltung hat folgende Besonderheiten:

- Trotz der Anordnung des Ausgangstransformators handelt es sich um eine Emitterschaltung, wie die Lage der Einspeisung beweist.
- Der Kupferwiderstand des Ausgangsübertragers wird für die Temperaturstabilisierung ausgenutzt.
- Das mit der Aussteuerung infolge des Trafowiderstands schwankende Emitterpotential wird durch die Wicklung w_3 kompensiert. w_1 und w_3 beginnen unten mit gleichem Wickelsinn.
- Der Kollektor des Transistors liegt unmittelbar an Minus, so daß besonders beim Einsatz im Kraftfahrzeug eine direkte Montage auf Metallflächen zwecks guter Wärmeabfuhr möglich ist. Dem Kfz.-Einsatz kommen außerdem die beiden Varianten in der Betriebsspannung entgegen.
- Statt R_2 wird eine Glühlampe 6 V/50 mA bzw. 12 V/50 mA empfohlen. Das verringert den Einfluß von Änderungen der Batteriespannung.
- Der im Original sehr reichlich dimensionierte Eingangsübertrager kann bei Platzmangel durch einen kleineren Typ ersetzt werden, wobei die Überlegungen zur A-Stufe (Luftspalt usw.) zu beachten sind.

– Einen Kompromiß zwischen Wiedergabequalität (Grenzfrequenz, Gleichstromvormagnetisierung des Steuertrafos durch den Basisstrom) und Aufwand bietet der Wegfall des Eingangstransformators. Statt dessen wird der niederohmige Ausgang eines Taschenempfängers mit Ausgangstrafo angeschlossen (der Eigenlautsprecher bleibt in Betrieb). Die verfügbare Steuerleistung liegt dabei weit über der notwendigen, so daß der Lautstärkeregler meist im ersten Viertel bleiben kann.

Die Daten der Endstufe faßt Tabelle 3 zusammen, Tabelle 4 enthält die Wickelangaben der Originalschaltung.

Tabelle 3 Daten der Endstufe nach Bild 2

Betrieb mit $U_B =$	12 V	6 V	Bemerkungen
I_C	200	410	mA
$R_{1_{max}}$		50	Ω
R2	220	82	Ω
C		300	μF
r_L		5	Ω
r_{CE}	60	12	Ω
i_{iM}	6	15	mA
u_{iM}	140	170	mV
P_0		1	W
k_{ges}		< 10	%
ϑ_{Umg}		< 45	$^{\circ}C$

Einstellung des Kollektorruhestroms dafür gegen U_B -Änderung auch 50-mA-Lampe 12 V bzw. 6 V
200 μF noch zulässig

Tabelle 4 Wickeldaten für Bild 2

Treibertransformator EI 42, Dyn.-Bl. IV, 0,35 mm, ohne Luftspalt für $U_B =$ 12 V 6 V

w1	2300 Wdg., 0,1-mm-CuL	1600 Wdg., 0,1-mm-CuL
w2	115 Wdg., 0,5-mm-CuL	160 Wdg., 0,4-mm-CuL

Ausgangstransformator EI 42, Dyn.-Bl. IV, 0,35 mm, Luftspalt 0,05 mm

für $U_B =$ 12 V 6 V

w1	92 Wdg., 0,4-mm-CuL	108 Wdg., 0,35-mm-CuL
w2	208 Wdg., 0,4-mm-CuL	52 Wdg., 0,35-mm-CuL
w3	300 Wdg., 0,25-mm-CuL	160 Wdg., 0,35-mm-CuL
R_{w1}	0,9 Ω	1,46 Ω
R_{w1+w2}	3,15 Ω	2,25 Ω
R_{w3}	10 Ω	2,25 Ω

w3 und (w1 + w2) bifilar wickeln!

4. Literatur

- [1] K. Otto und H. Müller: Flächentransistoren, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1960
- [2] Firmenschrift Dioden und Transistoren, Valvo-GmbH, Hamburg 1960

1. Einleitung

In diesem Blatt folgen 2 Gegentaktendstufen im B-Betrieb. Wie in Bl. 3-9 bereits erläutert, ist diese Schaltungsart die wirtschaftlichste für nicht ortsgebundene Empfänger. Die bei kleiner Aussteuerung größeren Verzerrungen nimmt man im allgemeinen für die eingesparte Batterieleistung in Kauf. Außerdem erlaubt die Gegentakt-B-Endstufe Ausgangsleistungen, die ein Mehrfaches der zulässigen Verlustleistung eines Transistors betragen können.

Da der Übertrager symmetrisch angesteuert wird, kann eine Dimensionierung ohne Luftspalt erfolgen; das bedeutet größere L-Werte bei kleinerem Kerntyp, solange der Eisenquerschnitt für die zu übertragende Leistung noch ausreicht.

Eine Gegentaktendstufe sollte immer zusammen mit ihrer Treiberstufe betrachtet werden, da der Treibertrafo nur für die gewählte Gesamtdimensionierung optimale Werte hat. Im folgenden wird eine Endstufe für etwa 400 mW Ausgangsleistung nach [1] (dort findet man die Ableitung aller erforderlichen Werte) und eine für 2 W nach [2] vorgestellt.

2. Gegentaktendstufe für 400 mW

Diese ursprünglich für OC 821 vorgesehene Schaltung aus [1] (Bild 1) erlaubt mit 2 Transistoren GC 121 und aufgesetzten Kühlkörpern bis etwa 45 °C Umgebungstemperatur Betrieb ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen. Sie enthält eine den Frequenzgang linearisierende Gegenkopplung. Ihre untere Grenzfrequenz liegt

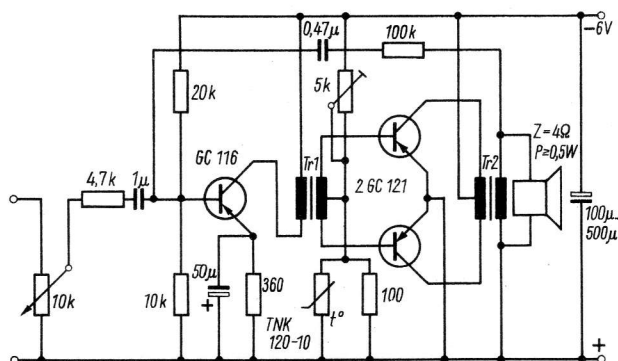


Bild 1 Gegentaktendstufe für 400 mW

Tabelle 1 Treibertransformator für Bild 1

Kern M42, Dyn.-Bl. IV, 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet, A_L -Wert $0,8 \cdot 10^{-6}$ H (je Wdg.²); Eisenquerschnitt $1,69 \text{ cm}^2$; Wickelfläche $1,8 \text{ cm}^2$

L_{prim}	0,95 H	
w_{prim}	1090 Wdg., 0,2-mm-CuL,	unten
w_{sek1}	176 Wdg., 0,4-mm-CuL,	} bifilar
w_{sek2}	176 Wdg., 0,4-mm-CuL,	

Tabelle 2 Ausgangstransformator für Bild 1

Kern M55, Dyn.-Bl. III; A_L -Wert $0,98 \cdot 10^{-6}$ H (je Wdg.²); Eisenquerschnitt $3,21 \text{ cm}^2$; Wickelfläche $2,9 \text{ cm}^2$

L_{prim}	16 mH	
w_{prim1}	126 Wdg., 0,6-mm-CuL,	} bifilar
w_{prim2}	126 Wdg., 0,6-mm-CuL,	
w_{sek}	158 Wdg., 0,8-mm-CuL,	unten

unter 100 Hz. Der Ausgangsübertrager ist für den Anschluß eines 4-Ω-Lautsprechers (z. B. Ovallautsprecher LP 553) ausgelegt. Der Klirrfaktor erreicht bei 400 mW etwa 10%. Der Verstärker wird mit 6 V betrieben; bei Vollaussteuerung nimmt er etwa 100 mA Gleichstrom auf. Die notwendige Eingangssteuerspannung beträgt etwa 180 mV. Tabelle 1 und 2 vermitteln die Wickeldata der Übertrager.

3. Gegentaktendstufe für 2 W Ausgangsleistung

Die Schaltung dieses Verstärkers (Bild 2) mit 2 Transistoren GD 110 geht auf [2] zurück. Ihr Ausgang ist für 8 Ω ausgelegt, doch kann man mit

$$w_2 = w_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

die Sekundärwicklung auch auf andere Schwingspulenwiderstände anpassen. Dabei muß gegebenenfalls die Gegenkopplung neu dimensioniert werden.

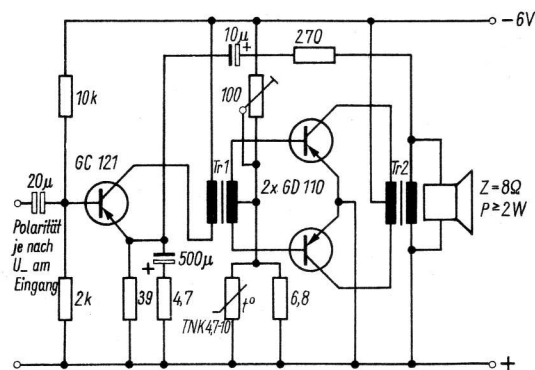


Bild 2 Gegentaktendstufe für 2 W

Der Verstärker benötigt für 2 W Ausgangsleistung etwa 100 mV effektive Eingangsspannung. Der Eingangswiderstand liegt bei 500 Ω.

Die Betriebsspannungsquelle von 6 V wird bei Vollaussteuerung mit etwa 650 mA belastet. Die untere Grenzfrequenz liegt bei weniger als 50 Hz. Der Klirrfaktor bleibt bis etwa 1,5 W unter 10%.

Tabelle 3 Treibertransformator für Bild 2

Kern M30, K 2-Blech; einseitig (mit Luftspalt) geschichtet, A_L -Wert $2,4 \cdot 10^{-6}$ H (je Wdg.²)

L_{prim}	5,6 H	
w_{sek1}	490 Wdg., 0,1-mm-CuL,	unten
w_{prim}	1520 Wdg., 0,08-mm-CuL	
w_{sek2}	490 Wdg., 0,1-mm-CuL,	oben

Tabelle 4 Ausgangstransformator für Bild 2

Kern M42, Dyn.-Bl. IV; wechselseitig (ohne Luftspalt) geschichtet; A_L -Wert $1,45 \cdot 10^{-6}$ H (je Wdg.²)

$L_{\text{primges.}}$	0,6 H	
w_{prim1}	310 Wdg., 0,3-mm-CuL,	unten
w_{sek}	103 Wdg., 0,5-mm-CuL	
w_{prim2}	310 Wdg., 0,3-mm-CuL,	oben

Beide Endtransistoren sind auf je einem senkrecht stehenden, von anderen Metallteilen isolierten Aluminiumblech zu montieren; Maße $100\text{ mm} \times 100\text{ mm} \times 2\text{ mm}$. Der Treiber erhält einen Kühlkörper. Unter diesen Umständen darf der Verstärker bis $+45\text{ }^{\circ}\text{C}$ Umgebungstemperatur betrieben werden.

In Tabelle 3 und 4 wurden die Übertragerdaten zusammengefaßt.

4. Literatur

- [1] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik:
Endstufen im B-Betrieb mit dem Transistor *OC 821 (60 T 5)*
- [2] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik:
Transistor-Leistungsverstärker mit dem Transistor *OC 831 (60 T 6)*

1. Einleitung

Unter dem Begriff »eisenlose Endstufe« versteht man eine Endstufe, die den Anschluß eines Lautsprechers ohne Ausgangsübertrager gestattet. Der Sinn dieser Schaltung ist, die durch den Ausgangsübertrager hervorgerufenen linearen und nichtlinearen Verzerrungen zu vermeiden, d. h. eine besonders klirrarmer Endstufe mit großem Frequenzbereich zu schaffen. Es wurde sogar eine besonders für eisenlose Endstufen geeignete Endpentode entwickelt: die Röhre *EL 86*. Sie gehört auch zum Röhrenprogramm unserer Industrie. Der VEB Stern-Radio Sonneberg fertigte Anfang der sechziger Jahre einen Rundfunkempfänger mit eisenloser Endstufe, den Typ *Erfurt 4*. Heute kann man sagen, daß sich ein ähnliches Ergebnis wie mit der röhrenbestückten eisenlosen Endstufe auch mit anderen Mitteln, vor allem mit weniger Aufwand, erreichen läßt. Die Schaltung hat daher an Bedeutung verloren. Konstruktiv kann es jedoch manchmal von Vorteil sein, wenn sich ein »gewichtiger« Ausgangs- trafo erübrigt.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt die einfachste Schaltung der eisenlosen Endstufe mit 2 Röhren *EL 86*. Die Röhre *Rö1* wird am Gitter in der üblichen Weise angesteuert. In der Anodenleitung dieser Röhre liegt ein kleiner ohmscher Widerstand. An ihm fällt eine verstärkte Wechselspannung ab, deren Größe sich aus

$$U_a = U_{g1} \cdot \frac{S \cdot R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

ergibt. (Die Anodenwechselspannung ist gegenüber der Gitterwechselspannung um 180° gedreht, darum müßte korrekterweise auf der rechten Seite der Gleichung ein Minuszeichen stehen.)

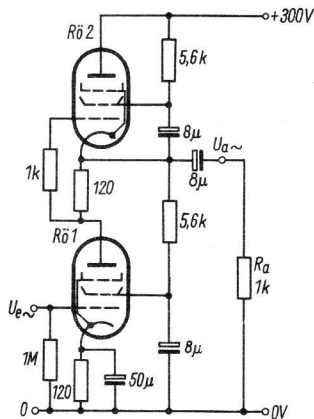


Bild 1 Einfachste Schaltung einer röhrenbestückten eisenlosen Endstufe

Für $S \cdot R_i \cdot R_a = R_i + R_a$ ist die Anodenwechselspannung gleich der Gitterwechselspannung. Infolge ihrer Phasenverschiebung von 180° eignet sie sich, eine zweite *EL 86* als Gegentaktröhre zu *Rö1* anzusteuern. Der ohmsche Widerstand ist gleichzeitig der Katodenwiderstand für *Rö2*, d. h., an ihm fällt die negative Gittervorspannung ab. Sie beträgt bei der Schaltung nach Bild 1 etwa $-8,3$ V.

Da die beiden *EL 86* gleichstrommäßig in Reihe geschaltet sind, wird ihr gemeinsamer Anodenstrom auch von beiden Röhren gesteuert. Der Belastungswiderstand der Seriengentaktschaltung (Bild 1) beträgt folglich nur die Hälfte des für eine einzelne Röhre gültigen Außenwiderstands.

Der optimale Außenwiderstand einer einzelnen Pentode ist näherungsweise $\frac{U_a}{I_a}$. Das bedeutet mit den für die Schaltung gültigen Zahlenwerten

$$\frac{140 \text{ V}}{0,07 \text{ A}} = 2000 \Omega.$$

Der optimale Außenwiderstand der Seriengentaktschaltung beträgt folglich 1 kΩ. Weitere Werte der Schaltung nach Bild 1 sind (nach Angaben des Röhrenherstellers)

- $U_b = 300 \text{ V}$
- $I_b \approx 70 \text{ mA}$
- $U_g = 5,7 \text{ V}$
- $P_a = 4,8 \text{ W}$
- $k = 9,3\%$

Im Hinblick auf den Einsatz von 2 Stück 12-W-Pentoden erhält man bezüglich Ausgangsleistung und Klirrfaktor keine besonders günstigen Werte.

3. Verbesserte Schaltung

Durch verschiedene Schaltungsänderungen läßt sich der Wirkungsgrad der Seriengentaktschaltung mit eisenloser Endstufe erhöhen. Bild 2 zeigt dazu ein Beispiel.

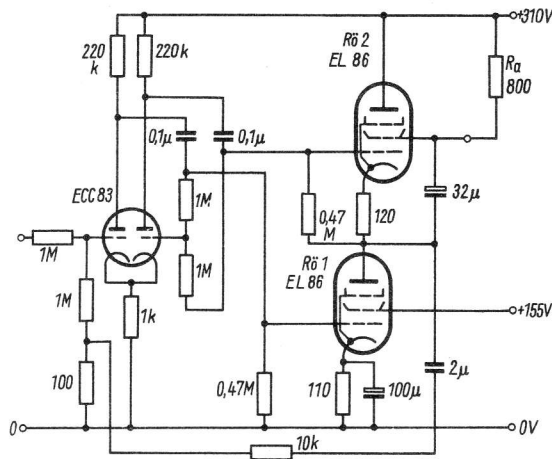


Bild 2 Verbesserte Schaltung

Die Schirmgitterspannung U_{g2} von *Rö2* wird nicht mehr durch einen einfachen Serienwiderstand aus der Spannung U_b erzeugt, sondern durch den Spannungsabfall am Lautsprecher mit einem Schwingspulenwiderstand von 800 Ω.

Diese Lösung hat folgenden Vorteil: Bei kleiner Aussteuerung ist auch der Schirmgitterstrom gering, bei großer Aussteuerung dagegen hoch. Am Schirmgitterwiderstand (Bild 1) fällt folglich bei großer Gitterwechselspannung viel Spannung ab. Dieser Spannungsabfall verringert die Schirmgitterspannung, die daher gerade bei maximaler Aussteuerung am kleinsten ist. Die Ausgangsleistung liegt deshalb unter der von der Anodenverlustleistung zugelassenen. Dies ist der Hauptgrund für den schlechten Wirkungsgrad der Schaltung nach Bild 1.

In der Schaltung nach Bild 2 besteht dieser Nachteil praktisch nicht, denn der durch den Schirmgitterstrom verursachte Spannungsabfall an der Lautsprecher-Schwingspule ist sehr klein (Größenordnung 4 bis 5 V). Auch die Vormagnetisierung infolge des kleinen Gleichstroms durch die Schwingspule (etwa 4 bis 5 mA) läßt sich vertreten. Nachteilig ist, daß der Lautsprecher mit einem Pol an $+U_b$ liegt.

Die Schirmgitterspannung für *Rö1* wird aus einer getrennten Quelle entnommen. Verwendet man im Netzteil einen *Graetz*-Brückengleichrichter, so läßt sich die Schirmgitterspannung der Mittelanzapfung der Transformator-Anodenspannungswicklung entnehmen. Die Ansteuerung der Endröhren erfolgt in der Schaltung nach Bild 2 nicht durch eine »selbsttätige« Phasenumkehrung mit einem kleinen Widerstand in der Anodenleitung von *Rö1*, sondern durch eine Phasenumkehrstufe mit der *ECC 83*. Vom Ausgang des Verstärkers führt eine Gegenkopplung zum Gitter der Phasenumkehr-

stufe (System 1), die Verstärkung und Klirrfaktor auf annähernd $1/10$ reduziert. Diese Schaltung hat etwa folgende Daten:

$$U_b = 300 \text{ V}$$

$$U_{g2}/R_{\text{öl}} = 150 \text{ V}$$

$$I_b = 70 \text{ mA}$$

$$U_g^* = 1 \text{ V}$$

$$P_a = 10 \text{ W}$$

$$k = 0,3\%$$

$$\Delta f^{**} = 25 \text{ Hz bis } 200 \text{ kHz}$$

Aus den Daten erkennt man die erhebliche Verbesserung gegenüber der Schaltung nach Bild 1. Grundsätzlicher Nachteil einer Schaltung mit röhrenbestückter eisenloser Endstufe bleibt der Lautsprecher. Seine hochohmige Schwingspule (800 bis 1000Ω) läßt sich nur schwer fertigen und ist relativ empfindlich gegenüber Überlastungen (dünner Draht).

4. Literatur

- [1] J. R. De Miranda: Niederfrequenzverstärker mit direkt gekoppeltem Lautsprecher, radio und fernsehen 7 (1958), H. 5, S. 141 bis 145
- [2] Handbuch Empfängerröhren 1959–1960, Valvo-GmbH, Hamburg 1959

* Am Gitter der Phasenumkehrstufe, System Röl.

** Für Abfall um 3 dB gegenüber 1000 Hz.

1. Allgemeines

Sowohl in hochwertige elektroakustische Verstärkeranlagen als auch in einfache Rundfunkempfänger baut man Klangregelnetzwerke unterschiedlichen Aufwands ein. Für ihren Einsatz sprechen subjektive und objektive Gründe. Jeder Hörer hat ein anderes akustisches Empfinden. Außerdem sind die Empfangsbedingungen von Ort zu Ort verschieden. Daher sieht man aus elektrischen Gründen die Möglichkeit einer Höhenbeschneidung vor, dazu aus raumakustischen Gründen eine Betonung der Tiefen. Die einfachste Klangregelschaltung zur Höhenbeschneidung zeigt Bild 1. Sie besteht aus der Reihenschaltung eines Regelwiderstands und eines Kondensators. Da der Scheinwiderstand des Kondensators mit wachsender Frequenz kleiner wird, bewirkt Verkleinern des Regelwiderstands eine Höhenabsenkung.

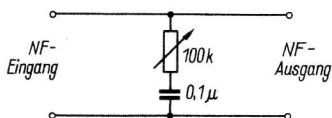


Bild 1 Einfache Klangblende

- Man unterscheidet nun folgende Formen von Klangreglern
- einfache RC-Glieder mit frequenzabhängiger Dämpfung,
 - RC-Netzwerke im Verstärkerzweig mit getrennter Höhen- und Tiefenregelung,
 - RC-Netzwerke im Gegenkopplungsweig eines Verstärkers (sonst wie oben),
 - mit Drucktasten einschaltbare frequenzabhängige Übertragungsglieder als »Klangregister«.

Mit dem Aufkommen der HF-Stereophonie und der Hi-fi-Technik setzen sich immer mehr Klangregler in Form von Klangregelnetzwerken durch, die daher im folgenden näher behandelt werden sollen.

2. Passives Klangregelnetzwerk mit getrennter Höhen- und Tiefenregelung

Bild 2 zeigt ein bei Transistor-NF-Verstärkern häufig verwendetes Klangregelnetzwerk. Mit R3 lassen sich die Tiefen wahlweise absenken und anheben, mit R5 entsprechend die Höhen. In jedem Fall entspricht die Mittelstellung dem linearen NF-Frequenzgang, d. h., über den Übertragungsbereich hinweg überträgt der NF-Verstärker alle Frequenzen gleichmäßig. Mit der benutzten unsymmetrischen Dimensionierung

$$R3 = 10 R1 = 100 R2$$

$$C2 = 10 C1$$

$$C4 = 10 C3$$

erreicht man eine maximale Anhebung bzw. Absenkung der Höhen und Tiefen um etwa ± 20 dB. Die Übertragungsdämpfung dieses Regelnetzwerks bei linearem Frequenzgang beträgt 20 dB, d. h., die Ausgangsspannung liegt um diesen Faktor unter der Eingangsspannung. Es ist daher bei Verwendung dieses Netzwerks eine NF-Verstärkerstufe mehr vorzusehen, damit sich wieder die gleiche Gesamtverstärkung wie ohne Klangregler ergibt. Für einwandfreie

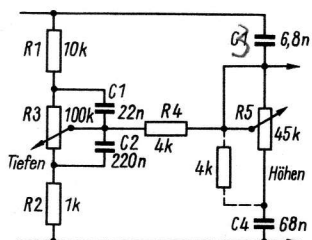


Bild 2 Klangregelnetzwerk für Transistorverstärker (Kondensator re. oben muß C3 heißen.)

Wirkung muß das Regelnetzwerk ausgangsseitig möglichst leerlaufen. Das entspricht einem hohen Eingangswiderstand der nachfolgenden Verstärkerstufe. Dafür benutzt man eine Kollektorstufe, die allerdings keine Spannungsverstärkung aufweist. Man findet daher in klanggeregelten NF-Verstärkern meist 2 Transistoren mehr als in gewöhnlichen Verstärkern.

Die Regelkennlinien dieses Netzwerks laufen symmetrisch um die Mittenfrequenz, die bei etwa 1000 Hz liegt. Der Regelbereich genügt allen Ansprüchen der Praxis. Störend sind nur die großen Kapazitäten für C2. Durch Erhöhung des Widerstands der Schaltung kann man die Kapazitäten entsprechend verkleinern, doch gelangt man bei Germaniumtransistoren bald an eine obere Grenze.

3. Klangregelnetzwerk im Gegenkopplungsweig

Im Tonbandgerät TK 320 von Grundig verwendet man eine Klangreglerschaltung, die mit kleinen Kapazitäten auskommt. Es wird ein Siliziumplanartransistor BFY 39 benutzt (DDR-Typ etwa SF 131), der einen hochohmigen Eingangskreis zuläßt. Das frequenzabhängige Gegenkopplungsnetzwerk ist zwischen Kollektor, Basis und Emitter der Verstärkerstufe angeordnet. Wiederum sind Höhen und Tiefen getrennt regelbar. Der Regler für die Tiefen hat einen für Transistorschaltungen ungewöhnlichen Wert von 3 MΩ. Auch für diese Schaltung ergibt sich jedoch für die Mittenfrequenz eine Übertragungsdämpfung von 20 dB, trotz des aktiven Bauelements.

Hervorzuheben ist jedoch der hohe Eingangswiderstand. Bild 3 zeigt die praktische Ausführung. Der Aufwand entspricht etwa dem der Schaltung nach Bild 2.

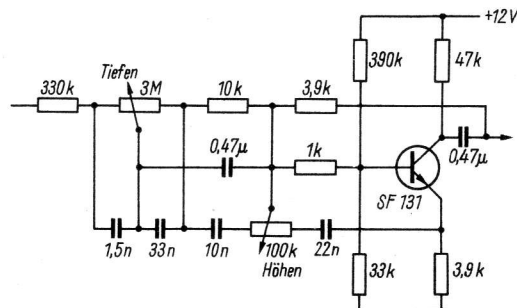


Bild 3 Klangregler mit Si-Planartransistor

4. Klangregeltechnik im Gegenkopplungsweig nach Bild 2

Die störende Übertragungsdämpfung der obenbeschriebenen Netzwerke von 20 dB kann man vermeiden, wenn man bei geeigneter Dimensionierung ein Netzwerk nach Bild 2 in den Gegenkopplungskreis einer Verstärkerstufe einfügt. Das Ergebnis dieser Überlegungen ist eine Klangregelstufe mit 0 dB Übertragungsdämpfung und einem Regelbereich für Tiefen und Höhen von 15 dB.

Bild 4 zeigt die praktische Ausführung der Schaltung. Wesentlich für ihre Wirkungsweise ist, daß der Innenwiderstand der Stufe vor dem Regelnetzwerk in die Gegenkopplungsbedingungen eingeht. Er sollte deshalb niedriggehalten werden. Im vorliegenden Fall liegt er etwas unter 2 kΩ. In Bild 5 ist die vereinfachte Schaltung des Gegenkopplungskreises dargestellt.

Für die Spannungsübertragung gilt

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{V_u}{1 + \frac{(R1 + R_e)}{R_c} + \frac{[(R1 + R_e)(1 + V_u)]}{R2}}$$

R_e – Eingangswiderstand der dem Regelnetzwerk folgenden Transistorstufe (arbeitspunktabhängig),

V_u – Spannungsverstärkung der Transistorstufe in der gewählten Schaltung.

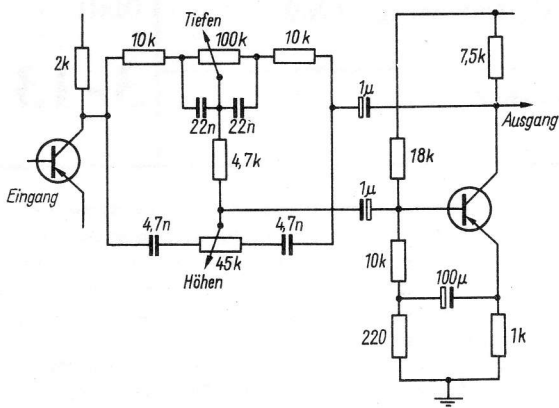


Bild 4 Klangregler im Gegenkopplungskreis

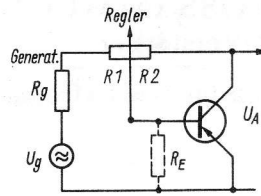
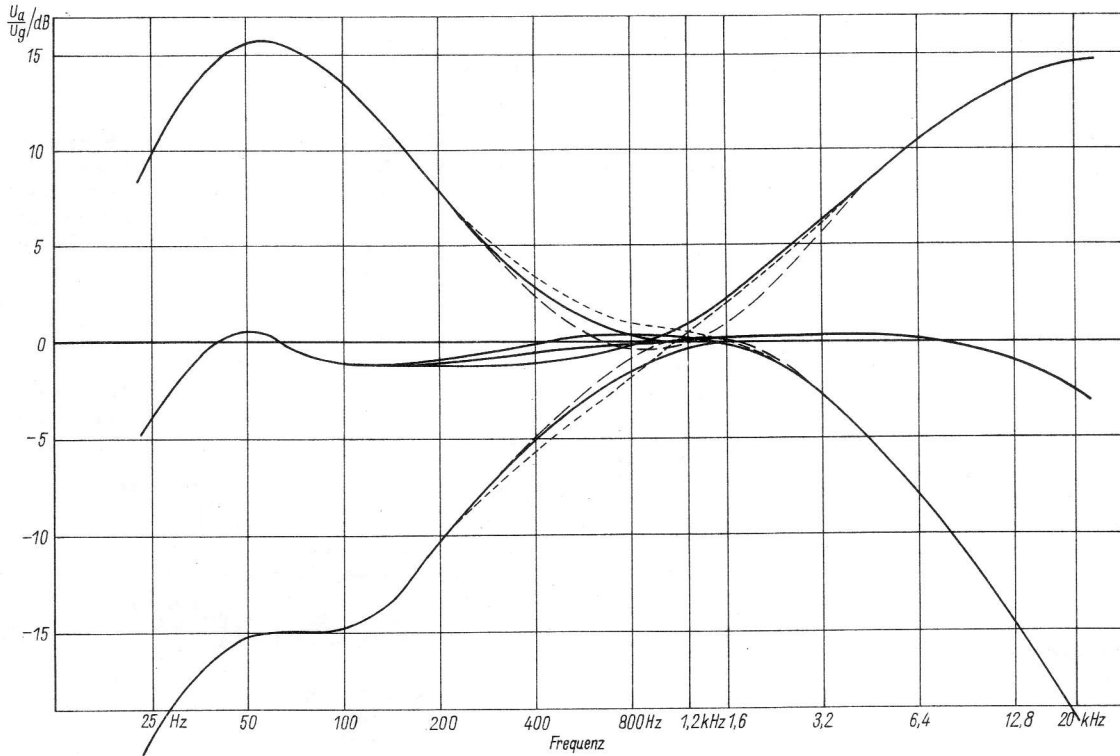


Bild 5 Vereinfachte Schaltung des Gegenkopplungskreises

Bild 6 Regelkurven eines Hoch-/Tiefton-Reglers



5. Meßergebnisse

In Verbindung mit einem 4-W-NF-Verstärkerbaustein (eisenlos) wurde ein Klangregelnetzwerk nach Bild 4 erprobt. Die sich ergebenden Regelkurven zeigt Bild 6. Die verschiedenen Kurven wurden bei unterschiedlichen festen Meßfrequenzen aufgenommen. Man erkennt, daß sich alle bei etwa 1000 Hz schneiden. Die Ungleichmäßigkeiten der Kurven bei tiefen und hohen Frequenzen entstehen durch die Kennlinien der benutzten Potentiometer und durch Phasendrehung im gesamten NF-Verstärker. Der Frequenzmaßstab ist logarithmisch.

6. Literatur

- [1] Grundig, Technische Mitteilungen, Heft 3/1965
- [2] Telefunken-Laborbuch, Band 1, Franzis-Verlag, München 1963

Transistorisierte selektive Niederfrequenzverstärker

1. Zweck

Für Zwecke der Fernsteuertechnik, der Wechselstromsignalisierung und der niederfrequenten Meßtechnik werden schmalbandige Niederfrequenzverstärker benötigt. Ist die Bandbreite klein gegen die Mittenfrequenz des Verstärkers (also z. B. für $\frac{\Delta f}{f_0} \leq 0,1$ bis 0,01), dann spricht man von Selektivverstärkern. Es gibt mehrere Methoden, um derartige Verstärker zu realisieren. Aus der Vielzahl der Varianten seien der rückgekoppelte LC-Verstärker und der RC-Doppel-T-Verstärker herausgegriffen.

2. Rückgekoppelter LC-Verstärker

a – Verstärker nach Haubner [1]

Zur Realisierung des Verstärkers werden 2 Emitterstufen benutzt (Bild 1). Die Verstärkung des ersten Transistors ist proportional R_a1 . Dieser besteht aus der Parallelschaltung des Ausgangswiderstands von T1, $R_1 \approx \frac{1}{h_{22e}}$, des Schwingkreisverlustwiderstands, $R_v = Q_L \omega L$, und des Eingangswiderstands des zweiten Transistors, h_{11e} . Die Gesamtverstärkung beider Stufen ist konstant $V = c\beta_2 (R_a^2)$. Der Eingangswiderstand h_{11e} von T2 hängt vom Gegenkopplungsgrad dieser Stufe ab. Er bewirkt eine veränderliche Dämpfung des Kreises. Damit besteht eine Möglichkeit zur Regelung

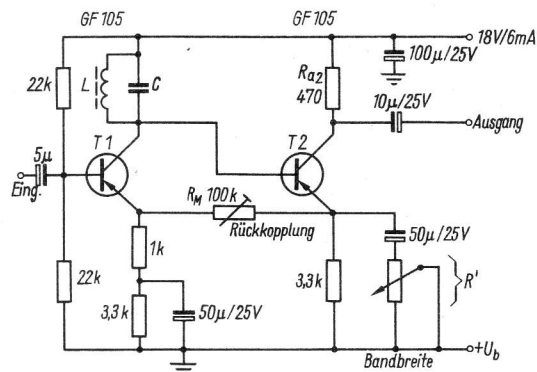


Bild 1 NF-Selektivverstärker mit 2 Emitterstufen

der Bandbreite. Die Gesamtverstärkung bleibt dabei jedoch konstant. Die Verlustwiderstände des Kreises kann man durch Rückkopplung über R_M kompensieren. Bei 4 mA Kollektorstrom ist für T2 der obere Grenzwert von h_{11e} 1 kΩ. Nimmt man als maximale Bandbreite bei 1000 Hz Mittenfrequenz 300 Hz an, dann wird

$$Q_{\min} = \frac{1000}{300} = 3,3.$$

Die Kreiskapazität errechnet sich nach

$$C = \frac{Q_{\min}}{h_{11e} \cdot \omega} = 0,52 \mu F.$$

Man wählt dafür den Normwert 0,47 µF.

Die Induktivität ergibt sich zu

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = 52 \text{ mH}.$$

Will man die Bandbreite bis auf 10 Hz verringern können, so muß der Eingangswiderstand von T2 dafür $h'_{11e} = h_{11e} \left(\frac{\Delta f_{\max}}{\Delta f_{\min}} \right)$ sein, im Beispiel also 30 kΩ.

Damit läßt sich der Gegenkopplungswiderstand von T2 errechnen

$$R' = \frac{h'_{11e} - h_{11e}}{h_{21e}} = 0,58 \text{ k}\Omega$$

für einen T2 mit $h_{21e} = 50$.

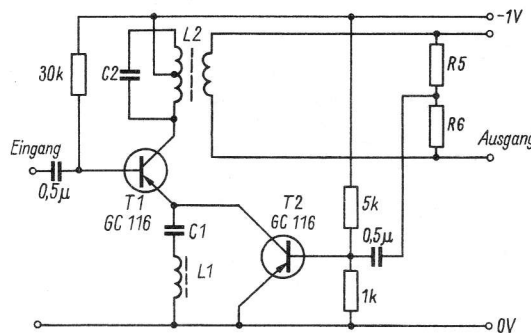


Bild 2 Selektivverstärker für niedrige Betriebsspannung

Zum Abfangen von Toleranzen baut man ein logarithmisches Potentiometer von 1 kΩ ein. Die Gesamtverstärkung wird schließlich noch

$$V = h_{21e} \cdot (R_a^2) = 23,5.$$

b – Verstärker für niedrige Betriebsspannungen

Diese Schaltung (Bild 2) entstammt der DAS 1.103.406 (westdeutsche Patentauslegeschrift). T1 dient als selektiver Verstärker in Emitter-schaltung. In seinem Kollektorkreis liegt als Außenwiderstand der angezapfte Schwingkreis L2/C2. Im Emitterkreis liegt ein Serienresonanzkreis L1/C1, der entweder auf die Frequenz des Kollektorkreises oder zur Erzielung einer Rechteckkurve leicht neben diese Frequenz abgestimmt wird. T2 liegt parallel zu diesem Serienkreis und erhält seine Steuerspannung aus der Sekundärwicklung des Kollektorkreises über einen Spannungsteiler. T2 hat einen großen Scheinwiderstand parallel zu L1/C1, so daß dieser Kreis nur wenig gedämpft wird. Außerdem entdämpft ihn die Rückkopplung über R5, R6. Als Ergebnis dieser Maßnahmen erreicht man eine Selektion von 30 dB bei einer Verstimmung um $\pm 10\%$ im Frequenzbereich von 10... 500 Hz bei einer Kollektorspannung von 1 V.

3. RC-Doppel-T-Verstärker

Das RC-Doppel-T-Netzwerk stellt ein aus passiven Schaltelementen ohne Induktivitäten bestehendes Null-Netzwerk dar. Schaltet man ein derartiges Glied in den Rückkopplungszweig eines Verstärkers, so ergibt sich ein Selektivverstärker, denn alle Frequenzen außerhalb der Nullstelle werden stark gegengekoppelt, nur die Eigenfrequenz des RC-Gliedes nicht. Durch geeignete Auslegung des RC-Doppel-T-Filters erreicht man gute Selektion. Bild 3 zeigt Resonanzkurven für unsymmetrische Doppel-T-Glieder. Es ergibt sich optimales Verhalten für einen α -Wert von 0,37. Sind f_0 , R und C gegeben, so lassen sich die Elemente des Vierpols nach folgenden

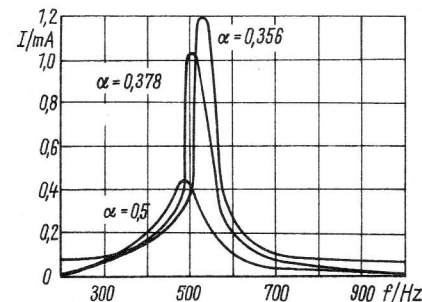


Bild 3 Resonanzkurven für unsymmetrische Doppel-T-Glieder

Formeln errechnen:

$$f_0 = \frac{0,16}{RC}, R1 = \alpha \cdot R = 0,37 R, C1 = 0,5 C,$$

$$R = \frac{0,16}{f_0 C}, C = \frac{0,16}{f_0 R}.$$

f in Hz, R in Ω , C in F.

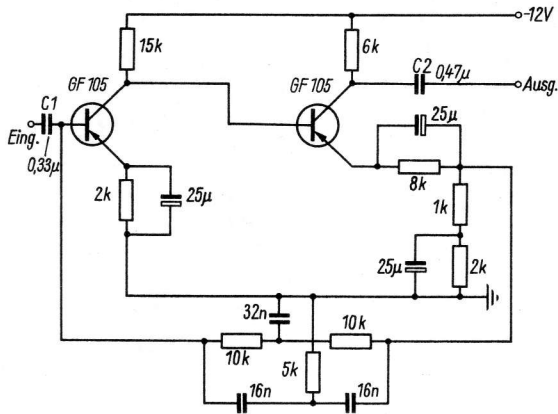


Bild 5 Transistorselektivverstärker für $f_0 = 1000$ Hz

Die Schaltung des ausgeführten Selektivverstärkers zeigt Bild 4. Die Speisespannung beträgt 4,5 V. Bild 5 zeigt außerdem einen Transistorselektivverstärker für $f_0 = 1000$ Hz. Für die Frequenzstabilität empfiehlt es sich, MP-Kondensatoren und Metallschichtwiderstände zu verwenden. Die Speisespannung des letzten Filters beträgt 12 V, der Gesamtstromverbrauch ist 1 mA.

4. Literatur

- [1] G. Haubner: NF-Selektivverstärker mit regelbarer Bandbreite, radio und fernsehen 15 (1966), H. 5, S. 158-160

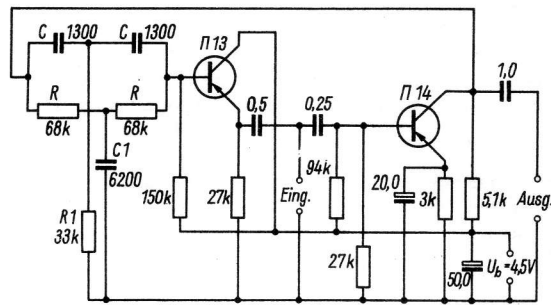


Bild 4 Schaltung eines Doppel-T-RC-Selektivverstärkers

1. Einleitung

Der in den meisten Empfängern zur Demodulation von AM-Signalen benutzte Diodendetektor hat einen geringen Wirkungsgrad und keine Eigenverstärkung. Wenn es darauf ankommt, einen Empfänger mit minimalem Schaltungsaufwand zu schaffen, muß ein anderer Demodulator verwendet werden. Der in Emitterschaltung betriebene – dem Anodengleichrichter etwa entsprechende – Transistordemodulator wird entweder ohne Vorspannung oder mit einer geringen negativen Vorspannung von 0,05 bis 0,1 V im Gebiet der stärksten Krümmung seiner Kennlinie betrieben. Bild 1 zeigt die Schaltung eines B-Demodulators ohne Vorspannung. Der ZF-Kreis liegt mit einer Koppelwicklung direkt an der Basis. Im Kollektorkreis läßt sich dann die demodulierte NF abnehmen und auch eine Gleichspannung, die der Signalamplitude proportional ist und zur Schwundregelung eingesetzt werden kann.

Bild 2 gibt noch die Schaltung des Transistordemodulators mit Vorspannung wieder. Die bei der Demodulation entstehende 1. Harmonische der Trägerfrequenz wird durch den relativ großen Kondensator im Kollektorkreis kurzgeschlossen. Natürlich tritt durch diesen Kondensator auch eine Beeinflussung des NF-Frequenzgangs auf, er kann also nicht beliebig groß gewählt werden. Zur Berechnung des Demodulators benutzt man die Ersatzschaltung nach Bild 3.

2. Berechnung

Für einen Transistor *GF 105* soll der Demodulator bei $f_o = 465$ kHz und für Modulationsfrequenzen von 100 bis 5000 Hz berechnet werden. Der Lastleitwert beträgt $g_2 = 500 \mu S$, die Speisespannung $U_b = 4,5$ V. Der Gleichstromleitwert im Kollektorkreis des Transistors ist $g_1 = 200 \mu S$. Bei der mittleren Modulationsfrequenz wird dann $g_{last} = g_1 + g_2 = 700 \mu S$. Die Größe des Kondensators C_k ergibt sich nach der Formel

$$C_k \leq \frac{1,5 g_{last}}{\Omega_h} \leq 32 \text{ nF}$$

mit $\Omega_h = 2 \pi f_h$, $f_h = 5$ kHz.

Der NF-Koppelkondensator C_1 wird

$$C_1 \geq \frac{(10 \text{ bis } 20) g_{ein}}{\Omega_i} \geq \frac{15 g_{ein}}{\Omega_i} \approx 15 \mu F$$

mit $\Omega_i = 2 \pi f_i$,

$f_i = 100$ Hz.

Der Wirkungsgrad des Demodulators folgt aus den Transistordaten und der Belastung zu

$$V_d = - \frac{y_{kb}}{\pi (y_{kk} + g_1 + g_2)}$$

Für den gewählten Transistor kann den Kennblättern entnommen werden: $y_{kb} = 32$ mS, $y_{kk} = 34 \mu S$. Damit wird $V_d = -13,9$. Das Minuszeichen deutet auf 180° Phasenumkehr hin. Dieser Demodulator hat also eine Verstärkung, die sich ebenfalls errechnen läßt und in diesem Fall (Rechnung als zu umfangreich weggelassen) 14,6 dB beträgt.

3. Verbesserte Schaltungen

Läßt man den Demodulator kollektorseitig für die HF leerlaufen, d. h., benutzt man eine kombinierte Last, so erhöht sich die Empfindlichkeit. In den Kollektorkreis wird dann eine Resonanzdrossel für die Trägerfrequenz eingeschaltet, und die Stufe wird HF-mäßig neutralisiert. Die NF-Last liegt hinter dieser HF-Sperre. So läuft der Kollektor HF-seitig leer, und die Verstärkung steigt gegenüber einer Schaltung nach Bild 2 um den Faktor 3 bis 5. Gegenüber $V_d = 5$ bei einer Schaltung nach Bild 2 für 100 mV Eingangsspannung hat eine solche nach Bild 4 mit kombinierter Last ein $V_d = 25$

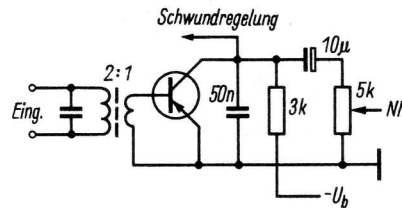


Bild 1 Transistordemodulator

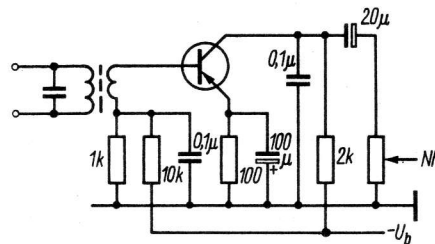


Bild 2 Demodulator mit Vorspannung

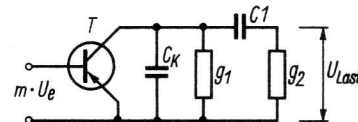


Bild 3 Ersatzschaltung des Demodulators zur Berechnung

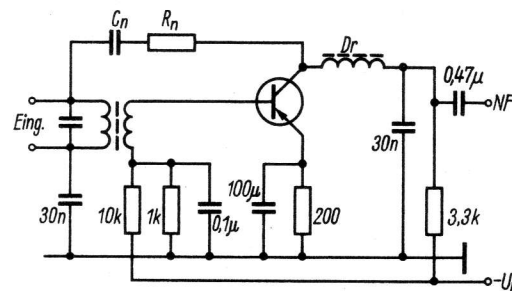


Bild 4 Demodulator mit kombinierter Last

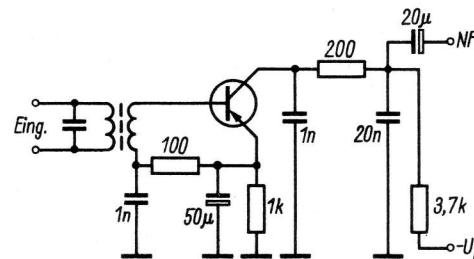


Bild 5 B-Demodulator mit Spannungsteiler

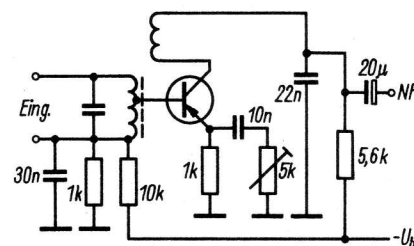


Bild 6 B-Demodulator mit Rückkopplung

bei 10 mV Eingangsspannung. Der Schaltaufwand ist bei der letzten Schaltung natürlich höher. Außerdem wird ein Transistor mit möglichst hoher Grenzfrequenz benötigt. Bei größeren Eingangssignalamplituden nimmt V_a wieder ab, was eine gewisse Übersteuerungssicherheit dieser Demodulationsart ergibt.

Gegenüber dem gewöhnlich verwendeten Diodendemodulator kann man mit dieser Schaltung im Empfänger eine Transistorstufe einsparen. Allerdings sind ihre Verzerrungen etwas höher als die der Diodenschaltung, so daß man sie wohl nur bei Amateurempfängern findet.

Bild 5 zeigt schließlich noch eine Schaltart des B-Demodulators, bei dem im Kollektorkreis eine HF-Impedanz dadurch erzeugt wird, daß sich vor dem Kondensator ein Serienwiderstand von 100 bis 200 Ω befindet und daß auch im Basiskreis eine Serienwiderstandskompensationsschaltung vorgesehen ist. Diese Schaltung liegt in der Empfindlichkeit zwischen denen nach Bild 1 und Bild 3.

4. Einführen einer Rückkopplung

In einigen Fällen kann man die Empfindlichkeit der Stufe beträchtlich erhöhen, wenn man eine Rückkopplung vorsieht, die einen Teil der verstärkten Hochfrequenzspannung in richtiger Phase auf den Basiskreis zurückbringt und diesen damit endämpft. Natürlich läßt sich beim B-Demodulator die Rückkopplung nicht so weit treiben wie bei einem Audion. Auf jeden Fall kann man aber die Eingangsbandbreite verringern und die Stufenverstärkung um den Faktor 2 bis 3 erhöhen.

Ein Beispiel für einen rückgekoppelten Demodulator zeigt Bild 6. Die Anpassung der Basis an den Schwingkreis erfolgt autotransformatorisch; die Rückkopplung ist mit festem Verhältnis induktiv ausgeführt; eine Regelung des Rückkopplungsgrads erfolgt im Emitterkreis durch eine HF-Gegenkopplung. Je kleiner man den Einstellwiderstand (5 k Ω) wählt, desto mehr wird der gegenkoppelnde Emitterwiderstand (1 k Ω) für HF-Ströme überbrückt, desto fester auch die Rückkopplung. Der Vorteil einer derartigen Regelung besteht darin, daß die Gleichstromarbeitspunktweite nicht verändert werden.

5. Literatur

- [1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag Berlin
- [2] Trochimenko: Empfänger mit Transistoren, S. 280, Verlag Technika, Kiew 1964



1. Einleitung

Geradeempfänger werden von Anfängern und (für bestimmte Zwecke) von KW-Amateuren auch heute noch oft gebaut. Ihre Empfindlichkeit läßt sich durch Rückkopplung beträchtlich steigern. Man bringt dazu den Demodulator mit einem verstärkenden Element (Röhre oder Transistor) bis nahe an den Schwingungseinsatz heran und entdämpft damit den angeschlossenen Resonanzkreis. Dadurch können sich die Schwingungen im Resonanzkreis zu einer höheren Amplitude aufschaukeln, d. h., die Empfindlichkeit steigt.

Ein Nachteil des Rückkopplungsempfängers ist die Tatsache, daß er andere Empfänger stören kann, wenn man die Rückkopplung zu fest anzieht, so daß die Stufe ins Schwingen kommt. In diesem Fall hilft eine HF-Vorstufe, die verhindert, daß die Schwingungen in die Antenne zurückgeleitet werden können.

Außerdem hat der Rückkopplungsempfänger geringe Stabilität, d. h., in der Nähe des Schwingungseinsatzes genügen kleine Spannungs- oder Temperaturschwankungen zur Selbsterregung.

Weiterhin verringert sich bei starker Entdämpfung des Resonanzkreises dessen Bandbreite derart, daß die demodulierte NF verzerrt wird (lineare Verzerrungen). Das hat einen »Kellerton« der Modulation zur Folge.

Eine weitere Schwierigkeit bildet die »feinfühlig« Ausbildung der Rückkopplungseinstellung. Beim Transistor kann man entweder die Ströme und Spannungen verändern oder eine HF-Gegenkopplung vorsehen.

2. Schaltungen

Bild 1 zeigt ein einfaches Transistoraudion mit induktiver Rückkopplung. Parallel zur Rückkopplungsspule liegt ein Potentiometer von 5 k Ω , mit dessen Hilfe die Spule mehr oder weniger bedämpft werden kann. Man wählt die Windungszahl der Rückkopplungsspule so, daß beim vollen Widerstandswert von 5 k Ω die Schwingungen einsetzen. Vorteilhaft ist diese Regelung insofern, als kein Gleichstromwert des Transistors geändert wird, so daß keine Frequenzverwerfungen durch Parameteränderungen auftreten können.

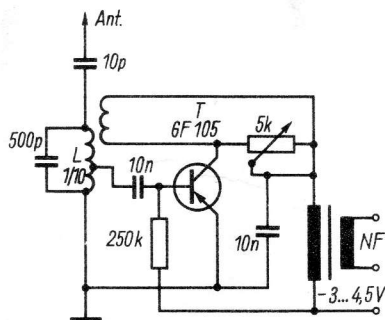


Bild 1 Audionschaltung

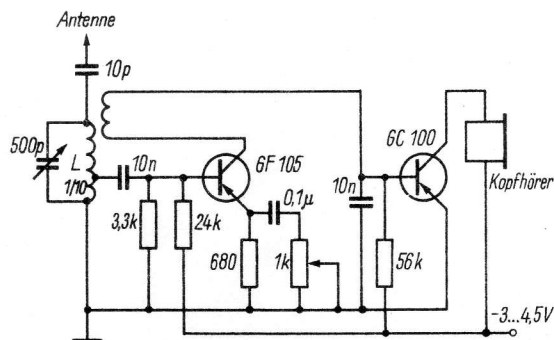


Bild 2 Einstellung der Rückkopplung am Emitter

In der Schaltung nach Bild 2 erfolgt das Einstellen der Rückkopplung durch Verändern der Emitttergegenkopplung. Auch diese Schaltung läßt sich fein einstellen und arbeitet ohne Frequenzverwerfungen.

Damit die eventuell auftretenden Schwingungen nicht in die Antenne gelangen, schaltet man eine HF-Vorstufe vor das Audion und gelangt auf diese Weise zum Zweikreisler.

Bild 3 zeigt ein für 80-m-Betrieb geeignetes Audion mit HF-Vorstufe. Der Ruhearbeitspunkt beider Stufen wird durch die Trimpotiometer auf etwa 1 mA Kollektorstrom eingestellt. Den Rückkopplungsgrad wählt man durch Verändern der Kollektorspannung des Audions.

Die Werte der Spulen und Kondensatoren richten sich nach dem gewünschten Frequenzbereich. Die HF-Drossel von 2,5 mH verhindert ein Eindringen der HF in den NF-Verstärker.

In Bild 4 wird eine praktisch erprobte Schaltung für ein Kurzwellen-Transistoraudion angegeben. Bei Verwendung des HF-Transistors 6F130 kann man Frequenzen bis 20 MHz empfangen. Eine Phasendrehung der Steilheit bei höheren Frequenzen wird durch das Emittterglied kompensiert. Die Zeitkonstante dieses Gliedes liegt bei $1,5 \cdot 10^{-7}$ s oder, da $f = \frac{1}{T}$ ist, bei etwa 7 MHz. Die

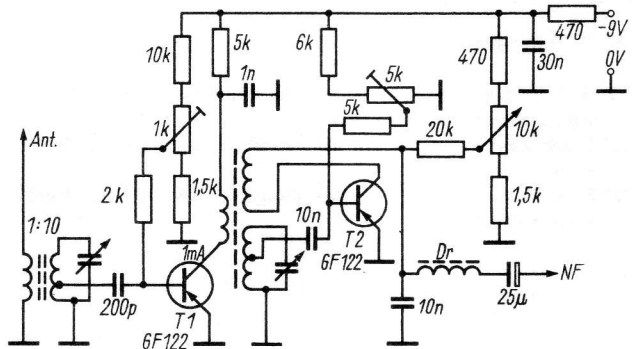


Bild 3 Audion mit HF-Vorstufe

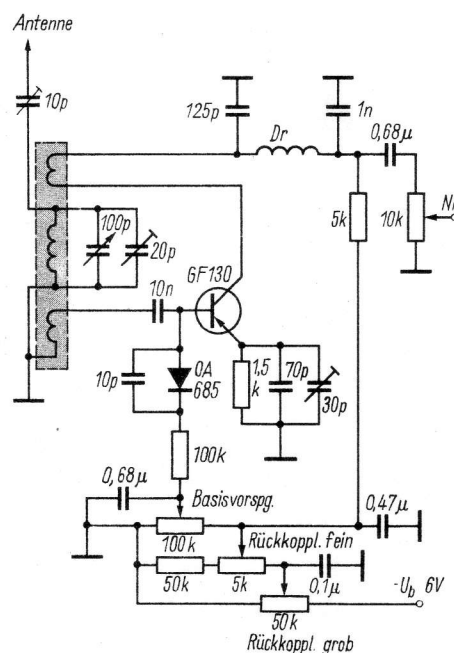


Bild 4 Kurzwellenaudion (Daten s. Tabelle 1)

Die Wickelangaben für die als Luftspulen ausgeführten steck- oder schaltbaren Bereichsspulen bringt Tab. 1.

Nach Blatt *Spulenberechnung* (s. Bl. 7-9) kann man die Werte für andere Bänder umrechnen. Damit der Schwingungseinsatz des Audions weich wird, enthält der Basiskreis eine Diode zur Hilfsdemodulation. Die Basisvorspannung stellt man auf optimale Verstärkung der Stufe fest ein. Die Rückkopplungsregelung erfolgt durch Kollektorspannungsänderung. Zur besseren Handhabung sind 2 Potentiometer für Grob- und Feineinstellung vorgesehen.

Man wird beim Aufbau dieser Audionschaltungen nicht um einiges Probieren herumkommen, jedoch lassen sich mit den in den Schaltbildern angegebenen Richtwerten Erfolge erzielen. Die Verbesserung der Funktion übt den Amateur in seinen Fertigkeiten, und er kann an einer solchen einfachen Schaltung Erfahrungen sammeln, die er später bei komplizierteren Schaltungen braucht.

3. Daten einer Audionschaltung

Ein rückgekoppeltes Mittelwellenaudion in Emitterschaltung lieferte folgende Daten: Der Kreis bestand aus Ferritantenne und Eingangsdrehkondensator des *Sternchen*-Empfängers. Bei einer Empfangsfrequenz von 1,3 MHz ergab sich bei optimal eingestellter Rückkopplung eine HF-Bandbreite von 7 kHz, was einer effektiven Kreisgüte von $Q = 190$ entspricht. Die bei Einkopplung direkt an der Basis erforderlichen HF-Spannungen liegen im MW-Bereich bei 0,9 bis 3 mV (bei 40% Amplitudenmodulation) für ein Signal/Rausch-Verhältnis von 1.

Ein Audion ist auch heute noch der »Prüfstein« des beginnenden Funkamateurs. Wer aus ihm optimale Leistungen herausholen kann, sollte im Fach weiterarbeiten.

4. Literatur

- [1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateuer, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag Berlin
- [2] Trochimenko: Empfänger mit Transistoren, Verlag Technika, Kiew 1964
- [3] Ernst: Transistor-Geradeusempfänger für 6 bis 30 MHz, Funkschau 1964, H. 7

Tabelle 1 Daten des KW-Audions nach Bild 4

Spulenkörper 12 mm Durchmesser, 38 mm Länge, Trolitul		
einlagige Wicklung		
Bereich: 6-11 MHz		10-18 MHz
Kreisspule	36 Wdg., 1-mm-CuL	12 Wdg., 0,9-mm-CuL
Rückkoppl.	15 Wdg., 0,5-mm-CuLKC	7 Wdg., 0,5-mm-CuLKC
Koppelspule	4 Wdg., 0,3-mm-CuLKC	3 Wdg., 0,3-mm-CuLKC



1. Einleitung

Das im folgenden beschriebene Audion ist für den Empfang auf 80 m und hauptsächlich für Zwecke der »Fuchsjagd« dimensioniert. Entsprechende Änderung der Kreisdaten erlaubt mindestens noch das Erfassen des 49-m-Bandes. Die Stabantenne ist nur zur Seitenbestimmung bei der Fuchsjagd erforderlich.

2. Schaltung

Die Schaltung (Bild 1) besteht aus 2 Stufen in Emitterschaltung. Die 1. Stufe wurde den speziellen Belangen der Fuchsjagd angepaßt: Ein Potentiometer im Basisteiler gestattet Verringern der Empfindlichkeit im Nahfeld und damit eindeutige Peilung. Dieser Peilung dient auch der Hilfsantennenanschluß (vertikaler Teleskopstab).

Der Ferritstab ist mit einem geschlitzten Blechmantel mindestens im Abstand des doppelten Windungsdurchmessers zu umgeben, den

man an Masse legt. Der Schlitz verhindert, daß sich eine dämpfende und verstimmende Kurzschlußwindung bildet. Das Stabmaterial muß nur bis etwa 6 MHz brauchbar sein. Den Vorkreis stimmt man mit dem Trimmer auf Bandmitte (3,65 MHz) ab.

Das eigentliche Audion wird ebenfalls basisseitig eingestellt. Die Stellung des Schleifers von P2 bestimmt den Rückkopplungsgrad.

Bei der Polung von L_{RK} ist darauf zu achten, daß bei gleichem Wickelsinn der Anfang der Kreisspule an Masse liegt und der Anfang der Rückkoppelspule am Kollektor. Andernfalls gelingt es nicht, den Kreis mit der vom Kollektor rückgeführten Energie zu entdämpfen. Am Kollektor wird auch die demodulierte Spannung entnommen. Damit die folgende Stufe den Audionstrahler nicht merkbar beeinflussen kann und damit auch keine störende HF-Spannung weiterverstärkt wird, erfolgt die Auskopplung über einen Tiefpaß.

Eine Drossel in der Größenordnung von 1 mH an Stelle R8 läßt diese Störunterdrückung noch wirksamer werden. Für Kopfhörerbetrieb genügt ein 2stufiger NF-Verstärker. Die Vorstufe kann

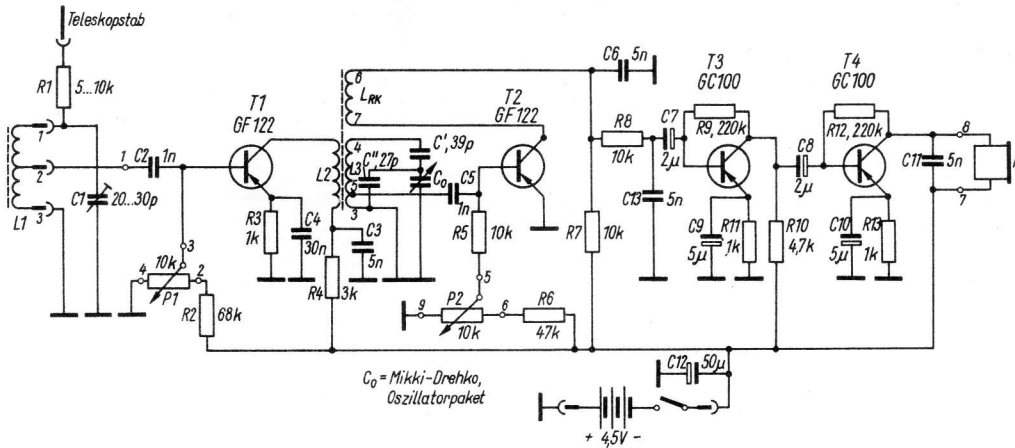


Bild 1 Schaltung des Fuchsjagdaudions, ergänzt durch 2stufigen NF-Verstärker (Originalschaltung des Radioklubs; C9, C10 und R11, R13 können entfallen, R9 und R12 den Transistoren anpassen - U_{CE} etwa auf $\frac{U_B}{2}$ einstellen)

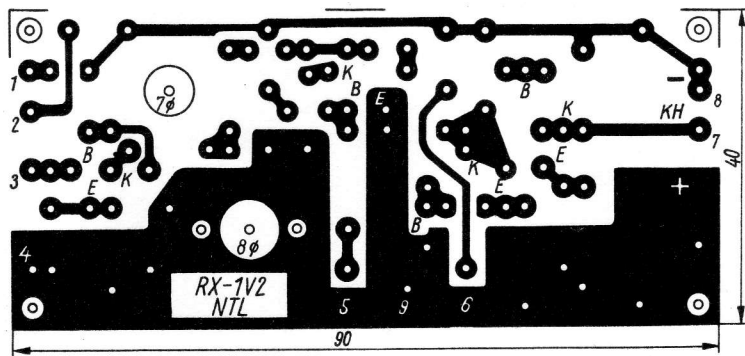


Bild 2 Leiterplattenvorschlag für das Audion

entfallen, wenn das Audion nicht zu Peilzwecken verwendet wird. Der Ferritstab erhält dann bei gleicher Gesamtwindungszahl wie in der Vorstufe noch eine Rückkopplungswicklung von etwa 5 bis 8 Wdg.

Als Drehko wurde der des *Mikki* benutzt. Die Werte von Verkürzungs- und Parallelkondensator gelten nur für ihn! Die Wickel­daten der Fuchsjagdvariante für 80 m mit Vorstufe zeigt Tab. 1.

Bild 2 gibt einen Leiterplattenvorschlag wieder nach einem Muster des DDR-Radioklub-Labors, dessen Bestückung aus Bild 3 hervorgeht.

Der Rückkopplungseinsatz wird mit wachsendem R7 weicher, doch gibt es eine obere Grenze (exemplarabhängig), bei der keine Selbsterregung mehr zustande kommt. Sie lag im Mustergerät bei etwa 22 k Ω .

Tabelle 1 Wickel­daten für Vor- und Audionkreis

	Kern	Wicklung	Bemerkungen
Vorkreis	Ferritstab, Durchmesser 10 \times 160	L_1 – 38 Wdg.	Anzapfung bei 3 bis 5 Wdg.
Audion	3-Kammer-Körper mit KW-Kern, Durchmesser 5 mm	L_2 – 5 Wdg. L_3 – 70 Wdg. L_{rk} – 14 Wdg.	0,4-mm-CuL 0,3-mm-CuL, Anz. b. 7. Wdg. 0,4-mm-CuL (in Richtung 3–4, 7–6 gleicher Wickelsinn)

3. Literatur

- [1] U. Fortier/K. Schlenzig: Fuchsjagdempfänger für den Anfänger, *technikus* (1967), H. 5, S. 28–29

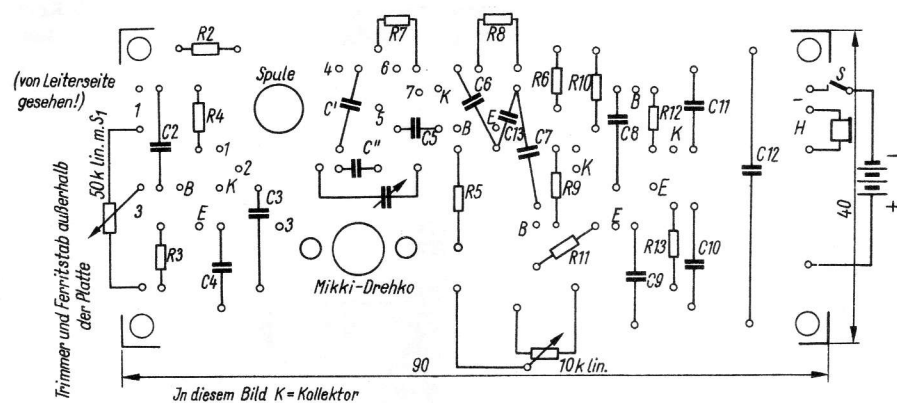


Bild 3 Bestückung der Leiterplatte



1. Einleitung

Audionschaltungen bilden für viele Amateure auch heute noch den Start ins Reich der Funktechnik. Die Mittelwelle mit ihrem reichen Angebot an Sendern sowie die relativ einfache Handhabung der Schwingkreiselemente kommen dem entgegen. Das vorliegende Blatt bietet dafür 2 weitere bewährte Schaltungen. Sie lassen sich sehr einfach auch ohne Drehkondensator abstimmen, wenn man im oberen Teil der Mittelwelle mit Antenne arbeitet oder die Kreiskapazität umschaltet.

2. Audion aus dem Taschenempfänger START [1]

Bild 1 zeigt die Schaltung. Es handelt sich um ein kollektorseitig rückgekoppeltes Audion, dessen Gleichrichterwirkungsgrad durch eine Diode verbessert wird. Die Rückkopplung läßt sich mit R2 einstellen. Das Audion wird mit Hilfe des Antennenstabs abgestimmt. C2 ist daher ein Festkondensator. Man kann auch umgekehrt dafür einen Drehko (z. B. den *Sternchen*-Typ) einsetzen, dessen beide Plattenpakete parallelgeschaltet werden.

Die Stababstimmung hat den Vorteil kleinster Dimensionen – bei einem nur für den Ortssender vorgesehenen Taschenempfänger wird das Gesamtvolumen sehr klein. Ein einfacher Seilzug mit Rändelrad bringt brauchbare Abstimmung etwa bis herauf zu 1,2 MHz; darüber wird das Verhältnis von Luft- zu Kernteil der Spule zu ungünstig. Legt man Wert auf den oberen Bereich, so ist der Kondensator C2 umzuschalten. Dann läßt sich der Stab wieder in einem solchen Spulenbereich bewegen, daß eingekoppelte Antennenenergie und Kreisdaten erneut in günstigem Verhältnis zueinander stehen. Außerdem kann über C1 eine Hilfsantenne eingekoppelt werden – von 1 m Draht bis zur Hochantenne ist je nach Senderversorgungslage alles möglich. Wegen der verstimmenden Wirkung der Handkapazität beim Bedienen muß aber in solchen Fällen stets eine Erdleitung vorgesehen werden (es genügt oft ein Draht, den man auf dem Boden auslegt).

In den meisten Fällen bringt ein solches Audion jedoch mindestens einen Sender ohne Hilfsantenne. Dessen Lautstärke wird vom folgenden NF-Verstärker bestimmt, den man für Ohrhörer- oder Lautsprecheraussteuerung auslegen kann. Ein Beispiel für niedrige Betriebsspannung und Höreranschluß zeigt Bild 2; die Widerstandswerte hängen von der Stromverstärkung der Transistoren ab.

Die Audionspule besteht aus 3 Wicklungen, die ineinander aufgebracht werden. Als Wickelkörper dient ein Papprohr, aus steifem Papier zusammengeklebt und mit einer Papierzwischenlage auf den Ferritstab gewickelt. Der Stab soll möglichst glatt und gerade sein. Ein weiterer Papierstreifen, an passender Stelle um den Stab gelegt, nimmt später die Enden des Seiles auf (ankleben). Es wird um das Rändelrad geschlungen und mit der Umlenkrolle (in einem Langloch mit Schraube befestigt) gestrafft. Die Spulendaten sind aus Bild 3 ersichtlich.

Bild 4 zeigt schließlich noch einen Vorschlag zum Leitungsmuster eines Taschenempfängers mit Ohrhörer, ähnlich [1], die Bestückung dagegen verdeutlicht Bild 5.

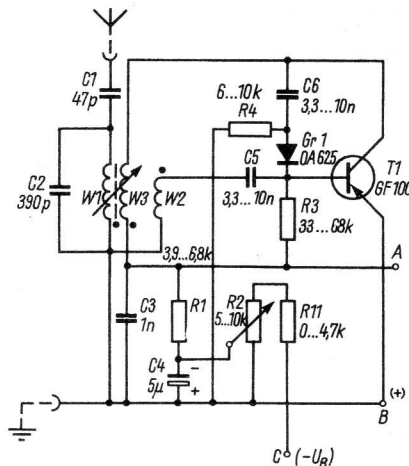


Bild 1 Schaltung des Audions Start (Punkte = Wicklungsanfänge)

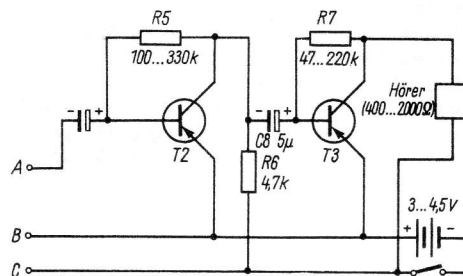


Bild 2 Einfacher NF-Verstärker für Audion Start (1. Elektrolytkondensator ebenfalls 5 µF; T2, T3 beliebige NF-Transistoren, z. B. GC 100)

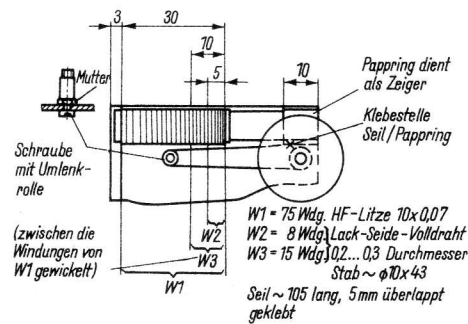
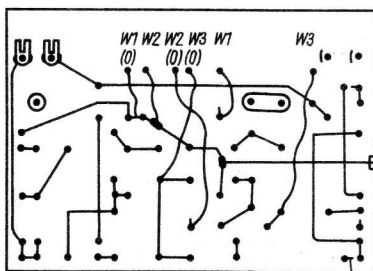


Bild 3 Spulendaten zu Bild 1



umgebogenes Drahtende
 + Kreuzung (isoliert!) ← Lötstelle (ohne Loch)

Bild 4 Verdrahtungsmuster für Bild 5 in Verbindung mit Bild 1 und 2

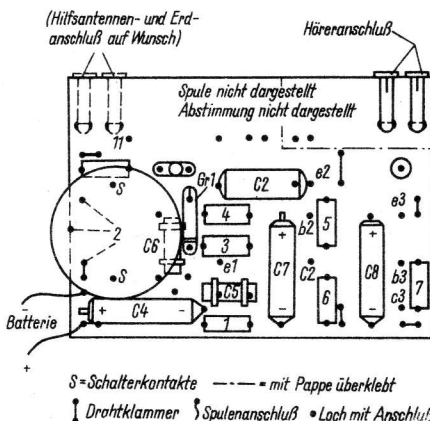


Bild 5 Bestückungsplan zu Bild 4

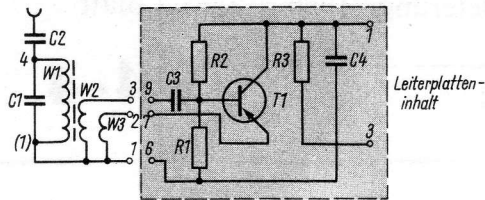


Bild 6 Schaltung des Bausteins EBS 2-1

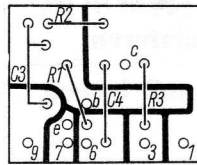


Bild 7 Leitungsmuster des EBS 2-1

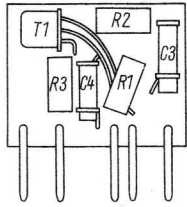


Bild 8 Bestückungsplan zu Bild 7

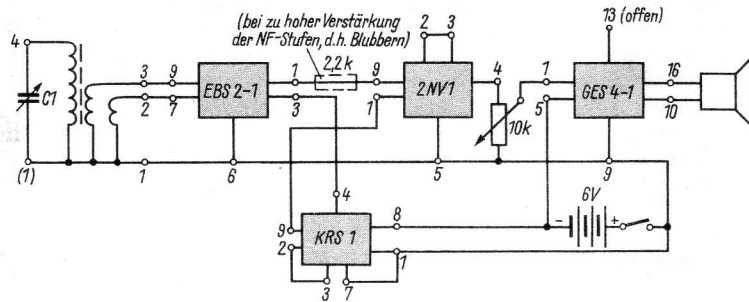


Bild 9 Blockschaltung eines Geradeempfängers mit Baugruppen des Programms *Amateur-Elektronik*; Lautsprecher 5 bis 8 Ω

3. Audioschaltung EBS 2-1 [2]

Zusammen mit anderen Baugruppen des bekannten Programms *Amateur-Elektronik* des VEB Meßelektronik Berlin kann man mit diesem Baustein schnell einen Ortsempfänger zusammenstecken. Spulenwickeln und Leiterplattenentwurf entfallen, da beide Teile im Bausatz enthalten sind. Die Schaltung dieses emitterseitig rückgekoppelten Audions zeigt Bild 6. Leitungsmuster und Bestückungsplan sind zur Information in Bild 7 und 8 enthalten. Bild 9 gibt eine Blockschaltung für einen Empfänger mit Lautsprecher wieder, ergänzt durch andere, ebenfalls in diesem Programm enthaltene Baugruppen.

4. Literatur

- [1] K. Schlenzig: *Transistortaschenempfänger Start*, Reihe Originalbaupläne, Deutscher Militärverlag Berlin
- [2] Beschreibung der Baugruppe EBS 2-1, Programm *Amateur-Elektronik*, VEB Meßelektronik Berlin



1. Allgemeine Überlegungen

Der ZF-Verstärker ist ein selektiver Resonanzverstärker zwischen Mischstufe (Ausgangsspannung mindestens 100 bis 200 μ V) und FM-Demodulator (Eingangsspannungsbedarf etwa 5 V). Aus den angegebenen Spannungen läßt sich die für den ZF-Verstärker erforderliche Verstärkung errechnen. Sie ist mindestens 2,5 bis $5 \cdot 10^4$. Bei einer Verstärkung von 35 je Stufe erreicht man das knapp mit 2 Stufen ($\nu = 1225$) oder besser mit 3 Stufen ($\nu = 42875$). Mit 2 Stufen kann andererseits die Bandbreite jeder Stufe etwas kleiner sein als beim 3stufigen Verstärker, was eine größere Stufenverstärkung ermöglicht.

Industrieempfänger enthalten meist 2 ZF-Verstärkerstufen, notfalls mit sehr knapper Bandbreite und etwas geringerer Empfindlichkeit, als es der Stand der Technik ermöglichen würde. In Großsupern, in Spitzengeräten findet man 3 ZF-Verstärkerstufen. Die reichlich bemessene Verstärkung ermöglicht eine besonders sorgfältige Begrenzung der ZF-Spannung (dies ist infolge der angewendeten Frequenzmodulation ohne nichtlineare Verzerrungen möglich) und eine größere Bandbreite, was der verzerrungsfreien Wiedergabe der höchsten Modulationsfrequenz zugute kommt. Die Bandbreite für Frequenzmodulation soll mindestens gleich dem 10fachen Wert der höchsten Modulationsfrequenz sein. Mit einer höchsten Modulationsfrequenz von 15 kHz ist deshalb die Mindestbandbreite 150 kHz. Diese Bandbreite gilt für den gesamten ZF-Verstärker.

Unter der Annahme, daß es sich bei dem Filter vor dem anschließenden FM-Demodulator um ein so breitbandiges handelt, daß es nicht berücksichtigt werden muß, ist die Bandbreite für das einzelne Filter vor der ersten Verstärkerstufe bzw. zwischen 2 Verstärkerstufen

$$B = \frac{B_{ges}}{\sqrt[n]{2-1}}$$

Damit muß die Filter-Bandbreite für einen 2stufigen Verstärker ($n = 2$) etwa 235 kHz und für einen 3stufigen Verstärker ($n = 3$) etwa 295 kHz betragen. Für beide Fälle sollen Schaltungen angegeben werden.

2. Dimensionierung des 2stufigen Verstärkers

Bild 1 zeigt die Schaltung des Verstärkers. Die Röhre EF 89 wurde speziell für Resonanzverstärker entwickelt (kleine Steuergitter-Anoden-Kapazität). Die maximal mögliche Verstärkung einer nicht neutralisierten Resonanzverstärkerstufe mit Bandfilter und etwa 10facher Sicherheit gegenüber Selbsterregung ist bei 10,7 MHz für die EF 89 etwa 52. Die Daten des verwendeten Filters sind: $L = 7,4 \mu$ H, $C = 30$ pF, $R_o = 35$ k Ω , kritische Kopplung (Bandbreite im Leerlauf, d. h. ohne Bedämpfung durch die angeschlossenen Röhren) $B_L = 215$ kHz, $k = d = 1,4\%$. Die Stufenverstärkung mit $S = 4,7$ mA/V (Gittervorspannung 0) ist bei der EF 89

$$V = S \cdot R_{kr} = 4,7 \cdot 10^{-3} \frac{35}{2} \cdot 10^3 \approx 82,$$

die Gesamtverstärkung bei 2 Stufen

$$V_{ges} = V^2 = 82^2 = 6724.$$

Das ist wesentlich mehr, als eingangs überschlägig berechnet wurde. Die Verstärkung von 82 gilt allerdings nur für die 1. Stufe. Die 2. Stufe muß eine Begrenzung der ZF-Spannung vornehmen. Diese unterdrückt atmosphärische sowie industrielle Störungen und bewirkt, daß Schwankungen der Eingangsspannung (z. B. durch Feldstärkeschwankungen) die Qualität des Empfangs nicht beeinträchtigen.

Diese Stufe wird deshalb mit niedriger Schirmgitterspannung ($U_{g2} \approx 75$ V) und RC-Glied im Gitterkreis (Zeitkonstante kleiner als die Periodendauer der höchsten Modulationsfrequenz) betrieben. Mit $U_{g2} = 75$ V ist die Steilheit der Röhre bei kleiner Aussteuerung ebenfalls etwa 4,7 mA/V. Durch das Gitter-RC-Glied tritt jedoch eine negative Gittervorspannung auf, die näherungsweise gleich dem Spitzenwert der Gitterwechselspannung ist. Mit $U_{g,eff} = 10$ V ist die Steilheit dann nur noch etwa 0,04 mA/V, und die Stufenverstärkung wird für diesen Fall etwa 1.

Diese Rechnung wird in gewissem Sinn beeinflusst durch die Dämpfung, die vor allem bei größeren Spannungen durch die angeschlossene Röhre und besonders durch deren Gitterstrom eintritt. Diese wirkt sich in erster Linie in einer größeren Bandbreite des Verstärkers aus, was im Interesse einer hochwertigen NF-Wiedergabe nur willkommen ist.

Die Schirmgitter werden über einen kapazitiven Spannungsteiler 4,7 nF/3 nF zwischen $+U_b$ und Masse angeschlossen (sog. ZF-Schirmgitterneutralisation), was für die Stabilität des ZF-Verstärkers notwendig ist. Im Gitterkreis der 1. Stufe wurde das gleiche RC-Glied wie in der 2. Stufe vorgesehen, um die ZF-Spannung bei stark einfallenden Sendern schon an dieser Stelle zu begrenzen.

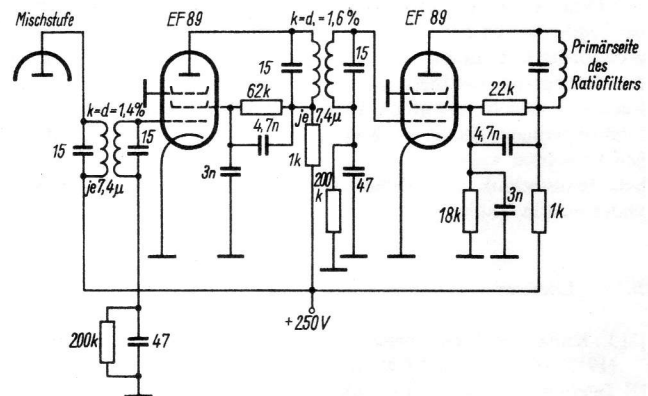


Bild 1 Schaltung des 2stufigen FM-ZF-Verstärkers

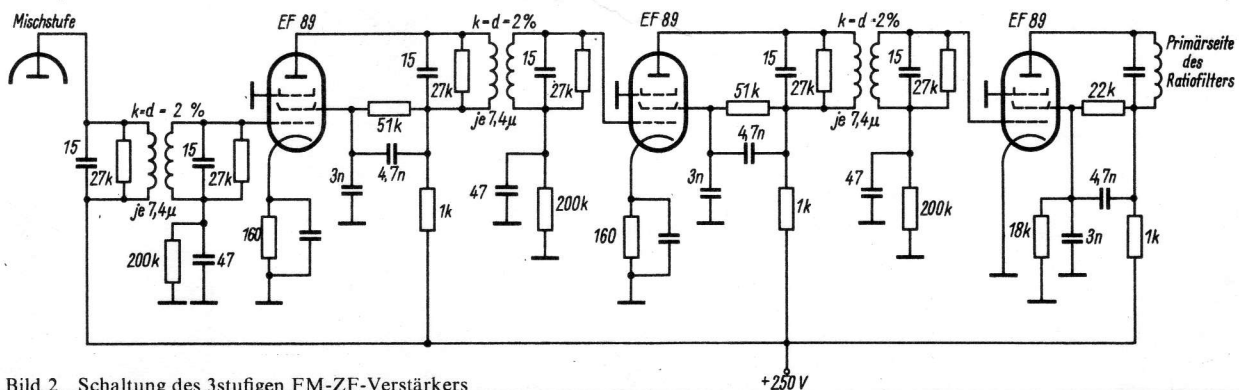


Bild 2 Schaltung des 3stufigen FM-ZF-Verstärkers

3. Dimensionierung des 3stufigen Verstärkers

Beim 3stufigen Verstärker nach Bild 2 können nicht die gleichen Bandfilter wie beim 2stufigen verwendet werden, da sonst die Gesamtbreite (infolge der größeren Zahl der Filter) zu klein wird. Die Bandbreite jedes Filters muß jetzt etwa 300 kHz sein, damit der Gesamtverstärker wieder die notwendige Mindestbandbreite von 150 kHz hat*. Genau wie im 2stufigen Verstärker sollen wieder kritisch gekoppelte Filter mit den gleichen L - und C -Werten verwendet werden. Die Dämpfung und auch die Kopplung muß man auf je 2% vergrößern. Ersteres erreicht man durch Parallelschalten eines 27-k Ω -Widerstands zu jedem Schwingkreis. Die Begrenzerstufe ist gleich der des 2stufigen Verstärkers ausgeführt. Die beiden ersten Stufen erhalten einen kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand von 160 Ω , wodurch die Steilheit auf 3,5 mA/V zurückgeht. Die Verstärkung des Gesamtverstärkers beträgt deshalb

$$V = \left(3,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{15 \cdot 10^3}{2} \right)^2 \cdot 82 \approx 55000.$$

4. Die Filter

Die größte Schwierigkeit beim Selbstbau der ZF-Verstärker ist die Ausführung der Filter. Im Fall des 2stufigen Verstärkers kann jeder handelsübliche Typ mit 15 bis 20 pF Kreiskapazität benutzt werden (durch Schalt- und Röhrenkapazität kommen mit dem Filter-C etwa 30 pF zusammen). Die Dämpfung handelsüblicher FM-ZF-Filter für 10,7 MHz beträgt in der Regel etwa 1,4%. Beim 3stufigen Verstärker wurde die Vergrößerung der Dämpfung mit je einem Parallelwiderstand beschrieben. Die Kopplung muß durch Annähern der beiden Kreisspulen vergrößert werden. Das Einstellen verlangt als Meßgerät mindestens einen Grid-Dipper, besser einen Selektografen. Die kritische Kopplung ist dann erreicht, wenn auf der Sekundärseite des primärseitig hochohmig gespeisten Filters gerade noch *ein* Resonanzkörper auftritt (beim Überschreiten der kritischen Kopplung treten 2 Höcker auf). Beim Nachrechnen fällt auf, daß die Bandbreite besonders der Filter im 2stufigen Verstärker sehr knapp bemessen ist. Es handelt sich dabei keineswegs um einen Rechenfehler. Bei Anschluß der Filter an die Röhren und bei deren Ansteuerung tritt die bereits erwähnte (von der Amplitude der Wechselspannung abhängige) Dämpfung auf, die die Bandbreite vergrößert.

Die Filterkapazitäten (einschließlich Röhren- und Schalt-C) liegen bei 30 pF, also an der unteren Grenze vertretbarer Werte. Ein Vergrößern der Kapazität auf etwa 50 pF bei gleichzeitiger entsprechender Verringerung der Induktivität ergibt zwar die gleiche Resonanzfrequenz, jedoch wesentlich kleinere Resonanzwiderstände und folglich geringere Stufenverstärkung. Dies ist besonders beim 2stufigen Verstärker wichtig.

Schaltungstechnik und Dimensionierung der Demodulatorstufe findet man in Kapitel 11.

5. Literatur

- [1] F. Kunze: Röhreninformation *EF 89*, radio und fernsehen 4 (1955) 19, S. 599 und 600, und 21, S. 663 und 664
- [2] Telefunken-Laborbuch I, Telefunken-AG, Ulm (Donau) 1957

* In einigen modernen Empfängern der Industrie wird diese Mindestbandbreite nicht eingehalten. Dadurch steigt die Trennschärfe, gleichzeitig treten aber bei hohen Modulationsfrequenzen nichtlineare Verzerrungen auf.



1. Allgemeines

In Staaten, die über ein UKW-Rundfunksendernetz verfügen, sind moderne Rundfunkempfänger meist für den Empfang der amplituden- und der frequenzmodulierten Bereiche eingerichtet. Es wäre sehr aufwendig, wollte man in derartigen Empfängern alle HF- und ZF-Stufen getrennt für die AM- und FM-Bereiche vorsehen. Besonders der ZF-Verstärker ist zumindest teilweise für beide Modulationsarten ausgelegt.

Wie allgemein bekannt, legt man in Überlagerungsempfängern die Zwischenfrequenz so hoch, daß die Spiegelfrequenzen nicht in den Empfangsbereich fallen, d. h., $f_z = 2 f_c$. Eine Ausnahme bildet der Kurzwellenbereich. Hier sind deshalb die Spiegelfrequenzen größtenteils im Empfangsbereich enthalten.

2. Die Schaltung des ZF-Verstärkers

Selbstverständlich muß jede Stufe eines Kombinations-ZF-Verstärkers Bandfilter für beide Zwischenfrequenzen enthalten. Man schaltet die entsprechenden Schwingkreise beider Bandfilter in Reihe. Die Kapazität des 468-kHz-Filters bedeutet für 10,7 MHz praktisch einen Kurzschluß, und die Induktivität des 10,7-MHz-Filters verhält sich bei 468 kHz genauso. Da die Leitungen bei 10,7 MHz kritischer sind als bei 468 kHz, legt man das 10,7-MHz-Filter möglichst nahe an die Röhrenfassung. Bei Empfang in einem AM-Bereich erhält das Steuergitter eine Regelspannung; bei FM-Empfang liegt der »kalte« Bandfilteranschluß gleichspannungsmäßig an Masse. Da im Interesse der Verzerrungsfreiheit kein Gitterstrom fließen darf, muß der Arbeitspunkt der Röhre mittels automatischer Gittervorspannungserzeugung durch einen Katodenwiderstand festgelegt werden, obwohl dadurch die Stufenverstärkung etwas geringer ist als die maximal mögliche.

Für die AM-ZF-Verstärkung reicht bekanntlich 1 Stufe, während bei UKW-FM-Empfang mindestens 2 Stufen vorhanden sein sollten. Es werden deshalb 2 ZF-Stufen verwendet, wobei die 2. Stufe nur für die FM-ZF von 10,7 MHz vorgesehen ist.

Ähnlich wie bei dem AM-ZF-Verstärker mit Röhre kann sich auch in diesem ZF-Verstärker ein nicht überbrückter Katodenwiderstand von 100 Ω befinden. Dieser Katodenwiderstand wirkt der Änderung der Eingangskapazität entgegen.

3. Die Mischstufe

Für die AM-Mischstufe wird in Wechselstromempfängern heute durchweg die Triode-Heptode *ECH 81* verwendet. Während das Triodensystem dieser Verbundröhre eine um den Betrag der ZF (= 468 kHz) höhere Oszillatorfrequenz als die Eingangsfrequenz erzeugt, ist das Heptodensystem die eigentliche Mischröhre. Dem Gitter 1 wird die Eingangsfrequenz zugeführt, während das Gitter 3 die Oszillatorfrequenz erhält. Die Steuerung des Anodenstroms ist eine Funktion der Momentanspannungen an den Gittern 3 und 1, es entstehen die Summen- und Differenzfrequenzen von U_c und U_{osz} neben den beiden ursprünglichen Frequenzen U_c und U_{osz} . Mischstufen dieser Art nennt man Stufen für *multiplikative Mischung*. Sie sind in den AM-Bereichen bei röhrenbestückten Empfängern seit über 35 Jahren gebräuchlich. Einer ihrer Vorteile ist, daß sie sich durch eine negative Gittervorspannung am Gitter 1 genauso regeln lassen wie ZF-Verstärkerstufen, ohne daß der Oszillator vom Regelvorgang beeinflusst wird.

Die Schirmgitter (g_2 und g_4) sind innerhalb der Röhre miteinander verbunden. Sie erhalten über einen Schirmgittervorwiderstand eine positive Spannung aus $+U_b$, die sich beim Regelvorgang ändert (Prinzip der gleitenden Schirmgitterspannung). Der Wert des Schirmgittervorwiderstands beträgt bei $U_b = 250$ V etwa 22 k Ω .

Die Regelkurven der *ECH 81* und der anderen Regelröhren der Noval-Röhrenserie sind aufeinander abgestimmt. Bei $U_{g1} = -2$ V, d. h. vor Einsetzen der Regelung, ist die Mischsteilheit 0,775 mA/V, bei $U_{g1} = -28,5$ V beträgt sie nur noch 7,75 μ A/V: Sie hat sich auf $1/100$ verringert.

Bild 1 zeigt die Schaltung des gesamten ZF-Verstärkers mit der AM-Mischstufe. Die Werte wurden zum großen Teil aus den Blättern für AM- und FM-ZF-Verstärker übernommen, so daß sie hier nicht ausführlich begründet werden müssen.

Die Verwendung der AM-Mischstufe als zusätzliche FM-ZF-Verstärkerstufe ist bei Röhrenbestückung im allgemeinen nicht üblich, weshalb auch in der gezeigten Schaltung von dieser prinzipiell möglichen Lösung abgesehen wurde.

4. Literatur

- [1] Div. Industrieschaltungen von Rundfunkempfängern in radio und fernsehen, Jahrgänge 1957 bis 1959
- [2] Telefunken-Laborbuch I, Telefunken-AG, Ulm (Donau) 1960

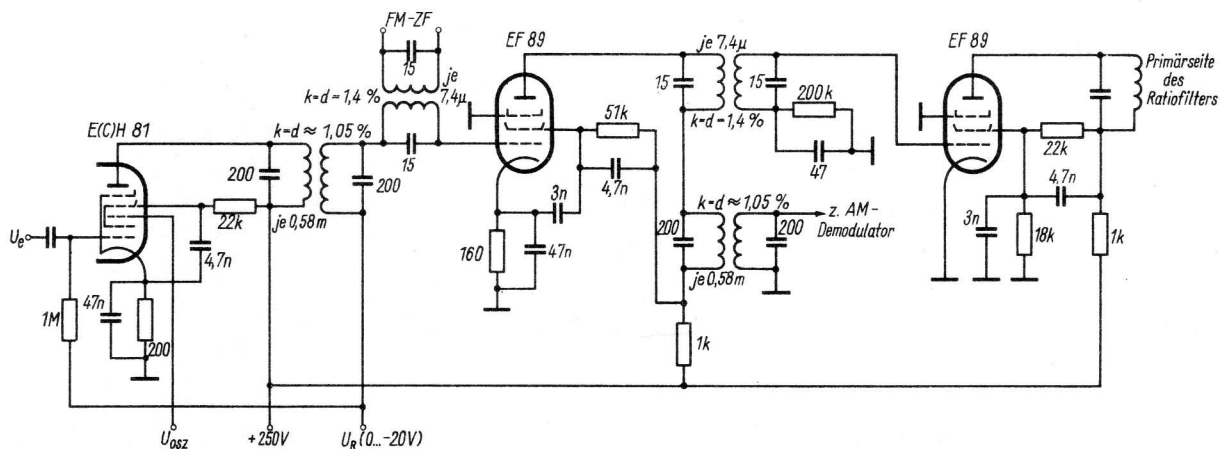


Bild 1 Schaltung des AM-FM-Kombinations-ZF-Verstärkers mit AM-Mischstufe

Die folgenden Angaben sind auf Grundlage der Statistik der DDR für das Jahr 1949 zusammengestellt. Die Angaben sind in Prozent der Gesamtbevölkerung der DDR angegeben.

Die Bevölkerung der DDR im Jahr 1949 betrug 14.100.000 Personen. Davon waren 6.800.000 männlich und 7.300.000 weiblich.

Die Bevölkerung der DDR im Jahr 1949 war in 1.100.000 Haushalten unterteilt. Davon waren 450.000 Einpersonenhaushalte, 350.000 Zweipersonenhaushalte, 200.000 Dreipersonenhaushalte, 100.000 Vierpersonenhaushalte und 100.000 Haushalte mit fünf oder mehr Personen.

Die Bevölkerung der DDR im Jahr 1949 war in 1.100.000 Haushalten unterteilt. Davon waren 450.000 Einpersonenhaushalte, 350.000 Zweipersonenhaushalte, 200.000 Dreipersonenhaushalte, 100.000 Vierpersonenhaushalte und 100.000 Haushalte mit fünf oder mehr Personen.

Die Bevölkerung der DDR im Jahr 1949 war in 1.100.000 Haushalten unterteilt. Davon waren 450.000 Einpersonenhaushalte, 350.000 Zweipersonenhaushalte, 200.000 Dreipersonenhaushalte, 100.000 Vierpersonenhaushalte und 100.000 Haushalte mit fünf oder mehr Personen.



1. Einleitung

Für die in Transistorempfängern übliche ZF von 455 kHz wurden in den Keramischen Werken Hermsdorf 2kreisige Filter auf der Basis des Piezoeffekts entwickelt, die den Abgleich des Geräts auf Mischstufe und ersten ZF-Kreis beschränken. Dieser erste Kreis ist weiter in LC-Technik auszuführen. Auf diese Weise paßt man einerseits die Mischstufe an den Piezoverstärker an, andererseits ergibt sich eine genügende Bedämpfung störender Nebenresonanzen der keramischen Filter. Das wird unterstützt durch die Wahl von 2 etwas unterschiedlichen Filtern in den beiden Stufen.

Die Filter bestehen aus einem H-förmigen Schwingerelement, das 2 durch Quersteg gekoppelte Längsschwinger bildet. Eingangsseitig wird über dünne Drahtkontakte das Signal eingekoppelt, wobei sich die elektrische in eine mechanische Schwingung wandelt, denn in einem bestimmten, von der Geometrie abhängigen Frequenzbereich geraten beide Schwinger in Resonanz. Das derart »gefilterte« Signal kann ausgangseitig wieder über Drahtkontakte als elektrische Schwingung abgenommen werden. Die Filteranschlüsse zeigt Bild 1.

Im folgenden wird ein einfacher, bewährter ZF-Verstärker vorgestellt, der sich in vielen Gerätekombinationen einsetzen läßt.

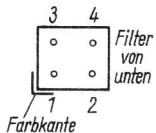


Bild 1 Anschlüsse der keramischen Filter SPF 455 A6 und SPF 455-9

2. Schaltung des Bausteins

Man geht davon aus, daß der LC-Kreis der Mischstufe zugeordnet wird, denn das ist elektrisch günstiger (relativ niederohmige Auskopplung). Unter dieser Bedingung ergibt sich bei Wahl der für den Amateur brauchbaren Kombination SPF 455 A 6 (LC-Filter s. Bl. 5-2; keramisches Filter: blaue Kappe) und SPF 455-9 (rote Kappe) eine Schaltung nach Bild 2. Basiskoppelkondensatoren entfallen, dafür benötigen die Transistoren ohmsche Arbeitswiderstände. Der Grund liegt in den Filtern, die keinen Gleichstromweg bieten.

Die verwendeten Drifttransistoren stellen sicher, daß der Verstärker nicht infolge innerer Rückwirkung ins Schwingen kommt; darauf nimmt auch die Dimensionierung der Kollektorwiderstände Rücksicht.

In der vorliegenden Schaltung werden beide ZF-Stufen geregelt; eine bei falscher Einstellung ohnehin nur störende Dämpfungsdiode fehlt. Beide Stufen erhalten über ein gemeinsames Einstellpotentiometer ihr Basispotential, dessen Höhe von der Regelspannung beeinflusst wird.

Der Verstärker hat einen RC-Ausgang. Den gegenüber einer induktiven Auskopplung an den Gleichrichter eintretenden Spannungsverlust gleicht die Verdopplerschaltung aus, die außerdem für beide Halbwellen den Gleichstromweg sichert.

Falls der Ausgang nicht mit einem Potentiometer abgeschlossen wird und falls der folgende Verstärker mit einem Koppelkondensator beginnt, ist bei »B« eine Drahtbrücke einzufügen.

Die Einstellwerte des Verstärkers (ohne Signal) sind aus Bild 2 ersichtlich.

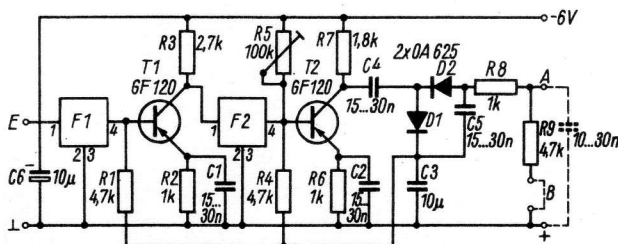


Bild 2 Schaltung des ZF-Verstärkers mit Piezofiltern

3. Mischstufenvorschlag

Der Eingang kann für ein beliebiges Band im Kurz-, Mittel- oder Langwellenbereich ausgelegt sein. Bild 3 bezieht sich auf Mittelwelle. Es enthält die bekannte Sternchen-Oszillatorspule und den dazu passenden Drehkondensator.

Eine Eigenbauvariante der Spule ist z. B. in Blatt AM-Taschensuper Bl. 11-7 enthalten, nähere Angaben zur Mischstufe siehe dort.

Für das Filter gelten folgende Richtwerte, wenn vom Filtertyp des R111 Gebrauch gemacht wird: Kreis-C 1000 pF, Kreiswindungen 70 (Transistor am gesamten Kreis), Anzapfung für Piezofilter bei 10 Wdg.

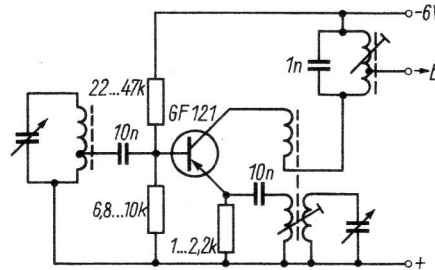
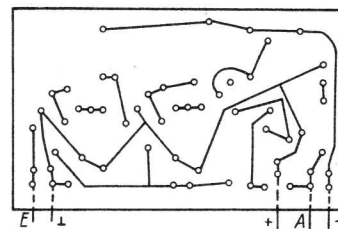


Bild 3 Vorschlag für eine Mischstufe



Format 30x50

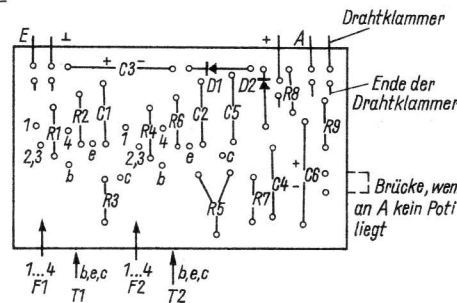


Bild 4 Stilisiertes Leitungsnetz für den ZF-Verstärker
 Bild 5 Bestückungsplan

4. Praktischer Aufbau

Für den Baustein bietet sich eine Leiterplatte an. Einen entsprechenden Vorschlag vermittelt Bild 4 (stilisiertes Leitungsnetz mit Lochbild, M 1:1).

Bild 5 zeigt die Bestückungsseite mit symbolisierten Bauelementen, ebenfalls im Maßstab 1:1. Der Nachbau des Verstärkers bereitet daher keine Schwierigkeiten.

Bei den Filtern ist etwas Vorsicht am Platz. Ihre Anschlüsse sollen nicht gekürzt werden, da die Halterung wärmeempfindlich ist und infolge des Wärmetransports über den Draht unter Umständen erweicht. Dann verschlechtert sich die Kontaktierung am Filterkörper, so daß die Dämpfung steigt und zum Totalausfall führen kann.

Außer den 3 Löchern mit 1,3 mm Durchmesser für den Einstellregler sind alle Bohrungen 1 mm im Durchmesser und liegen im 1-mm-Raster der Kleinbautechnik. Für die Außenanschlüsse wählt man etwa 0,8 mm dicken Draht, mit dem sich die ganze Baugruppe z. B. auf einer größeren Leiterplatte unterbringen läßt.

1. Einleitung

Für Mittel- und Kurzwellenrundfunkempfänger wird meist eine Zwischenfrequenz von 450 bis 470 kHz verwendet, da dieser Frequenzbereich frei von starken Rundfunksendern ist. Für diese Frequenzen benutzt man bandfiltergekoppelte ZF-Verstärker mit Bandbreiten von etwa 10 kHz und Verstärkungswerten bis 1000fach.

Die Schwundregelung erfolgt meist auf eine Verstärkerstufe rückwärts von der Demodulatordiode aus. Obwohl normale Emitterstufen mit HF-Transistoren (etwa GF 120...GF 122) die gewünschte Verstärkung mit 2 Stufen ergeben, ist die Kaskodeschaltung vorzuziehen, da mit ihr der Verstärker stabiler wird.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des beschriebenen Verstärkers. Einem kapazitiv angezapften Eingangskreis – der z. B. im Kollektorkreis des Mixers liegen kann – folgt die erste Kaskodestufe in gleichstrommäßiger Serienschaltung. Es schließen sich an ein kapazitiv spannungsgekoppeltes 3-Kreis-Filter und die 2. Kaskodestufe. Dieser schließen sich die Demodulatordiode und ein Emitterfolger in Darlington-Schaltung an. Von dessen niederohmigem Emitterwiderstand werden sowohl die Schwundregelspannung als auch die NF abgenommen.

2. Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt die vollständige Schaltung für eine Speisespannung von 12 V. Die 3-dB-Bandbreite beträgt bei schwachen Signalen 7 kHz, bei starken 10 bis 12 kHz. Die Nachbarkanaldämpfung kann mit insgesamt 5 Kreisen auf etwa 40 dB gebracht werden, was für übliche Mittelwellenempfänger ausreichend ist.

Bei einer Eingangsspannung von 6 bis 8 μ F ergibt sich eine NF-Ausgangsspannung von 150 mV (bei 30% Modulation). Die Dynamikkompression durch die Wirkung der 2stufigen Schwundregelung hat den Faktor 10, d. h., eine Eingangsspannungsänderung im Bereich

von 60 dB wird auf eine Ausgangsspannungsänderung von 6 dB ausgeregelt. Der Gesamtstromverbrauch des Verstärkers liegt bei 10 mA. Der Kollektorstrom der ersten Kaskodestufe beträgt 0,8 mA, der der zweiten, 0,9 mA. Durch Verwendung eines zusammengesetzten Emitterfolgers als NF-Verstärker kann die Demodulatordiode einen hochohmigen Lastwiderstand erhalten, so daß der Gleichrichterwirkungsgrad hoch ist.

Die Schwundregelspannung wird am Emitterwiderstand von T6 abgenommen und gesiebt über die Widerstände R1 und R6 an die Basis von T1 und T3 geführt. Der Arbeitspunkt der Schwundregelung kann durch Wahl dieser Widerstände eingestellt werden.

3. Aufbau

Als Filterkreise sind Sternchen-ZF-Spulen oder Vagant-AM-Filter geeignet. Der letzte Kreis kann recht breitbandig sein und läßt sich daher auch auf einen Ferritringkern von 10 mm Außen- und 5 mm Innendurchmesser wickeln. Bei einer Ringkernpermeabilität von 600 ergeben sich folgende Wickelraten:

- L5 = 75 Wdg., 0,1-mm-CuLS,
- L6 = 160 Wdg., 0,1-mm-CuLS.

L7 ist eine HF-Drossel von etwa 2 mH.

Aus Gründen geringen Rauschens wählt man für T1 einen Hochfrequenztyp, z. B. GF 122 oder GF 130; die übrigen Stufen können mit dem Transistor GF 105 bestückt werden.

Der ZF-Verstärker paßt auf eine Leiterplatte 50 mm \times 120 mm.

4. Literatur

- [1] E. Syrnikow: Kaskode-ZF-Verstärker, Radio (1966), H. 4, S. 29 bis 30
- [2] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

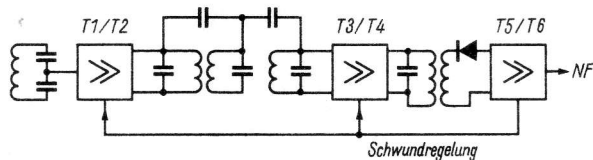


Bild 1 Blockschaltung des AM-ZF-Verstärkers

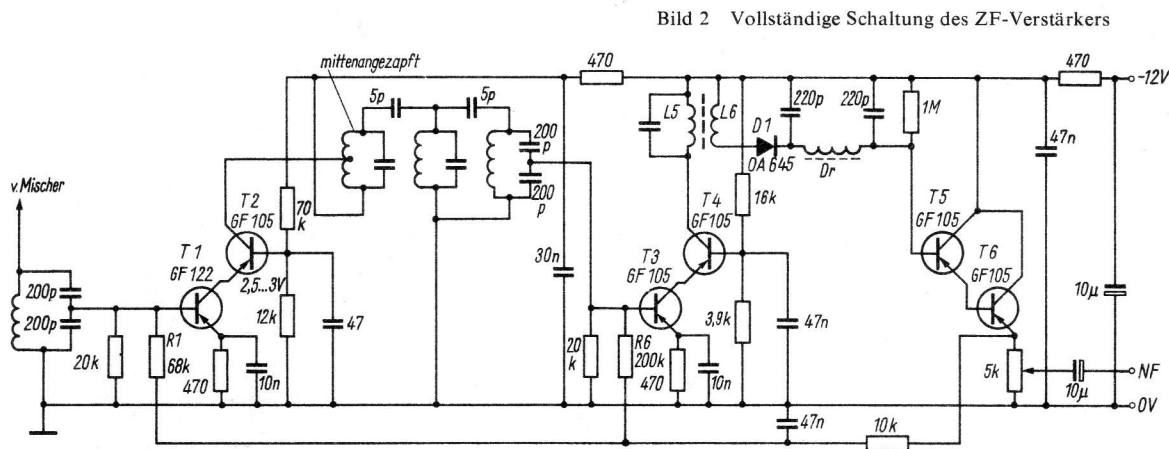


Bild 2 Vollständige Schaltung des ZF-Verstärkers

Faint, illegible text and a grid structure, likely a statistical table or data set, covering the majority of the page.

1. Einleitung

Moderne Kurzwellenempfänger und auch teilweise hochwertige Koffereempfänger enthalten ZF-Verstärker, bei denen alle Siebmittel vor der ersten ZF-Verstärkerstufe liegen. Dazu werden mehrkreisige LC-Filter, keramische Mehrkreisfilter oder mechanische Filter eingesetzt. Diese Schaltungsart hat folgende Vorteile gegenüber der konventionellen Lösung mit Einzelkreisen oder verteilten Bandfiltern:

- Im Transistorverstärker wird der Abgleich 2kreisiger Bandfilter durch die erforderliche Neutralisation erschwert. Bei einem Filter mit konzentrierter Selektion läßt sich die Resonanzkurve exakt berechnen und einstellen, und die Einflüsse der Transistoren fallen weg.
- Die nach dem Filtern erforderliche ZF-Verstärkung kann mit aperiodischen RC-Breitbandverstärkern oder mit breitbandig einzelkreisgekoppelten Stufen erzielt werden.
- Die Flankensteilheit der Selektionskurve ist besser als bei bandfiltergekoppelten ZF-Stufen.
- Der ZF-Verstärker weist bei konzentrierter Selektion eine höhere Kreuzmodulationsfestigkeit auf.
- Der Entwurf der Filter kann nach Diagrammen erfolgen (s. radio und fernsehen, H. 24/1965 bis 3/1966).

Gewöhnlich reicht für Mittelwellenempfänger ein 4-Kreis-Filter, für KW-Amateurempfänger ist ein 6-Kreis-Filter anzuraten.

Nachstehend soll die Schaltung eines ZF-Verstärkers mit 5-Kreis-Filter und 3stufigem, breitbandigem Verstärker angegeben und dimensioniert werden. Genauere Angaben findet man zu diesem Thema in der Literatur [1], [2], [3].

2. Dimensionierung eines Mehrkreisfilters

Ausgangspunkt sind die Selektionsforderungen des Empfängers. Für normalen AM-Empfang ist eine ZF-Bandbreite von $B = 6$ kHz ausreichend. Die ZF möge $f_o = 468$ kHz betragen. Die Flankensteilheit des Filters soll im Abstand < 20 kHz von der Mittenfrequenz f_o eine Dämpfung von 60 dB ergeben. Als Spulen werden im Beispiel die AM-Filter des *Vagant* benutzt, die bei einer Induktivität von $115 \mu\text{H}$ eine Güte von 130 bis 150 aufweisen.

Damit wird die Leerlaufbandbreite

$$B_o = \frac{468}{140} = 3,34 \text{ kHz};$$

also ist

$$\frac{B}{B_o} = 1,8.$$

Der Leerlaufresonanzwiderstand ergibt sich mit

$$R_o = \frac{Q_o}{\omega_o C}$$

(Q_o - Leerlaufgüte)

$$\text{zu } R_o = \frac{140}{6,3 \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 47 \text{ k}\Omega.$$

B_{60} , die 60-dB-Bandbreite, entspricht dem doppelten Abstand von der Mittenfrequenz, also 40 kHz. B_{60} ist kleiner als 10% von f_o .

Damit wird der Flankensteilheitsfaktor

$$F_{60} = \frac{B_{60}}{B} = 6,7.$$

Aus [1] (Blatt 1, Bild 10) kann man für die Kreiszahl $n = 5$ und die Werte $\frac{B}{B_o} = 1,8$ sowie $F_{60} = 6,7$ die Werte $2m = 10^{-2}$ und $A = 7$ ablesen.

Nun müssen die Koppelkapazitäten zwischen den einzelnen Filterkreisen bestimmt werden, denn bei Verwendung abgeschirmter Einzelspulen ist die kapazitive Spannungskopplung am leichtesten zu realisieren. Aus [1] (Bild 18 bis 21) liest man ab: $K_{12} = 1,65$, $K_{23} = 0,55$, $K_{34} = 1,35$ und $K_{45} = 3,4$. Diese Werte lassen sich nun in die effektiven Koppelkapazitäten umrechnen:

$$C_{12} = \frac{K_{12}C}{Q_o} = 1,65 \cdot 10^3 / 140 = 11,8 \text{ pF}$$

$$C_{23} = 0,55 \cdot 10^3 / 140 = 3,9 \text{ pF}$$

$$C_{34} = 1,35 \cdot 10^3 / 140 = 9,6 \text{ pF}$$

$$C_{45} = 3,4 \cdot 10^3 / 140 = 24,3 \text{ pF}$$

Benutzt man einen Transistor OC 872 oder dessen Nachfolgetyp, so hat man für einen Arbeitspunkt $U_c = 6$ V, $I_c = 0,5$ mA etwa mit diesen Parametern zu rechnen: $S = 17$ mS, $g_{oe} = 20 \mu\text{S}$, $C_{r\ddot{u}} = 10$ pF. Der Eingangsleitwert der nächsten Stufe (ebenfalls OC 872) beträgt $g_{ie} = 1$ mS.

Damit wird

$$g_{oe}R_o = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 47 \cdot 10^3 = 0,94.$$

Aus [1] (Bild 49) ergibt sich dann $\ddot{u}_1 = 3,1$. Das ist das Übersetzungsverhältnis vom Eingangs- oder Mischtransistor zum Filter. Analog wird für die Ausgangsübersetzung $g_{ie}R_o = 47$, $\ddot{u}_2 = 9,2$ [1] (Bild 50). Nun muß noch der Parallelwiderstand zum Filter bestimmt werden. Aus [1] (Bild 51) wird für $A = 7$ der Wert $\frac{R_p}{R_o} = 0,18$ und damit $R_p = 0,18 \cdot 47 \cdot 10^3 = 8,46$ k Ω (Normwert 8,2 k Ω wird eingebaut). Durch die Anzapfung an Spule 1 ändert sich der Wert des Koppelkondensators.

Es ist $C_{12}' = \ddot{u}_1 \cdot C_{12} = 3,1 \cdot 11,8 = 36$ pF.

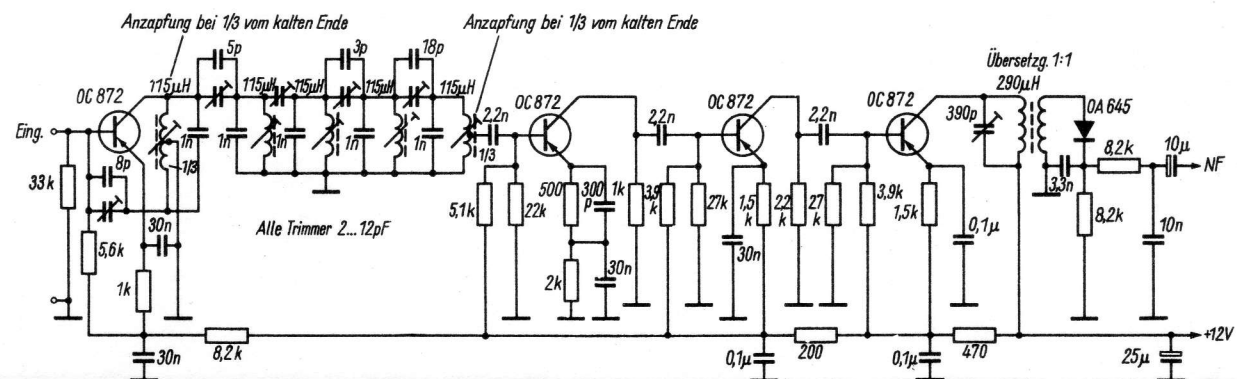
Die Größe der Neutralisationskapazität für den OC 872 ergibt sich zu

$$C_n = \frac{\ddot{u}_1}{(\ddot{u}_1 - 1)} \cdot C_{r\ddot{u}} = \frac{3,1}{2,1} \cdot 10 = 15 \text{ pF}.$$

Der Übertragungsfaktor des Filters ist nach [1] (Bild 30) $p = 0,032$. Damit kann noch die Stufenverstärkung berechnet werden:

$$V_o = \frac{SR_o p}{\ddot{u}_1 \ddot{u}_2} = 0,9.$$

Bild 1 AM-ZF-Verstärker mit konzentrierter Selektion



Der Paralleldämpfungswiderstand zum Filter ist nur dann erforderlich, wenn eine hochohmige Stufe (Feldeffekttransistor oder Röhre) folgt. Im anderen Fall transformiert man g_{ie} in das Filter geeignet ein. Hierzu wird noch das Übersetzungsverhältnis \ddot{u}_2 geändert. Mit $R_L = \frac{1}{g_{ie}} = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_o = 47 \text{ k}\Omega$ folgt nach [1] (Bild 47) $\ddot{u}'_2 = 3,2$. Der Widerstand R_p entfällt dann. Die Stufenverstärkung erhöht sich auf $V'_o = 2,8$. Damit sind alle interessierenden Filterdaten bestimmt, und es ergibt sich für den AM-ZF-Verstärker die Schaltung gemäß Bild 1.

3. Abgleich

Der Abgleich des Filters kann durch Spannungsmessung am ersten Kreis erfolgen [2]. Man speist das Filter in der Nennfrequenz mit einem Meßgenerator, der eine Amplitude von 100 mV abgeben soll.

Zunächst mißt man U_1 (also z. B. 100 mV) mit verstimmtem 2. Kreis, dann stimmt man den 2. Kreis auf Resonanz ab (bei verstimmtem 3. Kreis) und stellt den 1. Koppeltrimmer auf eine Spannung von 27 mV am 1. Kreis ein. Dann wird der 3. Kreis auf Resonanz abgestimmt und der 2. Koppeltrimmer auf 31 mV am Kreis 1 eingestellt, analog dazu für Kreis 4 die Spannung an Kreis 1 auf 29 mV und für Kreis 5 schließlich auf 30 mV. Wenn diese Spannungen gemessen und eingestellt sind, ist das Filter abgeglichen. Man kann den Abgleich natürlich auch auf beste Kurvenform mit Hilfe eines Wobblers vornehmen.

Die Neutralisation des Transistors wird so durchgeführt: Durch Anschließen einer Kombination 0,1 μF und 1 $\text{k}\Omega$ in Reihe über die Spule verstimmt man den 2. Filterkreis, und an den Kollektor des Transistors wird der Meßsender mit der Frequenz f_o lose angekoppelt. An die Basis des Transistors schließt man ein Röhrenmillivoltmeter an und gleicht den Neutralisationskondensator auf Spannungsminimum an der Basis ab.

Die Schaltung bietet keine weiteren Besonderheiten. Die Arbeitspunkte der Transistoren werden über Widerstandsteiler eingestellt. Der negative Pol der Speisespannung von 12 V ist geerdet. Die letzte Stufe wird über einen breitbandigen Kreis an die Gleichrichterdiode angekoppelt, damit man den Demodulatorkreis geeignet dimensionieren kann. Die Bandbreite dieses Kreises ist größer als 10 kHz, so daß seine Resonanzkurve nicht in den Gesamtselektionsverlauf des ZF-Verstärkers eingeht.

Mit mechanischen Bandfiltern, die nach dem Prinzip der Magnetostraktion arbeiten, lassen sich auf kleinem Raum weitere Kreise realisieren und damit noch bessere Flankensteilheiten erzielen. Die Anwendung dieser Filter ist bei einer Kreiszahl $n > 6$ zu empfehlen.

4. Literatur

- [1] Dimensionierung von mehrkreisigen Bandfiltern in ZF-Stufen nach Entwurfsdiagrammen, radio und fernsehen 14 (1965), H. 23, bis 15 (1966), H. 3
Labor- und Berechnungsunterlagen El. Üg. 1, Blatt 1-4 (1965/66)
- [2] M. Dishal: *Alignment of synchronously tuned circuit filters*, Proc. IRE 39 (1951), H. 11, S. 1448-1455
- [3] A. Tamman: Filter konzentrierter Selektion, Radio 6 (1965), S. 22-24, und 7 (1965), S. 21-22

1. Einleitung

Ein transistorisierter FM-Empfänger besteht aus Tuner, ZF-Verstärker mit FM-Demodulator und NF-Verstärker. Alle diese Baugruppen erläutert die vorliegende Sammlung.

Im folgenden soll ein 4stufiger ZF-Verstärker beschrieben werden, der allen Ansprüchen genügt.

Für den Ortsempfang reicht auch ein 3stufiger ZFV aus, so daß man gegebenenfalls die 1. Stufe weglassen kann. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Verstärkers. Die beiden letzten Transistoren arbeiten als Begrenzer. Der erste Transistor wird zur Unterstützung etwas mitgeregelt, so daß auch große Eingangsspannungen verarbeitet werden können. Als Demodulator dient ein symmetrischer Ratiodektektor. Damit ist die Möglichkeit einer automatischen Frequenznachstimmung gegeben. Der vorliegende Ratiodektektor ist stereotüchtig.

2. Schaltungsbeschreibung (vgl. Bild 2)

T1 erhält seine Basisvorspannung aus der Diode D1, die man über 8 pF an den Kollektorkreis des 3. Bandfilters koppelt. Die Richtspannung von D1 ist der Amplitude des einfallenden Trägers proportional, so daß die Verstärkung von T1 bei kleinen Eingangsspannungen höher liegt als bei großen. Der negative Pol der Speisepannung ist geerdet, die positive Spannung wird über Seriensiebglieder 47 Ω /10 nF den einzelnen Stufen zugeführt. Im Kollektorkreis jedes Verstärkertransistors liegt ein Serienwiderstand von 330 Ω , der den Einfluß der arbeitspunktabhängigen Transistorparameter auf den Kreis verringert und für eine Verbesserung der Begrenzerwirkung in den letzten beiden Stufen sorgt. Weiterhin ist durch diese Maßnahme eine Neutralisation der Stufe überflüssig. Bei T4 mußte er sogar auf 560 Ω erhöht werden. Als Bandfilter dienen die Filter des *Vagant* vom VEB Stern-Radio Berlin. Die einzelnen abgeschirmten Kreise für 10,7 MHz werden kapazitiv über je 2 pF spannungsgekoppelt.

Die eingebauten Kreiskondensatoren haben eine Kapazität von 100 pF. Wegen der Spannungskopplung sind die Koppelkondensatoren hochfrequenzmäßig »heiß«. Daher muß der Verstärker so aufgebaut werden, daß diese Kondensatoren abgeschirmt sind. FM8 und FM9 bilden zusammen das Ratiofilter. Mit dem Trimpotentiometer von 500 Ω stellt man auf beste AM-Unterdrückung

ein. Die NF-Spannung wird über ein HF-Siebglied 100 Ω /6 nF abgenommen und dem NF-Verstärker zugeführt. Im Fall des Betriebs für monofonen Empfang muß parallel zum Ausgang der NF ein Kondensator von 6,8 nF zur Deemphasis geschaltet werden. Bei etwa 10 μ V Eingangsspannung ergibt sich eine NF-Spannung von 100 mV.

Durch die relativ hochohmigen Emitterwiderstände sind die einzelnen Transistorstufen temperaturkompensiert. Die ZF-Mittelfrequenz verschiebt sich bei Änderung der Umgebungstemperatur von -5 auf $+20$ °C um 50 kHz. Die ZF-Bandbreite beträgt 150 kHz. Schwankungen der Speisepannung von 11 bis 15 V haben keinen Einfluß auf Verstärkung oder Form der Durchlaßkurve des FM-ZF-Verstärkers.

3. Aufbau

Der praktische Aufbau erfolgt auf einer Leiterplatte, Abmessungen 51 mm \times 139 mm (Bild 3). Die Bandfilter werden längs der einen Kante angeordnet. Zwischen zwei Abschirmbechern sitzt jeweils ein Transistor. Die übrigen Bauelemente der Stufen sind seitlich von den Bandfiltern angeordnet, so daß eine kreuzungsfreie Verdrahtung möglich ist. Die größeren Kondensatoren sind Epsilanscheiben, alle Widerstände 0,05-W-Typen. Zur Abschirmung wird die fertig verdrahtete Platte in einen Winkel aus Kupfer- oder Messingblech gesetzt (60 mm Breite, Höhe der Filterbecher). Wenn man diesen Blechwinkel etwas länger ausführt, kann auch der Tuner noch darauf befestigt werden.

An Stelle der angegebenen Transistoren vom Typ *GF 130* kann man auch entsprechende Ausschubtransistoren verwenden, wenn man sie vorher auf die Gleichstromparameter hin untersucht hat und mit etwas geringerer Gesamtverstärkung zufrieden ist.

In Bild 4 sind bildlich Hinweise für die Bestückung der gedruckten Schaltung gegeben.

4. Literatur

- [1] Filipkowski: Transistoren bei hohen Frequenzen, VEB Verlag Technik, Berlin 1965
- [2] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateuer, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

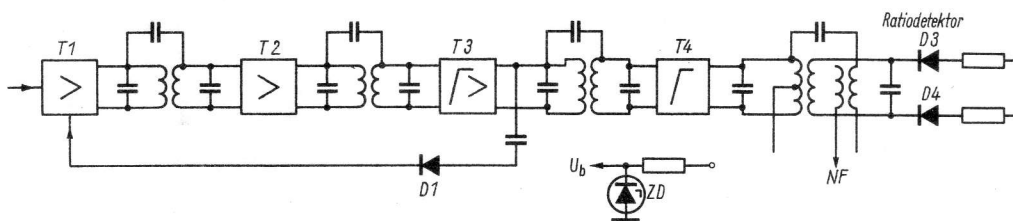


Bild 1 Blockschaltung eines 4stufigen FM-ZF-Verstärkers

1. Einleitung

Für Zwecke des Fernsehens, für die Meßtechnik oder auch bei Impulsübertragungsverfahren werden breitbandige Zwischenfrequenzverstärker benötigt. Die Mittenfrequenz richtet sich nach den zur Verfügung stehenden Transistoren. Bei höherer Mittenfrequenz ist es jedoch leichter, die erforderliche Durchlaßbandbreite zu erreichen. Mit Rücksicht auf greifbare Transistoren wird eine ZF von etwa 35 MHz gewählt. Mit Transistoren des Typs *GF 132* ergibt sich mit 4 Stufen eine Verstärkung von 600 bei einer Bandbreite von 5 MHz. Die Transistoren arbeiten in Basisschaltung. Die erforderliche Bandbreite stellt man mit verstimmtten Einzelkreisen ein. Wegen der hohen Verstärkung ist eine Abschirmung unerlässlich. Die Speisespannungen müssen stabilisiert werden, da jede Spannungsänderung eine Änderung der Verstärkung und der Durchlaßkurve bewirkt.

2. Schaltung

Die Werte der Bauelemente in Bild 1 wurden nur für die 1. Stufe angegeben, da alle Stufen gleich ausgeführt sind. Jede befindet sich in einer Abschirmkammer des Metallgehäuses. Nur 4 Leitungen gehen von einer Kammer zur anderen. Der Eingang zum Emitter ist bei der ersten Stufe aperiodisch in *RC*-Kopplung ausgeführt. Der Widerstand von 510 Ω kehrt auch in jeder Stufe wieder und dient

zur Dämpfung des Kreises auf die erforderliche Einzelbandbreite.

Der Kollektor ist voll an den Schwingkreis angekoppelt, was bei der großen Bandbreite der Einzelkreise keine merklichen Verluste mit sich bringt. Den Einfluß der schwankenden Kollektorkapazität könnte man durch einen Kollektorserienwiderstand von etwa 47 Ω verringern, doch ergibt das eine gewisse Verstärkungsverringern.

Die Drosseln *Dr1* bis *Dr4* entkoppeln die Basiszuleitungen. Der Demodulationsdiode folgt ein niederohmiger Lastwiderstand. Der Kondensator 100 pF muß evtl. für Fernseh Anwendungen verkleinert werden (47 pF).

Der Gesamtstromverbrauch bei 12 V Speisespannung liegt bei 25 mA. Die Kopplung der Stufen erfolgt induktiv, die Übersetzung vom Kollektorkreis zum Emitterkreis des nächsten Transistors beträgt 3:1. Die Spulen sind auf Körper von 6 mm Durchmesser gewickelt (Bild 2) und werden mit einem 6 mm langen M4-Messingkern abgestimmt. Die Kollektorkreiswicklung besteht aus 18 Wdg., 0,25-mm-CuLS. Die Emitterkreiswicklung (6 Wdg., 0,25-mm-CuLS) wurde unmittelbar darübergewickelt.

3. Aufbau

Bei einem solchen Breitband-ZF-Verstärker kommt dem richtigen mechanischen Aufbau besondere Bedeutung zu. Daher bringt Bild 3 eine Maßskizze des ZF-Verstärkerchassis, das aus 0,5 bis

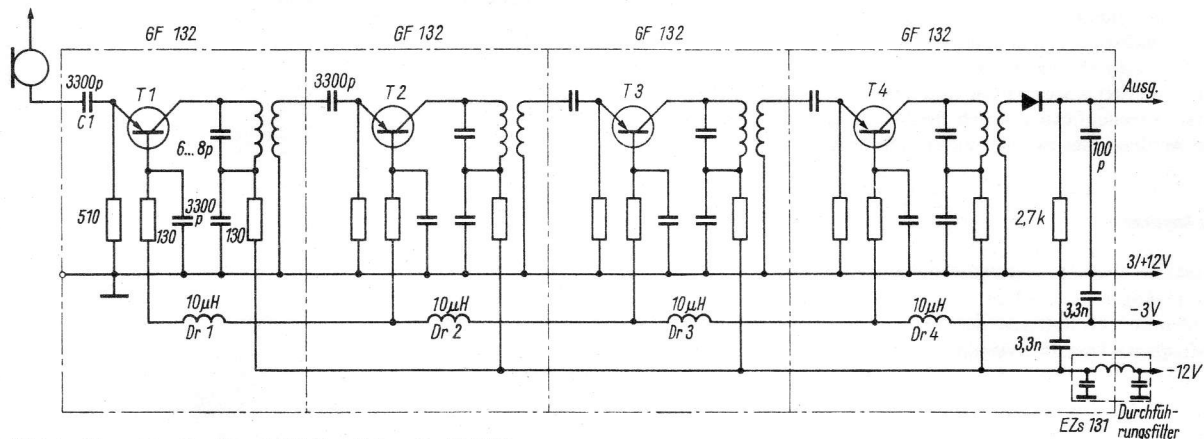


Bild 1 Transistor-Breitband-ZF-Verstärker für 35 MHz, $A_f = 4,5$ MHz

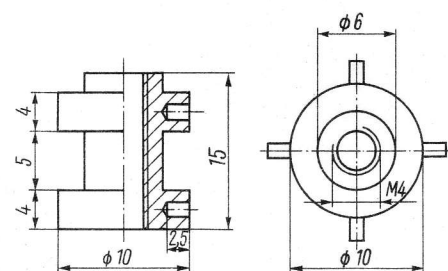


Bild 2 Spulenkörper (Hartgewebe); davon werden 4 Stück benötigt

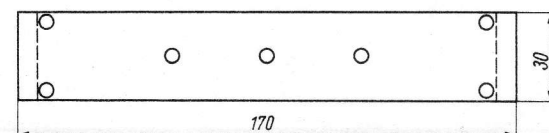
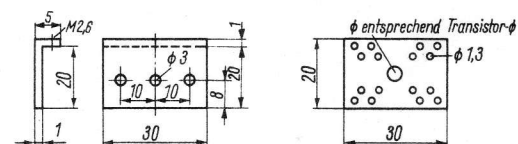
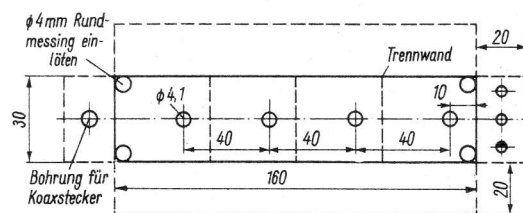


Bild 3 Teile des Chassis: a – Chassiswanne, b – Zwischenwand, c – Montageplatte für die Bauelemente, d – Deckel

1 mm dickem Kupfer- oder Messingblech hergestellt wird. Man lötet die Zwischenwände zwischen den Stufen ein und setzt in die Ecken kleine Stücke Rundmessing, in die man dann Gewinde zur Befestigung des Deckels schneidet (M2,6). Jede Zwischenwand muß über eine Schraube mit dem Deckel verbunden werden. Die Verdrahtung in den einzelnen Kammern ist relativ unkritisch. Man bringt den Transistor in der Mitte einer kleinen Pertinaxplatte an und gruppiert um ihn die Widerstände des Basis- und Emitterkreises. Der Kollektorkreiskondensator von 6 pF, der Kollektorblockkondensator von 3,3 nF und der Kollektorkreiswiderstand von $130\ \Omega$ werden direkt an der Spule angeordnet. Die 3 Leitungen (Spule zum Emitter, Basisspannung und Kollektorspannung) führt man durch Bohrungen in der Abschirmwand zur nächsten Kammer.

Ein solcher HF-sicherer Aufbau des Verstärkers gestattet schwingfreie Verstärkung bis 10000fach.

4. Abgleich

Nach Kontrolle der Gleichstromarbeitspunkte erfolgt der Abgleich des Verstärkers. Hierzu sind ein Meßsender und ein Röhrenvoltmeter bzw. ein Breitbandwobbler (*BWS 1* des VEB Meßelektronik Berlin) erforderlich. Der Meßsender wird mit einer Ausgangsspannung von etwa 2 mV an den Eingang des Verstärkers gelegt.

Bei einer Frequenz von 32,5 MHz gleicht man den Kollektorkreis von T1 auf Maximum ab. Die Stufenverstärkung soll (bei Transistoren mit $\beta > 50$) zwischen 8 und 12 liegen und die Stufenbandbreite bei 2 bis 3 MHz. Analog dazu werden dann die anderen Kreise auf folgende Frequenzen abgestimmt: 33,75 MHz, 35 MHz und 36,5 MHz.

Zum Schluß wird noch einmal der gesamte Verstärker durchgemessen. Dabei muß sich etwa eine Kurve ergeben, wie sie Bild 4 zeigt.

Einfacher ist der Abgleich mit dem Wobbler. In diesem Fall kann man auf dem Bildschirm den Einfluß jedes Einzelkreises auf die Gesamtdurchlaßkurve direkt ablesen.

Für den Fall, daß überhaupt kein Meßgerät zur Verfügung steht, kann der Verstärker in einem Fernsehgerät nach bestem Bildkontrast und bester Höhenauflösung durch Beobachtung des Testbilds abgeglichen werden. Dies ist aber nur ein Notbehelf.

5. Literatur

- [1] Aleksakow: Bild-ZF-Verstärker für einen Transistorfernseher, Radio (1965), H. 3, S. 19-21
- [2] A. I. Shapiro: Grundlagen der Theorie und Berechnung von Hochfrequenz-Transistorverstärkern, Swjasisdat, Moskau 1962

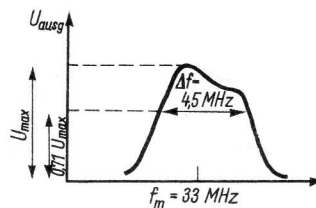


Bild 4 Durchlaßkurve des Verstärkers

3. Frequenzmischung

3.1. Additive Mischung

Die beiden zu mischenden Frequenzen, z. B. die Empfangsfrequenz f_E und die Oszillatorfrequenz f_o , werden der gleichen Elektrode des nichtlinearen Bauelements (Diode, Steuergitter der Triode oder Pentode, Emittor des Transistors) zugeführt (Bild 6). Diese Mischungstyp wird vorwiegend in kommerziellen KW-Empfängern (Einsatz von rauscharmen Trioden und Pentoden), in UKW-Empfängern (Fremdüberlagerung oder selbstschwingende Mischstufe, d. h., die Mischröhre erzeugt gleichzeitig die Oszillatorfrequenz) sowie im Gebiet der Dezimeter- und Zentimeterwellen (Mischung an rauscharmen Dioden) eingesetzt. Bei Transistoren ist grundsätzlich nur additive Mischung möglich, die meist in einer selbstschwingenden Mischstufe erfolgt.

Bei additiver Mischung wird der Arbeitspunkt in das Gebiet der unteren Kennlinienkrümmung gelegt. Die Amplitude der Oszillatorfrequenz ist durch schaltungstechnische Maßnahmen (z. B. Einfügen eines Gitterkondensators und Gitterableitwiderstands in die Oszillatorschaltung – Audioneffekt!) so zu begrenzen, daß bei Mischröhren eine Aussteuerung in das Gitterstromgebiet vermieden wird. Nachteile der additiven Mischung sind Rückwirkungen auf den Oszillator (deshalb eine lose Ankopplung des Oszillators bzw. Einkopplung der Oszillatorfrequenz in der Katodenzuleitung), Verzerrungen durch Gitterströme, Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz bei fehlender Vorstufe und Pfeifstörungen.

3.2. Multiplikative Mischung

Die beiden zu mischenden Frequenzen werden an 2 verschiedenen Steuerelektroden einer Mehrgitterröhre (z. B. zwischen g_1 und Katode und g_3 und Katode einer Hexode) angelegt (Bild 7). Das ergibt eine Doppelsteuerung des Anodenstroms. Als Ergebnis entstehen gleichfalls die gewünschten Summen- und Differenzfrequenzen aus den beiden anliegenden Frequenzen f_E und f_o . In vielen Fällen spricht man auch von einer Stromverteilungssteuerung des durch das erste Gitter gesteuerten Katodenstroms, da durch das dritte Gitter nochmals eine leistungslose Steuerung des Anodenstroms erfolgt, wobei die nicht durch das dritte Gitter hindurch zur Anode fließenden Elektronen vom zweiten Gitter (hohe positive Spannung!) abgesaugt werden. Das 3. Gitter »verteilt« damit die Elektronen auf die Anode und auf das 2. Gitter (Stromverteilungssteuerung!), wobei der Anodenstrom entsprechend dem Produkt (multiplikative Mischung!) beider Eingangsspannungen schwankt. Multiplikative Mischung ist somit nur bei Mehrgitterröhren (Hexoden, Heptoden, prinzipiell auch Pentoden) möglich. Selbstschwingende Mischstufen lassen sich mit Heptoden aufbauen. Vielfach wird das 1. Gitter der Mischröhren als Regelgitter ausgebildet. Die infolgedessen entstehenden gekrümmten Kennlinien ergeben auch Oberwellen und Kombinationsfrequenzen.

Durch die im LW- und MW-Bereich, bei Rundfunkempfängern auch im KW-Bereich verwendete multiplikative Mischung entfallen die Nachteile der additiven Mischung. Die multiplikative Mischung ist allerdings für höhere Frequenzen infolge des mit wachsender Gitterzahl steigenden äquivalenten Rauschwidestands der Mischröhren ungeeignet.

4. Überlagerungsempfang

Im Überlagerungsempfänger wird die Empfangsfrequenz f_E mit der Oszillatorfrequenz (Überlagerungsfrequenz) f_o in die Zwischenfrequenz f_z umgesetzt. Er bietet gegenüber dem Geradeausempfänger folgende Vorteile:

- Die Hauptselektion und Hauptverstärkung erfolgt im festabgestimmten, optimal dimensionierten Zwischenfrequenz- (ZF-) Verstärker.
- Durch geeignete Wahl von $f_z < f_E$ (MW-, KW- und UKW-Bereich) bleibt der schaltungstechnische Aufwand trotz hoher Selektion (bandfiltergekoppelte Verstärker) durch ausreichende Stufenverstärkung in tragbaren Grenzen.
- Spezielle Durchlaßkurven (Fernsehtechnik!) des ZF-Verstärkers sind gut zu realisieren.

Nachteilig wirkt sich die Mehrdeutigkeit der Mischung aus. Die Zwischenfrequenz f_z kann durch

$$f_z = f_o - f_{E1} \text{ und } f_z = f_{E2} - f_o$$

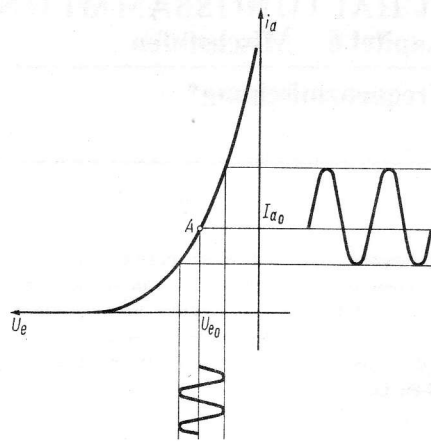


Bild 5 Aussteuerung um den Arbeitspunkt

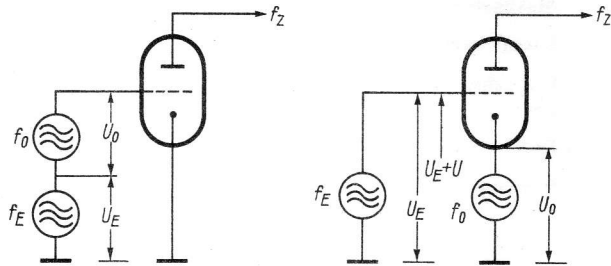


Bild 6 Additive Mischung

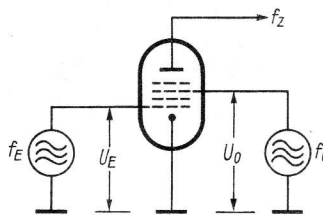


Bild 7 Multiplikative Mischung

entstehen. Damit wird die Frequenz $f_{E2} = f_{E1} + 2f_z$ (bei $f_o > f_{E1}$ – allgemein üblich) oder $f_{E2} = f_{E1} - 2f_z$ (bei $f_o < f_{E1}$) gleichzeitig mit der gewünschten Frequenz f_{E1} empfangen. Bei genügend hoher Zwischenfrequenz f_z liegt diese Spiegelfrequenz allerdings so weit außerhalb des Empfangsbereichs, daß die Vorselektion in der HF-Vorstufe diesen Effekt unterdrückt.

Kommerzielle Empfänger und hochwertige Amateurempfangsgeräte arbeiten deshalb oft mit doppelter Frequenzumsetzung. In der ersten Mischstufe benutzt man zum Zwecke einer guten Spiegelfrequenzselektion eine hohe ZF, die nach geringer Verstärkung in einer weiteren Mischstufe in eine leichter zu verstärkende, niedrigere 2. ZF transponiert wird! Danach erfolgt die Hauptverstärkung und Nachbarkanalselektion.

Für einen störungsfreien Empfang sind international festgelegte Bereiche für Zwischenfrequenzen von Sendern frei zu halten, da andernfalls die direkt einfallenden Frequenzen mit verstärkt würden und keinerlei Selektionsmöglichkeit bestände.

Folgende Zwischenfrequenzen sind festgelegt:

- $f_z = 128 \text{ kHz}$ – z. B. 2. ZF bei doppelter Überlagerung
- $f_z = 468 \text{ kHz}$ – allgemein üblich bei LW, MW, KW
- $f_z = 1770 \text{ kHz}$ – z. B. 1. ZF bei doppelter Überlagerung
- $f_z = 10,7 \text{ MHz}$ – allgemein üblich bei UKW
- $f_z = 35 \text{ MHz}$ } kommerzielle Anlagen im Bereich
- $f_z = 70 \text{ MHz}$ } von Dezimeter- und Zentimeterwellen
- $f_z = 38,9 \text{ MHz}$ – Fernseh-Bild-ZF
- $f_z = 33,4 \text{ MHz}$ – Fernseh-Ton-ZF

1. Einleitung

Die AM-Mischstufe ist der HF-Eingangsteil eines AM-Rundfunkempfängers, der nach dem Superhetprinzip arbeitet. In der Mischstufe wird die Empfangsfrequenz f_e mit einer in der gleichen Stufe erzeugten Oszillatorfrequenz f_o so gemischt, daß über den ganzen Empfangsbereich die feste Zwischenfrequenz f_z entsteht. Es gilt der Zusammenhang

$$f_z = f_o - f_e$$

d. h., die Oszillatorfrequenz liegt im Rundfunkempfänger stets oberhalb der Empfangsfrequenz. Die Verhältnisse für die 3 AM-Rundfunkbereiche gibt Tabelle 1 wieder.

Tabelle 1 Frequenzbereich bei AM

Bereich	Empfangsfrequenz f_e (kHz)		Frequenzverhältnis	Oszillatorfrequenz f_o (kHz)		Frequenzverhältnis	Zwischenfrequenz (kHz)
	untere	obere		untere	obere		
Langwelle	150	300	1:2	618	768	1:1,24	468
Mittelwelle	510	1620	1:3,18	978	2088	1:2,14	468
Kurzwelle	6000	20000	1:3,34	6468	20468	1:3,17	468

Die Prinzipschaltung einer Mischstufe zeigt Bild 1. Meist sind das Röhrensystem für die Mischstufe (Heptode) und das für die Oszillatorstufe (Triode) in einem Röhrenkolben vereinigt (z. B. Röhre ECH 81). Die Drehkondensatoren für Eingangs- und Oszillatorkreis werden im Gleichlauf abgestimmt. Sie sind daher in einem Zweifach-Drehkondensator vereinigt. Um bei den unterschiedlichen Frequenzverhältnissen Gleichlauf zu erzielen, wird der Oszillator-Drehkondensator elektrisch durch einen Serienkondensator verkürzt, denn beide Teile haben im allgemeinen gleiche Kapazitäten.

2. AM-Mischstufe mit handelsüblichem Spulensatz

Zu bevorzugen ist die Verwendung eines handelsüblichen Superhet-Spulensatzes, da der Eigenbau größere Erfahrung und entsprechende Meßmittel erfordert.

Bild 2 zeigt eine AM-Mischstufe mit dem 6-Kreis-Superspulensatz SSp 136 der Firma G. Neumann, Creuzburg (Werra)/Thür. Die erfaßten Wellenbereiche enthält Tabelle 2.

Tabelle 2 Frequenzbereiche des SSp 136 (Fa. G. Neumann)

Bereich	Frequenz	Wellenlänge
Kurzwelle	6... 20 MHz	50... 15 m
Mittelwelle	510... 1620 kHz	590... 185 m
Langwelle	150... 430 kHz	2000... 700 m

Die Schaltfolge des Wellenschalters bei Rechtsdrehung ist K – M – L – PU. An- und Abschalten des Tonabnehmers (PU) geschieht über die Kontakte 6 und 7.

Nach erfolgtem ZF-Abgleich (468 kHz) ist auf Kurzwelle induktiver Eisenkern-Maximumabgleich am Oszillator und Vorkreis bei 45 m vorzunehmen. Auf Mittelwelle erfolgt Eisenkern-Maximumabgleich bei 525 m, Trimmer-Maximumabgleich bei 198 m. Die Langwelle stellt man mit induktivem Eisenkern-Maximumabgleich bei 1840 m ein. An der Antenne liegt ein ZF-Saugkreis, der mit einem ZF-Signal an der Antennenbuchse mit dem HF-Eisenkern auf Minimum abgestimmt wird.

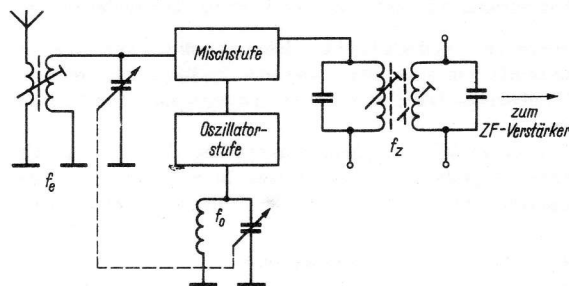


Bild 1 Prinzipschaltbild einer AM-Mischstufe mit Röhren

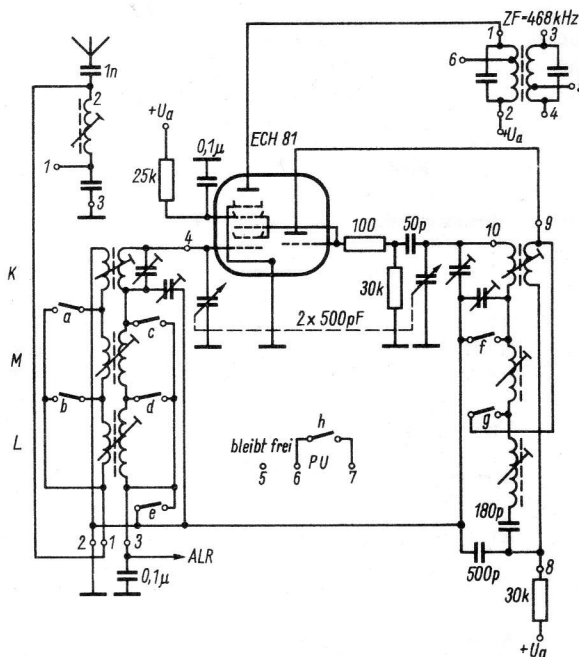


Bild 2 AM-Mischstufe mit 6-Kreis-Superspulensatz SSp 136

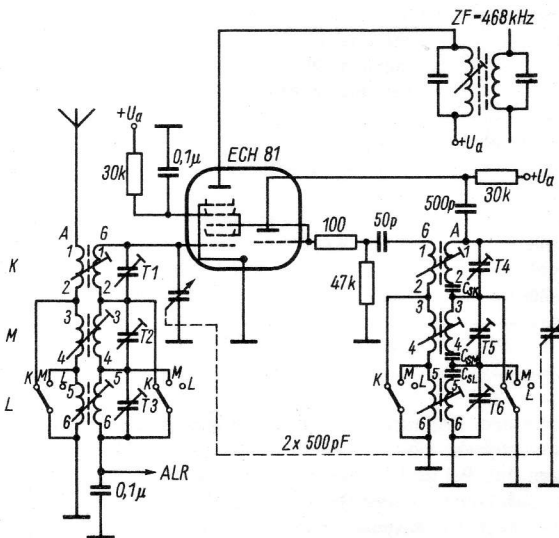
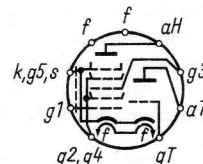


Bild 3 AM-Mischstufe mit Selbstbau-Superspulensatz

Bild 4 Sockelschaltung der Misch-Oszillatordröhre ECH 81



3. AM-Mischstufe mit Eigenbau-Spulensatz

Die Schaltung der AM-Mischstufe zeigt Bild 3, die Sockelschaltung der ECH 81 Bild 4. Für den Spulensatz kann ein Kreisschalter oder ein Tastenschaltersatz verwendet werden. Es sind 4×3 Kontakte erforderlich. Weiterhin braucht man 6 HF-Spulenkörper mit Abgleichkern, 6 Trimmerkondensatoren und 3 Festkondensatoren (HF-Ausführung) zur elektrischen Verkürzung der Oszillatorkreise.

Der verwendete Zweifach-Drehkondensator soll je Paket eine Anfangskapazität von etwa 20 pF und eine Endkapazität von etwa 500 pF aufweisen. Die Daten des Spulensatzes faßt Tabelle 3 zusammen.

Bei der hochinduktiven Antennenankopplung (Bild 5a) muß der Spulenabstand größer sein, nämlich etwa 20 bis 25 mm, damit der Schwingkreis möglichst wenig von der Antenne beeinflusst wird.

Tabelle 3 Daten des Eigenbauspulensatzes
a - Bereiche

Bereich	Frequenz	Wellenlänge
Kurzwellen	6... 20 MHz	50... 15 m
Mittelwellen	510... 1620 kHz	590... 185 m
Langwellen	150... 300 kHz	2000... 1000 m

b - Spulendaten Eingangskreis

Bereich	Antennenspule		Schwingkreisspule	
	hoch-induktiv	nieder-induktiv		
KW	A1-2	—	1 μ H	G1-2 1,27 μ H
MW	A3-4	1,3 mH	10 μ H	G3-4 200 μ H
LW	A5-6	6,7 mH	0,3 mH	G5-6 2 mH

Oszillatorkreis

	Schwingkreisspule		Rückkopplungsspule	
KW	A1-2	1,25 μ H	G1-2	60% der Windungen von A1-2
MW	A3-4	103 μ H	G3-4	20 bis 30% der Windungen von A3-4
LW	A5-6	460 μ H	G5-6	25 bis 35% der Windungen von A5-6

c - Kondensatoren

T1, T4	maximal 15 pF	C_{SK}	5 nF
T2, T5	maximal 30 pF	C_{SM}	500 pF
T3, T6	maximal 60 pF	C_{SL}	200 pF

d - Abgleichplan

Bereich	L-Abgleich	C-Abgleich
Kurzwellen	7,2 MHz	17,0 MHz
Mittelwellen	560 kHz	1500 kHz
Langwellen	160 kHz	270 kHz
ZF	468 kHz	—

Verwendet man Kammerspulenkörper, so müssen 2 Spulenkörper aufeinandergeklebt werden. Zwischen beiden Spulen bleiben einige Kammern frei. Bei niederinduktiver Antennenankopplung beträgt der Spulenabstand nur einige Millimeter. Bei Kammerspulenkörpern kann man die Antennenspule auf die Schwingkreisspule oder in eine Nachbarkammer wickeln (Bild 5b).

Die Rückkopplungsspule des Oszillatorkreises wird wie die Spule mit niederinduktiver Antennenankopplung behandelt.

Die Windungszahl für eine HF-Spule mit vorgegebener Induktivität berechnet man mit Hilfe der Induktivitätskonstante A_L bzw. der Kernkonstante K der HF-Eisenkernspule.

Ist der A_L - bzw. K -Wert einer HF-Eisenkernspule nicht bekannt, so wickelt man auf diesen Spulenkörper 100 Wdg. und bestimmt mit einem Induktivitätsmeßgerät oder Grid-Dip-Meter die Induktivität.

Aus

$$w = \sqrt{\frac{L}{A_L}}, \text{ d. h. } A_L = \frac{w^2}{L}$$

erhält man die gesuchten Werte.

Die Drahtsorte wählt man nach Tabelle 4.

Tabelle 4 Zweckmäßige Drahtsorten

Draht	Spule
0,2-mm-CuL	KW-Antennenspule, Rückkopplungsspulen für K-M-L
0,6-mm-CuL	KW-Schwingkreisspule für Vor- und Oszillatorkreis
HF-Litze, $3 \times 0,07$ mm	Antennenspule für M-L, LW-Schwingkreisspule für Vor- und Oszillatorkreis
HF-Litze, $20 \times 0,05$ mm	MW-Schwingkreisspule für Vor- und Oszillatorkreis

4. Literatur

- [1] Prospekte der Fa. G. Neumann
[2] K.-H. Schubert, Das große Radiobastelbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Tabelle 5 Spulendaten

L1	2 Wdg., Schaltdraht 0,5 mm, auf kaltes Ende von L2
L2	4 Wdg., 1-mm-CuAg; 10 mm Durchmesser, 12 mm lang, HF-Abgleichkern
L3	5 Wdg., 1-mm-CuAg; 8 mm Durchmesser, 15 mm lang, HF-Abgleichkern
L4	5 Wdg., 1-mm-CuAg; 10 mm Durchmesser, 15 mm lang, Alu-Abgleichkern
L5	4 Wdg., 1-mm-CuAg; 10 mm Durchmesser, 12 mm lang, Alu-Abgleichkern
L6	1,5 Wdg., Schaltdraht 0,5 mm, auf kaltes Ende von L5
HF-Dr.	25 Wdg., 0,3-mm-CuL; 6 mm Durchmesser, 10 mm lang

ZF-Filter 10,7 MHz, Spulenabstand 20 bis 25 mm

primär 25 Wdg., 0,2-mm-CuL; 7 mm Durchmesser, HF-Abgleichkern

sekundär 25 Wdg., 0,2-mm-CuL; 7 mm Durchmesser, HF-Abgleichkern

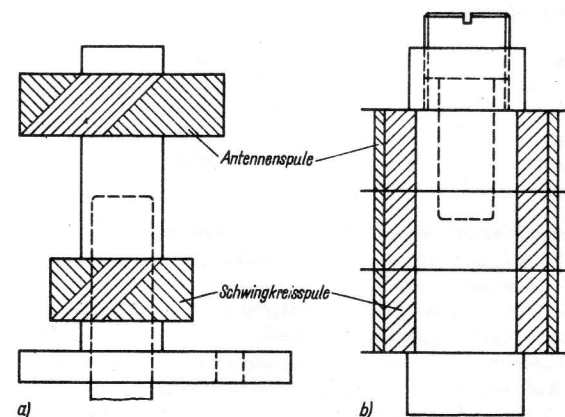


Bild 5 Aufbauschema für die Eingangsspulen; a - mit hochinduktiver Antennenspule, b - mit niederinduktiver Antennenspule

1. Einleitung

Für Taschenempfänger, Kofferradios und schnurlose Heimempfänger werden heute als aktive Bauelemente Transistoren verwendet. Dabei dominiert selbstverständlich die Superhetchaltung, die ausreichende Trennschärfe und Empfindlichkeit garantiert. Grundsätzliches zur Superhetchaltung wurde bereits auf Blatt 6-2 angeführt, so daß nun auf die Besonderheiten bei der Anwendung von Transistoren eingegangen werden kann.

In Transistorschaltungen wendet man die additive Mischung an. Das hängt damit zusammen, daß ein Transistor praktisch eine Triode darstellt, so daß eine über mehrere Elektroden verteilte Steuerung der Ladungsträger nicht möglich ist.

Erschwerend beim Bau von Transistormischstufen wirkt weiter, daß einige Parameter des Transistors von Betriebswerten und Temperatureinflüssen abhängig sind. Außerdem kann der Mischtransistor leicht übersteuert werden, so daß als Folgeerscheinungen Kreuzmodulation und Verzerrungen auftreten.

In den meisten Eingangsschaltungen wird die einfache selbstschwingende Mischstufe benutzt, die mit einem Transistor auskommt (Bild 1a). Eine solche Stufe läßt sich nicht regeln, weil die Regelung die Oszillatorfrequenz verschiebt und mit abnehmendem Kollektorstrom die Gefahr besteht, daß die Oszillatorschwingungen abreißen. Man muß mindestens 2 Transistoren verwenden, wenn man eine Regelung vorsehen will. In Bild 1b wird deshalb vor die selbstschwingende Mischstufe eine geregelte HF-Vorstufe geschaltet.

Eine andere Schaltungsmöglichkeit für 2 Transistoren zeigt Bild 1c. Mischstufe und Oszillatorstufe sind voneinander getrennt. Allerdings beeinflußt die Regelung der Mischstufe noch die Frequenz des Oszillators. Man findet daher diese Schaltung oft auch ohne eine Regelung. Die aufwendigste Schaltung zeigt Bild 1d (3 Transistoren!). Diese Schaltungsart wendet man nur bei Spitzengeräten mit mehreren KW-Bereichen oder bei ausgesprochenen KW-Empfängern an. Bei dieser Schaltung kann neben der Vorstufe auch die Mischstufe in die Regelung einbezogen werden.

Auch mit einfachen Mitteln läßt sich aber eine günstige Wirkung der Transistoreingangsschaltung erzielen. Dazu gibt es einige spezielle Entwicklungen, z. B. die aufwärtsgeregelte Mischstufe, die Mischstufe mit Stromverteilungssteuerung und die Anwendung der Transistor-Kaskodeschaltung.

2. Selbstschwingende Mischstufe

Für die Auslegung der selbstschwingenden Mischstufe gibt es einige Möglichkeiten. Bild 2 zeigt eine Schaltung, bei der der Transistor für die Eingangsfrequenz in Emitterschaltung, für die Oszillatorfrequenz jedoch in Basisschaltung arbeitet. Der abstimmbare Eingangsschwingkreis gibt sein Signal über eine Koppelwicklung L2 (nur einige Windungen) an die Basis. Der Arbeitspunkt des Transistors ist durch die Widerstände an Basis und an Emitter festgelegt.

Es wird ein Kollektorstrom von etwa 0,6 bis 1,0 mA eingestellt. Für die Oszillatorfrequenz liegt die Basiselektrode über die Koppelspule L2 und den Kondensator 5 nF an Masse. Die Oszillatorfrequenz entsteht zwischen Emitter und Kollektor des Transistors. Diese Elektroden liegen an Anzapfungen der Oszillatorspule, so daß die Einflüsse von Exemplardaten des Transistors auf den Kreis gering sind. Die Oszillatorfrequenz ist um den Betrag der Zwischenfrequenz (ZF) höher als die Eingangsfrequenz. Deshalb muß bei Drehkondensatoren mit gleichen Plattenpaketen der Serienskondensator C_s vorgesehen werden. Tabelle 1 gibt einen Überblick über

Tabelle 1 Drehkokapazität für C_s, MW und LW

Drehko-Kapazität	C _s für MW	C _s für LW
150 pF	130 pF	75 pF
250 pF	240 pF	91 pF
350 pF	330 pF	160 pF
500 pF	470 pF	180 pF

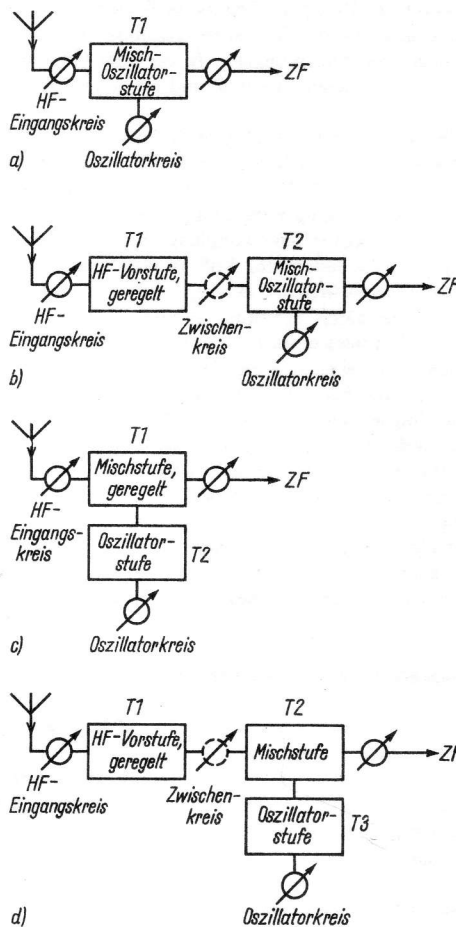


Bild 1 Prinzipschaltungen von transistorbestückten Misch- und Oszillatorschaltungen

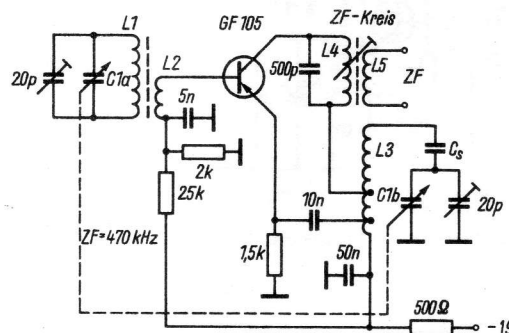


Bild 2 Schaltung einer selbstschwingenden Mischstufe

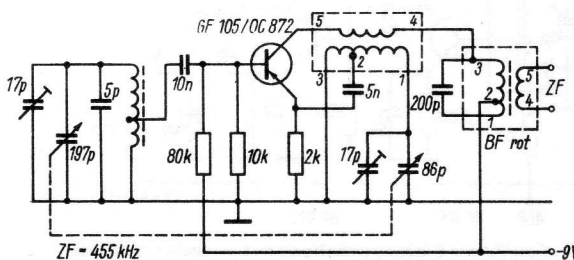


Bild 3 Schaltung einer Sternchen-Mischstufe

die Größe von C_s bei verschiedenen Drehkondensatorkapazitäten, wobei eine ZF von etwa 465 kHz gilt.

Die benutzte Zwischenfrequenz liegt für die AM-Bereiche bei 450 bis 470 kHz. Die Parallelkapazität eines ZF-Kreises kann zwischen 200 pF und 1 nF betragen. Bei der in Bild 2 angegebenen Kapazität von 500 pF wird für L4 eine Induktivität von 0,23 mH benötigt. Die Ankopplungsspule L5 an den 1. ZF-Transistor hat etwa 10 bis 20% der Windungszahl der ZF-Spule. Das ist bedingt durch den niedrigen Eingangswiderstand der Transistorschaltung. Für die Oszillatortransistor L3 liegen die Anzapfungen z. B. bei einer Gesamtwindungszahl von 157 Windungen an der 6. und an der 19. Windung.

Bild 3 zeigt die selbstschwingende Mischstufe des bekannten Taschenempfängers *Sternchen*, dessen Bauteile man für den Aufbau dieser Schaltung verwenden kann. Die Spule des Eingangskreises ist für den Basisanschluß bei wenigen Windungen angezapft. Der Oszillator arbeitet mit induktiver Rückkopplung. Die Oszillatorspannung gelangt über den Kondensator 5 nF an den Emitter des Transistors. Im Kollektorkreis liegt das ikreisige ZF-Filter mit der Auskoppelspule. Auch bei dieser Schaltung benutzt man für die Eingangsfrequenz eine Emitterschaltung, während die Oszillatorfrequenz in Basisschaltung erzeugt wird. Die meisten Taschenempfänger enthalten für die kapazitive Abstimmung einen Drehkondensator, der für Eingangskreis und Oszillatorkreis unterschiedliche Kapazitäten aufweist. Dadurch entfällt der Serienkondensator im Oszillatorkreis. Das trifft auch für die selbstschwingende Mischstufe des Taschenempfängers *T 100* zu (Bild 4). Nur die Oszillatortransistor L3 ist anders ausgeführt, da die Einspeisung in den Emitterkreis induktiv erfolgt. Außerdem liegt im Kollektorkreis ein 2stufiges ZF-Bandfilter. Der nachfolgende ZF-Transistor wird an eine Anzapfung der Spule des ZF-Sekundärkreises angeschlossen.

3. Selbstschwingende Mischstufe mit Vorstufe

Wie bereits angedeutet, verbessert eine automatische Regelung die Empfangseigenschaften. Bild 5 zeigt eine Schaltung mit HF-Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe. Die Ankopplung der Vorstufe an die Mischstufe erfolgt aperiodisch, also über eine RC-Schaltung. Günstiger allerdings wäre ein weiterer, abstimmbarer Schwingkreis, aber dann müßte für diese Schaltung ein Dreifach-Drehkondensator vorgesehen werden. Bei mehreren Frequenzbereichen sind dann auch mehr Kontakte am Wellenschalter erforderlich.

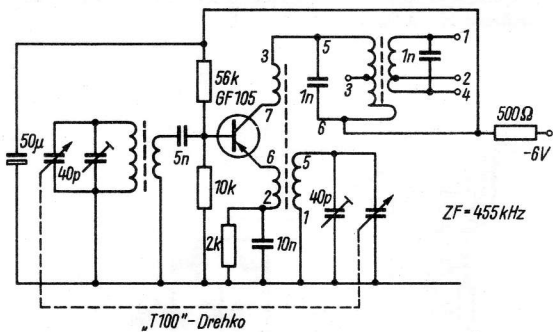


Bild 4 Schaltung der T-100-Mischstufe

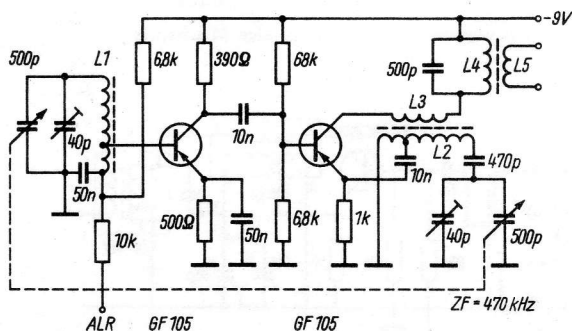


Bild 5 Empfänger-Eingangsschaltung mit geregelter Vorstufe

derlich. Die Regelspannung, die man durch die Demodulationsstufe erhält, wird der Basis der Vorstufe zugeführt. Spulwerte siehe Tabelle 2.

Tabelle 2 Spulwerte

L1	62 + 7 Wdg., HF-Litze, 20 × 0,07 mm
L2	5 + 80 Wdg., 0,2-mm-CuL
L3	10 Wdg., 0,2-mm-CuL
L4	135 Wdg., 0,15-mm-CuL
L5	20 Wdg., 0,15-mm-CuL
Ferritstab 8 mm Durchmesser, 75 mm lang	
Oszillator- und ZF-Spule auf 3-Kammer-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern	

4. Mischstufe mit getrenntem Oszillator

Bei Empfangsgeräten mit KW-Bereichen ist es günstig, wenn man die Mischstufe fremdgesteuert betreibt, d. h. die Oszillatorschwingungen getrennt erzeugt. Das gewährleistet von vornherein eine bessere Stabilität der Oszillatorfrequenz, vor allem dann, wenn man keine Regelung vorsieht. Bild 6 zeigt eine geeignete Schaltung, in der die Oszillatorspannung kapazitiv an den Emitter des Mischtransistors geführt wird. Es ist aber auch eine induktive Einkopplung möglich. Auch für die Oszillatortransistor gibt es weitere Varianten. In Bild 6 wird die Oszillatorfrequenz zwischen Emitter und Kollektor erzeugt, der Transistor arbeitet in Basisschaltung. Die Spulwerte können Tabelle 2 gemäß Bild 5 entnommen werden, wobei die Anzapfung für den Emitter der Mischstufe bei etwa 15 Windungen liegt.

5. Selbstschwingende Mischstufe für drei Wellenbereiche

Die Schaltung eines Transistor-Empfängereingangs nach Bild 7 ist für folgende Frequenzbereiche ausgelegt: KW 6 bis 18 MHz; MW 520 bis 1610 kHz; LW 150 bis 400 kHz.

Der Basisspannungsteiler wird so eingestellt, daß ein Kollektorstrom von etwa 1 mA fließt. Die Umschaltung der einzelnen Bereiche kann mit einem Tastenschaltersatz oder mit einem Drehkondensator erfolgen. Falls noch freie Kontakte vorhanden sind, ist es empfehlenswert, die nicht benötigten Schwingkreise kurzzuschließen. Durch entsprechende Auslegung der Schwingkreise und Verkürzungskondensatoren vor den Drehkondensatorpaketen können auch mehrere KW-Bereiche vorgesehen werden, wobei sich eine vorteilhafte Bandspreizung ergibt. Spuldaten siehe Tabelle 3.

Tabelle 3 Spuldaten

L1	35 Wdg., 0,3-mm-CuL
L2	3 Wdg., 0,3-mm-CuL
L3	33 Wdg., 0,3-mm-CuL
L4	1 + 3 Wdg., 0,3-mm-CuL
L5	50 Wdg., HF-Litze, 20 × 0,07 mm
L6	6 Wdg., 0,2-mm-CuL
L7	75 Wdg., 0,2-mm-CuL
L8	3 + 8 Wdg., 0,2-mm-CuL
L9	180 Wdg., HF-Litze, 5 × 0,07 mm
L10	24 Wdg., 0,15-mm-CuL
L11	150 Wdg., 0,15-mm-CuL
L12	6 + 12 Wdg., 0,15-mm-CuL
L13	75 Wdg., HF-Litze, 5 × 0,07 mm
L14	8 Wdg., 0,1-mm-CuL
Ferritstab 8 mm Durchmesser, 100 mm lang	
für KW- und Oszillatortransistoren 3-Kammer-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern verwenden.	

Bild 6 und Bild 7 siehe Blatt 6-5.

Das Prinzip der Eingangsschaltung eines KW-Superhets zeigt Bild 1. Vor der Mischstufe ist eine HF-Vorstufe angeordnet, die 2 Aufgaben zu erfüllen hat. Einmal sorgt sie durch die Anordnung mehrerer abstimmbarer HF-Kreise für eine ausreichende Spiegel-frequenzunterdrückung. Zum anderen muß man berücksichtigen, daß Mischröhren einen höheren äquivalenten Rauschwiderstand besitzen. Signale schwach einfallender Stationen würden deshalb durch das Rauschen nicht mehr aufnehmbar sein. Mit der Verstärkung des Signals durch die HF-Vorstufe erhält man daher ein günstigeres Signal/Rausch-Verhältnis. Ausschlaggebend für die Arbeitsweise des KW-Superhets ist auch die Wahl der Zwischenfrequenz (ZF). Wählt man sie niedrig, so erfordert das wegen der Spiegelfrequenzunterdrückung eine mehrstufige Vorselektion.

Benutzt man eine höhere Zwischenfrequenz, so genügt zwar eine einfachere Vorselektion, aber der ZF-Verstärker muß mehr Stufen erhalten, da die Verstärkung geringer ist. Die nachfolgende Tabelle gibt die Zahl der HF- und ZF-Stufen für verschiedene Zwischenfrequenzen an.

ZF kHz	Anzahl der HF-Stufen	Anzahl der ZF-Stufen
120	3	1
470	2	1 bis 2
1600	1	2 bis 3

Ein vorteilhafter Weg für hohe Trennschärfe ist daher die Anwendung des Doppelsuperprinzips. Die Eingangsschaltung setzt dabei das Empfangssignal in eine hohe 1. Zwischenfrequenz um (z. B. 1600 kHz), in der 2. Misch-Oszillatorstufe erfolgt die Umsetzung des Signals anschließend in eine 2. niedrige ZF (z. B. 50 kHz).

Bei der Darstellung nach Bild 1 wird für den Oszillator eine LC-Schaltung verwendet. Die Abstimmung der HF-Kreise erfolgt mit einem Dreifach-Drehkondensator. Der Vorkreis kann auch getrennt abgestimmt werden, dadurch entfällt der frequenzverstimmende Einfluß der Antenne. Für den modernen SSB-Betrieb (*SSB = single-side-band = Einseitenband*) genügt allerdings meist nicht die Frequenzstabilität des selbsterregten Oszillators. Bei modernen KW-Empfängern wird deshalb der 1. Oszillator mit einer Quarzsteuerung betrieben (Bild 2). Dadurch entsteht natürlich an der Anode der Mischröhre keine feste Zwischenfrequenz, wie das nachfolgende Beispiel zeigt.

- Abstimmbereich 3,5...3,8 MHz
 - Oszillatorfrequenz 9,0 MHz (Quarz)
 - Zwischenfrequenz 5,5...5,2 MHz
- Die der Mischstufe nachfolgenden ZF-Kreise müßten also im Bereich von 5,5...5,2 MHz abstimmbare sein. Für einen mehrstufigen ZF-Verstärker ist das aber umständlich und kostspielig. Deshalb wird eine 2. abstimmbare Mischoszillatorstufe vorgesehen, die das Signal in eine 2. feste ZF umsetzt.
- Abstimmbereich 1. ZF 5 500...5 200 kHz
 - Oszillatorbereich 5 970...5 670 kHz
 - 2. Zwischenfrequenz 470 kHz

Als 2. ZF erhält man also eine feste Frequenz von 470 kHz. Die beiden HF-Kreise der Vorstufe können gemeinsam mit den Kreisen der 2. Misch-Oszillatorstufe abgestimmt werden. Bekannt ist aber auch eine getrennte Abstimmung der Vorkreise, das sogenannte Preselektorprinzip. Die Empfängerskala wird allerdings in Eingangsfrequenzen geeicht, obwohl der Drehkondensator den Bereich der 1. ZF abstimmt.

1. Die HF-Vorstufe

Es genügt völlig, wenn das Signal durch die Vorstufe nur so weit verstärkt wird, daß es über dem Rauschen der Mischstufe liegt. Größere Verstärkungen verschlechtern nur die Kreuzmodulationsfestigkeit. Sehr steile Röhren (*EF 183/184*) sind daher ungeeignet. Die günstigste Eingangsröhre ist die *EF 89!* Die meist verwendete

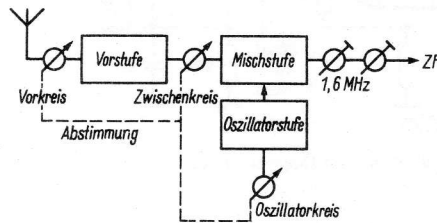


Bild 1 Übliche Eingangsschaltung für den KW-Superhet

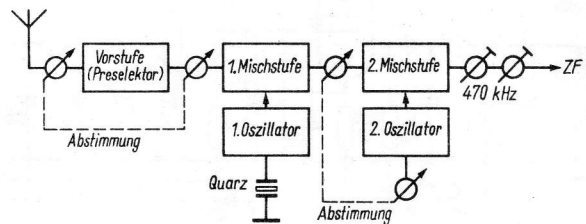


Bild 2 Eingangsschaltung für den KW-Superhet mit quarzgesteuertem 1. Oszillator

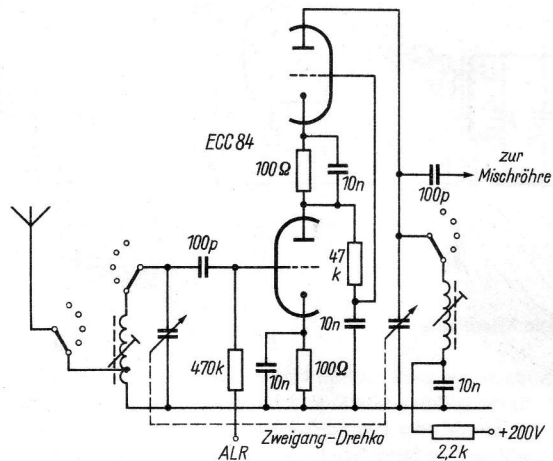


Bild 3 HF-Verstärker in Kaskodeschaltung für einen KW-Superhet

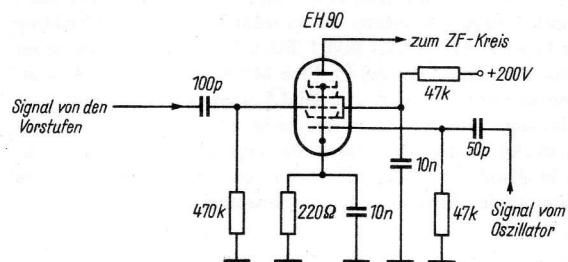


Bild 4 Mischstufe für die multiplikative Mischung

Pentodenschaltung zeigt Bild 7 (s. auch Blatt 11-5). Mit dem Potentiometer im Katodenkreis wird die Verstärkung von Hand geregelt. Eine automatische Regelung erfolgt über den Gitterableitwiderstand durch die Regelspannung (ALR) des Empfängers. Die aus der UK W-Technik bekannte Kaskodeschaltung kann auf Grund ihrer günstigen Rauscheigenschaften auch im KW-Bereich verwendet werden. Eine geeignete Schaltung zeigt Bild 3. Das 1. Triodensystem arbeitet in Katodenbasisschaltung mit automatischer Regelung (ALR), das 2. in Gitterbasisschaltung. Die Abstimmung erfolgt nach dem Preselektorprinzip; die nachfolgende Mischstufe hat einen quarzgesteuerten Oszillator.

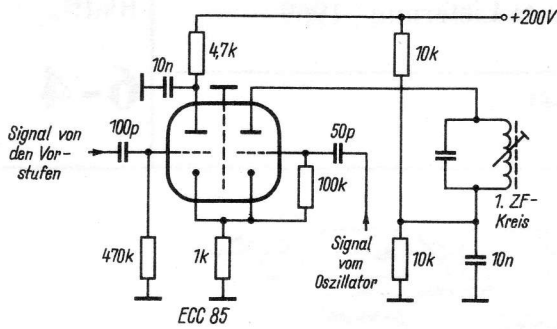


Bild 5 Mischstufenschaltung mit Doppeltriode

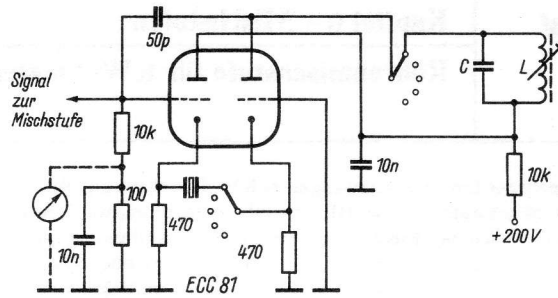


Bild 6 Butler-Schaltung für Quarzoszillatoren

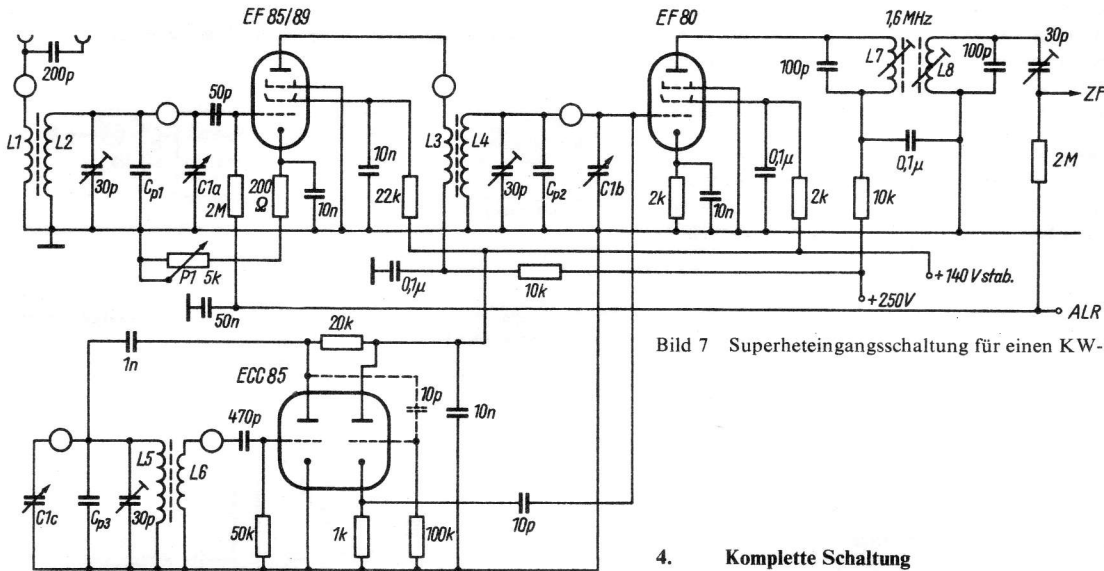


Bild 7 Superheteingangsschaltung für einen KW-Empfänger

2. Die Mischstufe

Sowohl additive als auch multiplikative Mischung lassen sich anwenden. Für die additive Mischung kann die gekrümmte Kennlinie einer Diode, Triode oder Pentode ausgenutzt werden. Bei der multiplikativen Mischung führt man Eingangs- und Oszillatorspannung getrennten Steuergittern einer Mischröhre (meist Heptode) zu.

Bild 4 stellt eine multiplikative Mischung mit der Röhre EH 90 dar. Grundsätzlich wird beim KW-Empfang die Mischröhre nicht in die automatische Regelung einbezogen. Die additive Mischung mit der Pentode EF 80 zeigt Bild 7. Beide Signalspannungen liegen dabei am Steuergitter der EF 80. Eine Mischschaltung mit Anwendung rauscharmer Trioden gibt Bild 5 wieder. Zur Entkopplung von Eingangs- und Oszillatorspannung arbeitet das 1. Triodensystem in Anodenbasisschaltung. Es kann auch das 2. Triodensystem in Anodenbasisschaltung betrieben werden; der ZF-Kreis liegt dann an der Anode des 1. Triodensystems.

3. Die Oszillatorstufe

Für die Oszillatorstufe eignen sich alle bekannten Oszillatorschaltungen. Benutzt man die multiplikative Mischung mit einer Heptode, so bleibt der frequenzverstimme Einfluß auf die Oszillatorfrequenz gering. Anders bei der additiven Mischung. In diesem Fall ist es empfehlenswert, zwischen Oszillator und Mischstufe noch ein Röhrensystem in Anodenbasisschaltung zur Entkopplung anzuschließen, wie Bild 7 zeigt. Wird der Oszillator quartzgesteuert, so eignet sich dafür die Butler-Schaltung nach Bild 6. Auf diese einfache Weise lassen sich Quarze in der Grundfrequenz bzw. Harmonischen erregen. Der Schwingkreis LC wird für die gewünschte Frequenz dimensioniert.

4. Komplette Schaltung

Bild 7 zeigt die Eingangsschaltung für einen KW-Superhet, der die KW-Amateurbänder empfängt. Vorkreis, Zwischenkreis und Oszillatorkreis werden gemeinsam mit dem Drehkondensator C1a-C1b-C1c (3×20 pF) abgestimmt. Die entstehende ZF ist 1600 kHz. HF-Vorstufe und 1. HF-Röhre werden in die automatische Regelung einbezogen. Die HF-Vorstufe kann mit dem Potentiometer im Katodenkreis auch von Hand geregelt werden.

Frequenzbereiche

Band	Vor- und Zwischenkreis	Oszillatorkreis
80 m	3,5... 3,8 MHz	5,1... 5,4 MHz
40 m	7,0... 7,1 MHz	8,6... 8,7 MHz
20 m	14,0... 14,35 MHz	15,6... 15,95 MHz
15 m	21,0... 21,45 MHz	22,6... 23,05 MHz
10 m	28,0... 29,7 MHz	29,6... 31,3 MHz

Spulendaten

Band	L1 Wdg.	L2 μ H	L3 Wdg.	L4 μ H	L5 μ H	L6 Wdg.	C _{p1} pF	C _{p2} pF	C _{p3} pF
80 m	20%	30	30%	30	12	30%	40	40	60
40 m	30%	5	50%	5	4	40%	70	70	70
20 m	50%	1,5	70%	1,5	1	60%	60	60	80
15 m	70%	0,5	100%	0,5	0,4	80%	80	80	90
10 m	80%	0,3	100%	0,3	0,2	80%	70	70	70

Für L1, L3 und L6 bezieht sich die Prozentzahl auf die Windungen der entsprechenden Schwingkreisspulen L2, L4 und L5. L7 = L8 = 80 μ H.

Die Abstimmbereiche sind etwas größer als angegeben, da keine Serienkondensatoren für die Drehkos zur besseren Bandspreizung vorgesehen wurden. Für jedes Band wären dann weitere Umschaltkontakte am Wellenschalter erforderlich.

essierende Frequenzbereiche leicht ermitteln. Das Bandfilter für 1,6 MHz hat bei $C = 160 \text{ pF}$ für $L_5 = L_6 = 100 \text{ Wdg.}$, 0,1-mm-CuL. Die Auskoppelspule L_7 hat etwa 25 Wdg., 0,1-mm-CuL, über L_6 gewickelt, HF-3-Kammer-Spulenkörper.

Schwingkreiswerte zu Bild 2

Band	Eingangskreis		Zwischen- Oszillatorkreis				Draht				
	Anzapfung bei	Wdg.	C2	C1	L2	C3		L3	L4	C4	CuL
	Wdg.	Wdg.	pF	pF	Wdg.	pF	Wdg.	Wdg.	pF	mm	
80 m	70	7	20	470	70	20	45	5	35	0,2	
40 m	20	3	90	470	20	90	19	3	160	0,3	
20 m	10	2	160	50	10	160	8	2	200	0,4	
15 m	5	2	200	50	5	200	5	1,5	260	0,4	
10 m	6	1,5	50	50	6	50	6	1,5	60	0,4	

2. KW-Eingangsschaltung nach [2]

Die in Bild 3 dargestellte Schaltung arbeitet in ähnlicher Weise. Es wird lediglich eine andere Oszillatorschaltung verwendet. Mit den in Bild 4 angegebenen Spulendaten und einem Drehkondensator $3 \times 75 \text{ pF}$ ergeben sich etwa folgende Empfangsbereiche:

Bereich	Frequenz
I	3,5... 5,5 MHz
II	6,5... 10,5 MHz
III	14,0... 15,0 MHz
IV	20,3... 22,3 MHz
V	28,0... 30,0 MHz

Die Zwischenfrequenz ist 3840 kHz, sie wird in einer 2. Mischoszillatorstufe auf eine niedrigere ZF (z. B. 470 kHz) umgesetzt. In den Bereichen I...IV liegt die Oszillatorfrequenz oberhalb der Empfangsfrequenz, im Bereich V darunter. Die Spulen werden mit 0,4-mm-CuL-Draht gewickelt. Für L_5 benötigt man 30 Wdg., für L_6 etwa 6 Wdg. auf einem gleichen Spulenkörper wie die übrigen. Die Drossel Dr hat 100 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf einem Ferritkern. Für einen anderen Drehkondensator muß man die Spulen- und Kapazitätswerte der Schwingkreise mittels der Schwingkreisformeln umdimensionieren. Eine gute Hilfe leistet dabei ein Grid-Dip-Meter zur Bestimmung der Schwingkreiswerte.

3. Literatur

- [1] K.-H. Schubert: KW-Konverter mit Transistorbestückung, Elektronisches Jahrbuch 1967, S. 175, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966
- [2] PA Ø QH, Transistor-KW-Empfänger für die Amateurbänder, Radio Electronica 15 (1967), H. 4, S. 368

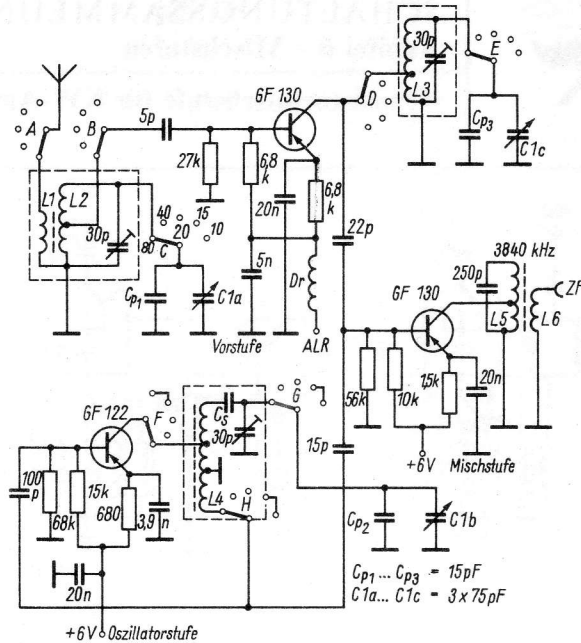


Bild 3 Eingangsschaltung für einen Transistor-KW-Superhet mit erweiterten Empfangsbereichen

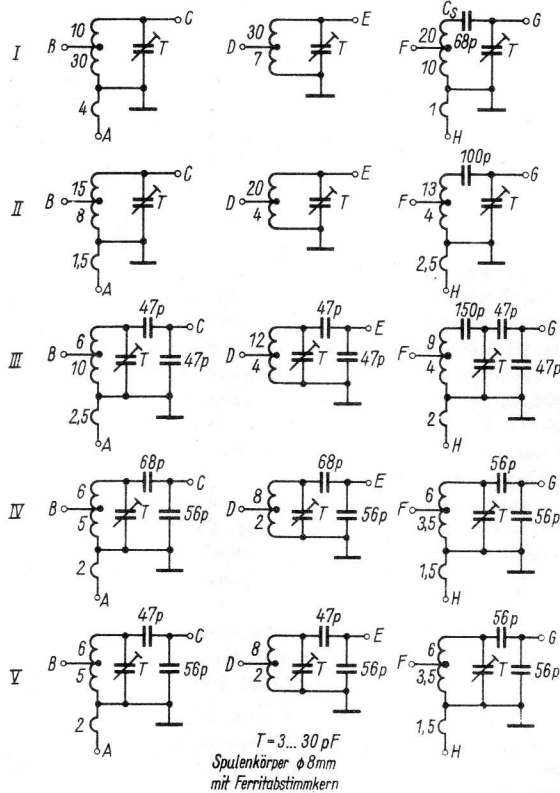


Bild 4 Schwingkreisdaten für die Schaltung nach Bild 3

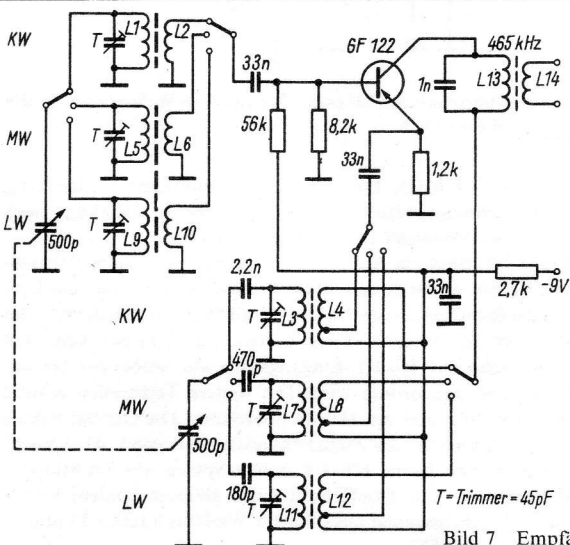


Bild 7 Empfängereingangsschaltung für 3 Wellenbereiche

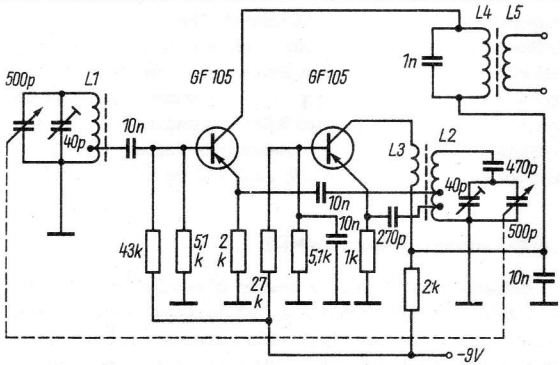


Bild 6 Mischstufe mit getrennter Oszillatorschaltung

1. Einleitung

Die Überbelegung des Mittelwellenbereichs war der Grund dafür, daß der UKW-Bereich für den Rundfunkempfang ausgenutzt wurde. Gleichzeitig damit konnte die Qualität der Ausstrahlungen verbessert werden, weil für die Sender breitere Frequenzkanäle zur Verfügung standen und weil statt der störanfälligen Amplitudenmodulation (AM) die günstigere Frequenzmodulation (FM) benutzt wurde. Im UKW-Bereich von 87,5 bis 100 MHz können (angefangen von 87,6 MHz) 42 Sender bei einer Kanalbreite von 300 kHz untergebracht werden. Infolge der begrenzten Reichweite ist eine mehrfache Ausnutzung der Sendekanäle möglich.

Der maximale Frequenzhub ist 75 kHz; als höchste Niederfrequenz werden 15 kHz übertragen. Die Bandbreite für eine ausreichende Qualität der Übertragung beträgt etwa 110 kHz; dafür müssen z. B. die Bandfilter im ZF-Verstärker ausgelegt sein. Für Stereoempfang ist allerdings eine größere Bandbreite erforderlich (etwa 250 kHz).

Obwohl heute der UKW-Tuner mit Transistorbestückung günstigere Empfangseigenschaften aufweist, enthalten viele Industriergeräte noch röhrenbestückte Tuner. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung der heute gebräuchlichen UKW-Tuner. Die Schaltung besteht aus einer Vorstufe und einer selbstschwingenden Mischstufe. Vom Antennen Eingang bis zum ZF-Ausgang der Mischstufe sind alle Bauelemente in einem Baustein zusammengefaßt, dem UKW-Tuner. Da im UKW-Bereich das von der Eingangsröhre herrührende Rauschen maßgebend für die HF-Empfindlichkeit ist, werden für solche Schaltungen ausschließlich Trioden verwendet. Bekanntlich haben steile Trioden einen kleinen äquivalenten Rauschwert.

2. Die Vorstufe

Im MW- und LW-Bereich kommt man bei der Superhetschaltung ohne eine HF-Vorstufe aus. Für den UKW-Bereich ist aber aus 2 Gründen eine Vorstufe erforderlich:

- Das geringe Eingangssignal gelangt auf diese Weise schon verstärkt an die Mischstufe.
- Zum Oszillator hin bildet die Vorstufe eine wirksame Trennung von der Antenne, so daß die Abstrahlung der Oszillatorfrequenz weitgehend unterdrückt wird.

Für die Schaltungstechnik der Vorstufe gibt es mehrere Möglichkeiten. Benutzt man die bekannte Katodenbasisschaltung, so muß

diese neutralisiert werden, damit durch die großen Röhrenkapazitäten der Triode keine Selbsterregung auftritt (Bild 2). Bei Anwendung einer Gegentaktschaltung vereinfachen sich diese Verhältnisse. Aber wegen der Schwingneigung findet man die Katodenbasisschaltung nur in Verbindung mit einer nachfolgenden Gitterbasissstufe. Man erhält dann die Kaskodeschaltung.

Günstigere Eigenschaften weist die Vorstufe in Gitterbasisschaltung auf (Bild 3). Allerdings hat sie einen geringen Eingangswiderstand, so daß von der Antenne her keine Aufschaukelung der Eingangsspannung mittels Schwingkreis erfolgen kann. Deshalb wird diese Schaltung nur selten benutzt, obwohl durch die geringe Rückwirkung keine Selbsterregung zu befürchten ist. Für die Vorstufe eines UKW-Tuners hat sich heute eine Schaltung durchgesetzt, die einen Kompromiß zwischen der Katodenbasisschaltung und der Gitterbasisschaltung darstellt. Man bezeichnet sie als Zwischenbasisschaltung.

Bild 4 zeigt diese Schaltung, in der der Eingangskreis induktiv angezapft ist. Je mehr man die Anzapfung nach der Gitterseite hin verschiebt, um so geringer wird die Anfälligkeit gegen Selbsterregung (Gitterbasisschaltung). Verschiebt man die Anzapfung mehr nach der Katodenseite, so wird diese Anfälligkeit größer (Katodenbasisschaltung). Meist legt man die Anzapfung so, daß Rausch- und Leistungsanpassung zusammenfallen. Dabei wird die optimale Grenzemfindlichkeit der Schaltung erreicht. Für die modernen, steilen UKW-Trioden (z. B. ECC 85) liegt dieses Anzapfungsverhältnis bei etwa 0,2 (von der Katode aus gerechnet).

Allerdings ist eine Neutralisation der Zwischenbasisschaltung erforderlich. Eine bessere Einstellung der Neutralisation erhält man bei einer kapazitiven Anzapfung des Eingangskreises, so wie es Bild 5 zeigt. Damit die Katode gleichstrommäßig an Masse liegt, wird die HF-Drossel HF-Dr1 eingeschaltet. Die HF-Drossel HF-Dr2 verhindert Schwingungen im Dezimeterbereich.

Bei den bisher gezeigten Schaltungen ist die Bandbreite der Eingangskreise so groß, daß eine Abstimmöglichkeit über den Empfangsbereich nicht erforderlich wird. Es genügt eine einmalige Einstellung dieses Kreises auf Bandmitte (etwa 94 MHz). Abgestimmt über den Empfangsbereich werden nur der Schwingkreis nach der Vorstufe und der Schwingkreis des Oszillators. Bei industriellen UKW-Tunern verwendet man häufig die induktive Abstimmung, weil sie in der Herstellung billiger ist. Außerdem kann man auf einfache Weise für AM-Bereiche und FM-Bereich eine getrennte Abstimmöglichkeit vorsehen. Im Selbstbau läßt sich allerdings die kapazitive Abstimmung der UKW-Schwingkreise leichter realisieren.

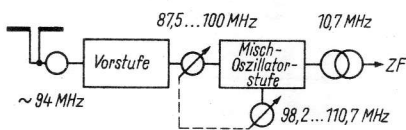


Bild 1 Prinzipschaltung eines UKW-Tuners

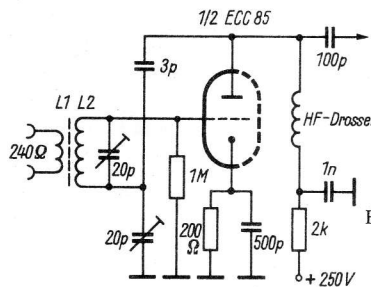


Bild 2 UKW-Vorstufe mit neutralisierter Katodenbasisschaltung

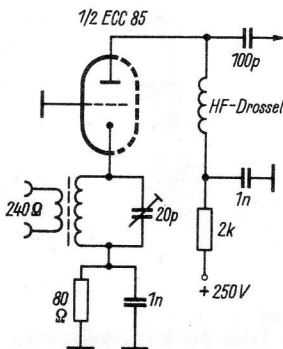


Bild 3 UKW-Vorstufe mit Gitterbasisschaltung

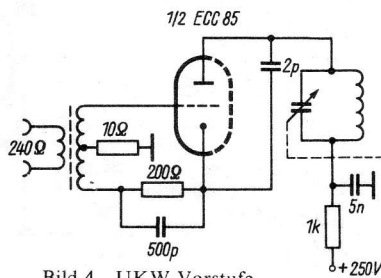


Bild 4 UKW-Vorstufe mit Zwischenbasisschaltung, induktive Kreisanzapfung

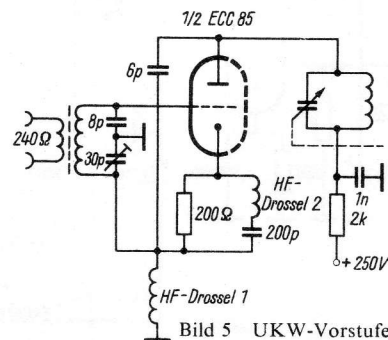


Bild 5 UKW-Vorstufe mit Zwischenbasisschaltung, kapazitive Kreisanzapfung

Dafür eignet sich der Zweigang-Drehkondensator $2 \times 14 \text{ pF}$ der *Elektra-KG* Schalkau.

Für hochwertige Empfänger wird eine Vorstufenschaltung empfohlen, die den Namen Kaskodeschaltung trägt. Sie benötigt im Eingang 2 Triodensysteme (Bild 6). Das 1. Triodensystem arbeitet in neutralisierter Katodenbasisschaltung, das 2. in Gitterbasisschaltung. Mit dieser Schaltung erreicht man einen hohen Eingangswiderstand und einen Verstärkungsfaktor, der etwa dem einer Pentode entspricht. Dabei bleiben jedoch die günstigen Rauscheigenschaften der Eingangstriode erhalten. Obwohl der Verstärkungsfaktor der Katodenbasisschaltung durch den geringen Eingangswiderstand der Gitterbasisschaltung nur etwa 1 ist, wird eine Neutralisation empfohlen. Sie verbessert den Sicherheitsabstand gegen Selbsterregung und auch den Rauschfaktor der Schaltung.

3. Die selbstschwingende Mischstufe

In den AM-Bereichen eines Rundfunkempfängers bringt die Anwendung der multiplikativen Mischung bestimmte Vorteile. Im UKW-Bereich aber kommt es darauf an, eine hohe Mischsteilheit bei geringstem Rauschen zu erzielen. Das läßt sich mit Trioden und mit additiver Mischung verwirklichen. Da eine Regelung der Mischstufe nicht erforderlich ist, kann man die Oszillatorschwingungen gleich durch die Mischröhre erzeugen. So kommt man schließlich zur selbstschwingenden Mischstufe, deren Schaltung Bild 7 zeigt.

Bei additiver Mischung besteht leicht die Gefahr, daß die Oszillatorschwingungen an die Antenne gelangen und dadurch Störungen verursachen. Daher muß man die HF-Eingangsspannung an einem neutralen Punkt des Oszillatorkreises zuführen. Zu diesem Zweck liegt am Oszillatorkreis ein kapazitiver Spannungsteiler,

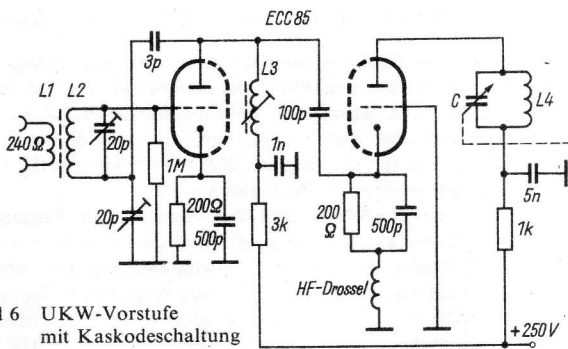


Bild 6 UKW-Vorstufe mit Kaskodeschaltung

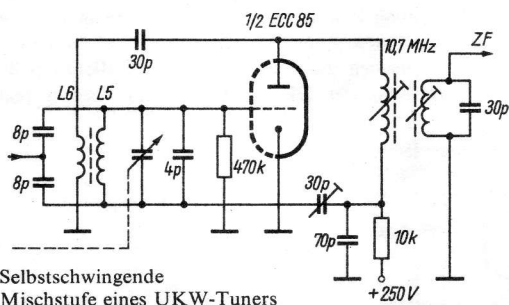


Bild 7 Selbstschwingende Mischstufe eines UKW-Tuners

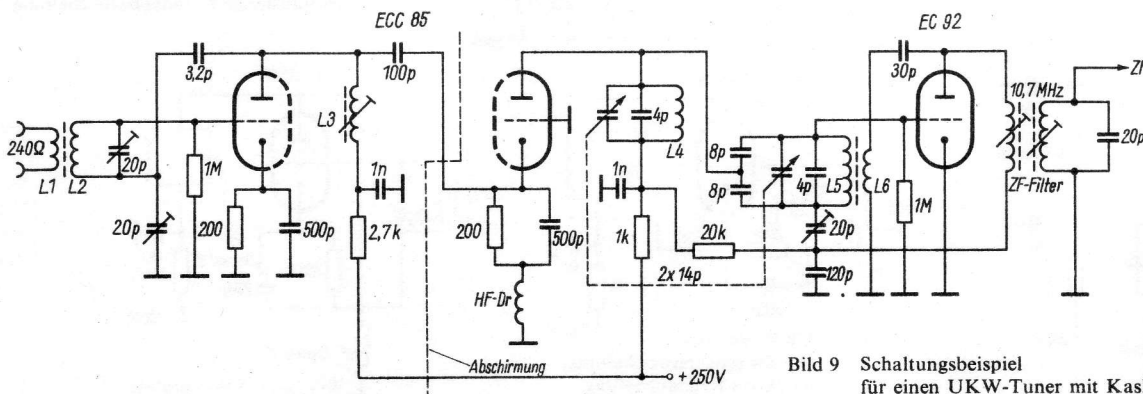


Bild 9 Schaltungsbeispiel für einen UKW-Tuner mit Kaskodeschaltung

oder die Oszillatorkreis hat eine Mittelanzapfung. Zusätzlich wird mit den Kondensatoren 70 pF plus Trimmer 30 pF der ZF-Kreis an der Anode entdämpft. Dadurch erhöht sich der Verstärkungsfaktor der Mischschaltung. Der frequenzbestimmende Schwingkreis der Oszillatorkreis kann am Gitter oder an der Spule liegen. Die letzte Schaltungsart ist günstiger. Die Spule L6 dient als Oszillatorkreisrückkopplung.

4. Vollständige UKW-Tuner-Schaltungen

Der UKW-Superspulenatz *SSp 232*, bestehend aus dem UKW-Tuner *U5*, dem Bandfilter 25 und dem Radiodetektorfilter 26, wurde von der Firma G. Neumann hergestellt. Die Schaltung des Tuners zeigt Bild 8. Die Vorstufe ist eine neutralisierte Zwischenbasisschaltung mit kapazitiver Kreisanzapfung, die Eingangskreise bilden ein Bandfilter. Der Antenneneingang ist für 240Ω ausgelegt.

Zwischenkreis und Oszillatorkreis werden induktiv abgestimmt. Der frequenzbestimmende Oszillatorkreis liegt an der Anode, so daß sich von der Betriebsspannung abhängige Kapazitätsänderungen der Röhre nicht auswirken. Der ZF-Kreis an der Anode ist entdämpft. Am Bandfilter-Sekundärkreis kann die ZF von $10,7 \text{ MHz}$ entnommen werden. Mit ähnlichen Schaltungen arbeiten auch die von der Industrie verwendeten UKW-Tuner, die man im Fachhandel erhält.

Der Selbstbau eines UKW-FM-Empfängers wird einfacher, wenn man ein fertiges Tuner-Aggregat kauft. Nur bei speziellen Wünschen (z. B. elektronische Abstimmung mit Kapazitätsdioden oder hochwertige Eingangsschaltung mit Kaskode) lohnt sich der Eigenbau.

Bild 9 zeigt eine Schaltung mit Kaskodeeingang und selbstschwingender Mischstufe, mit der eine hohe Verstärkung erzielt wird (über 1200fach). Die 1. Röhrenstufe arbeitet in neutralisierter Katodenbasisschaltung, die 2. in Gitterbasisschaltung. Eine Abschirmung trennt beide Stufen voneinander. Die selbstschwingende Mischstufe ist kapazitiv symmetriert, außerdem wird der Primär-ZF-Kreis entdämpft. Die Oszillatorfrequenz liegt oberhalb der Eingangsfrequenz, die Zwischenfrequenz wie üblich bei $10,7 \text{ MHz}$. Tabelle 1 enthält die Spulendaten.

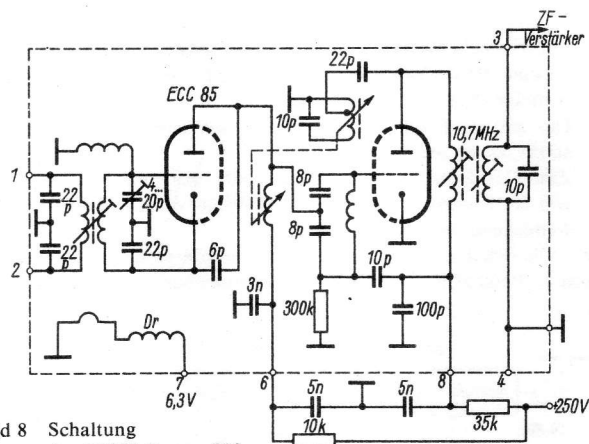


Bild 8 Schaltung des UKW-Tuners U5 der Firma G. Neumann

1. Einleitung

In neuerer Zeit verwendet man zur Abstimmung von HF-Kreisen oft Kapazitätsdioden.

Diese bieten mehrere Vorteile:

- geringe Abmessungen,
- mechanische Stabilität,
- Abstimmbarkeit durch Gleichspannungsänderung (leichte Fernbedienbarkeit).

Bestückt man einen UKW-Tuner mit derartigen Kapazitätsdioden, so läßt sich ein stabiler, universell einsetzbarer HF-Baustein schaffen, der sich bei geeigneter Kreisauslegung auch im 144-MHz-Amateurband verwenden läßt. Da (besonders im Raum Berlin) starke UKW-Sender Kreuzmodulationsgefahr für den Tuner bringen, wurde ein ebenfalls mit Kapazitätsdiode abstimmbarer Vorkreis vorgesehen, der die Eingangselektion verbessert. Der Rauschfaktor wird dadurch allerdings etwas schlechter.

Die Verwendung einer getrennten Misch- und Oszillatorstufe bringt bei starken Sendern den Vorteil, daß der Oszillator nicht »ausgeblasen« wird. Weiterhin hat man die optimale Dimensionierung besser in der Hand.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung. Die Eingangskreisspule L1 ist bei $\frac{1}{3}$ der Windungszahl angezapft, so daß ein unsymmetrischer 60- Ω -Eingang vorliegt. Die Kapazitätsdiode OA 910 (bzw. BA 110) stimmt den Kreis ab. Der Emitter von T1 ist mit einem kapazitiven Spannungsteiler an den Kreis angekoppelt. Die Serienschaltung 15 und 100 pF bildet die Grundkapazität des Kreises, denn die Variation 87 bis 100 MHz ist nur gering. Der Eingangswiderstand von 820 Ω dämpft den Kreis (entsprechend dem kapazitiven Übersetzungsverhältnis) auf die erforderliche Bandbreite. L2 mit Kapazitätsdiode und Parallelkondensator 10 pF bilden den Zwischenkreis zwischen HF-Stufe T1 (GF 132) und Mischstufe T3 (GF 131). Die Kopplung auf die Basis erfolgt kapazitiv über 3 pF. Die Oszillatortension von T2 (GF 131) wird ebenfalls kapazitiv über den Koppelkondensator von 2 pF der Basis zugeführt. T2 schwingt in Basisschaltung. L3 ist eine Drossel mit Ferritkern (einige Mikro-

henry z. B. aus Vagant-Tuner). Der Emitter wird über einen kapazitiven Spannungsteiler angeschlossen. Die Abstimmungsspannung gelangt über jeweils ein Entkopplungsglied (1 nF und 39 k Ω) an die Dioden. Der negative Punkt der Versorgungsspannung ist geerdet. Damit lassen sich die Kollektorkreise leicht erden. Emitter- und Abstimmungsspannung werden über je ein Filter EZs 130 (VEB KWH) zugeführt. Die Abstimmungsspannung muß zwischen 5 und 21 V veränderbar sein. Man erzeugt sie zweckmäßig aus der Betriebsspannung über eine Zenerdiode. Diese Abstimmungsspannung ist gut zu sieben, damit keine Brumm-FM auftritt, die sich später schwer beseitigen läßt.

T3 ist im Emitterkreis für Gleich- und Wechselstrom unterschiedlich gegengekoppelt. Im Kollektorkreis liegt das kapazitiv spannungsgekoppelte ZF-Bandfilter für 10,7 MHz (Vagant-Filter). Für einwandfreien Gleichlauf der Kreise muß man die Kapazitätsdioden vorher aussuchen. Dies kann mit einem Grid-Dipper im aktiven Betrieb geschehen. Man schaltet einen Kreis nach Bild 2 zusammen und mißt mit dem Grid-Dipper die Eigenresonanzfrequenz im Kurzwellegebiet als Funktion der Vorspannung. Dann zeichnet man die $C = f(U)$ -Kurve (aus der Resonanzfrequenzänderung errechnet) auf und wählt die am besten übereinstimmenden Dioden aus.

Die C-Variation kann dann noch durch Änderung des Serien-C von 1 nF und durch Ändern des Parallel-C eingestellt werden. Der L-Abgleich erfolgt wie üblich.

3. Aufbau

Die Wickeldaten der Spulen enthält Tabelle 1.

Tabelle 1 Wickeldaten der Tunerspulen

L1	6 Wdg., 0,8-mm-CuL, freitragend, 4,3 mm Durchmesser	Anzapfung bei 2 Wdg.
L2	6,3 Wdg., 0,8-mm-CuL, Körper 4,2 mm Durchmesser (Vagant)	
L3	8 Wdg., 0,3-mm-CuL, Ferritstift 3 mm Durchmesser, 12 mm lang	
L4	5,3 Wdg., 0,8-mm-CuL, Körper 4,2 mm Durchmesser wie L2	Anzapfung bei 2,6 Wdg.

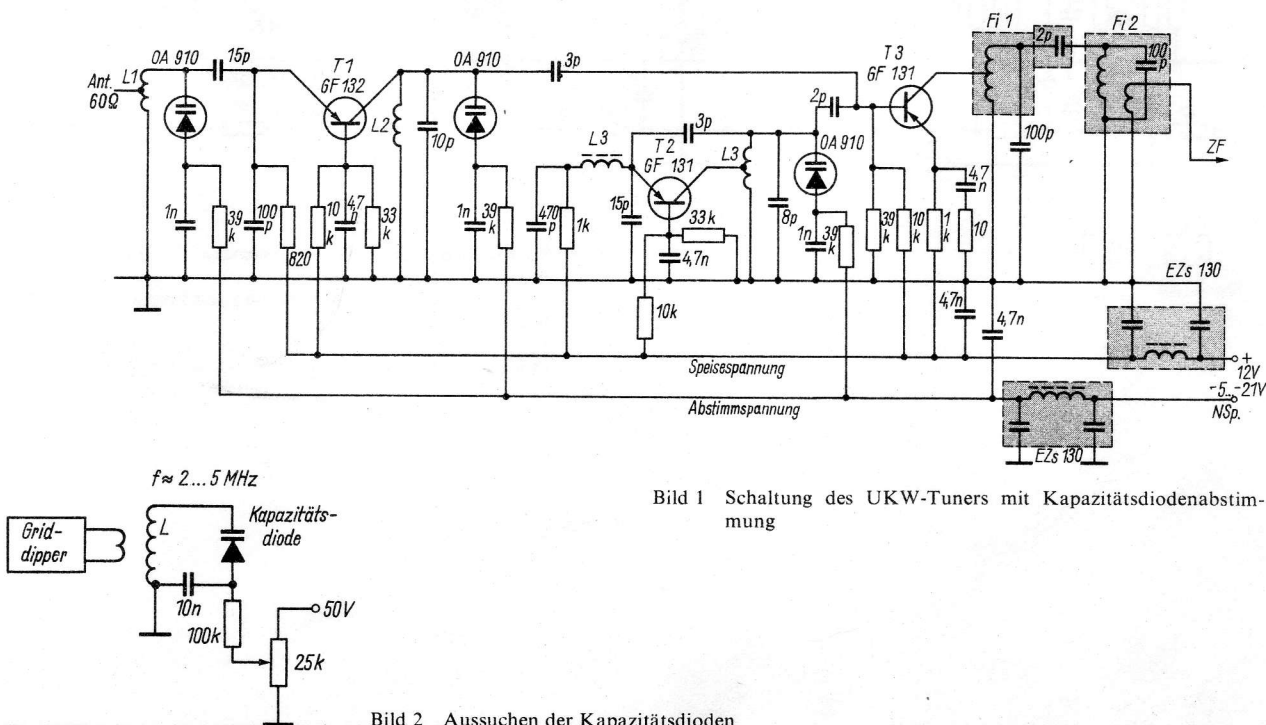


Bild 1 Schaltung des UKW-Tuners mit Kapazitätsdiodenabstimmung

Bild 2 Ausschauen der Kapazitätsdioden

Das Leitungsmuster für den Tuner zeigt Bild 3, die Anordnung der Bauelemente Bild 4. Schließlich stellt Bild 5 den zugehörigen ZF-Verstärker dar, wodurch der komplette HF-Teil eines UKW-Empfängers entsteht.

Das Gerät kann über beliebig lange Leitungen fernabgestimmt werden. Das bietet die Möglichkeit, den Empfangsteil ohne NF direkt an die Antenne zu montieren und nur die NF herunter- und die Steuerspannung heraufzuführen.

Ein Spannungsmesser an der Abstimmspannung kann zur Senderanzeige benutzt werden.

Der Aufwand für den beschriebenen Tuner ist gering. Es werden nur DDR-Bauelemente verwendet. Mit dem nachfolgenden 4stufigen ZF-Verstärker, der stereosicher dimensioniert ist, hat man dann einen fast alle Wünsche befriedigenden UKW-Baustein. Um geringes Rauschen zu erreichen, kann man T1 durch einen GF 143 ersetzen. Der Tuner ist in einem gelöteten Messinggehäuse untergebracht; dieses dient als HF-Abschirmung.

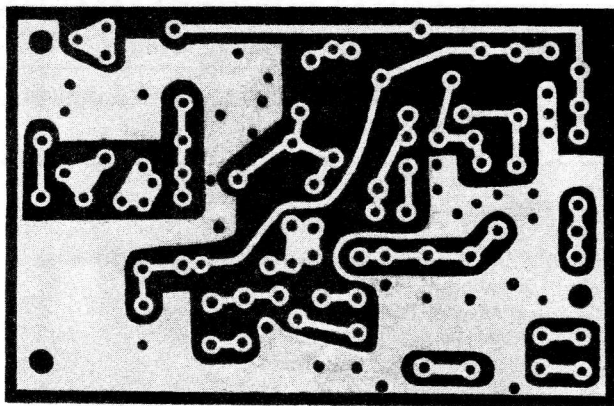


Bild 3 Leitungsplan des Tuners

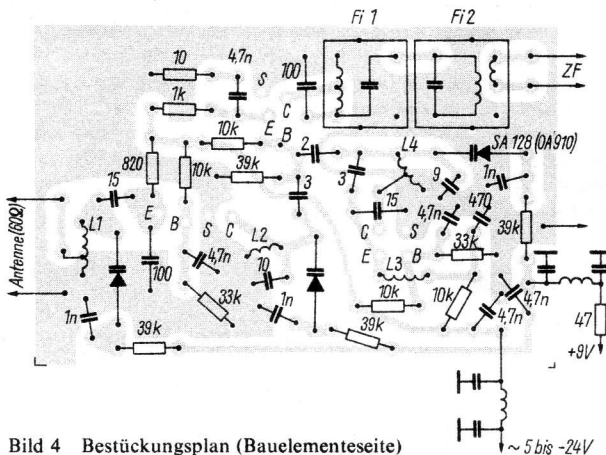


Bild 4 Bestückungsplan (Bauelementeseite)

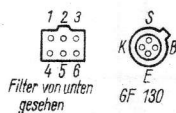
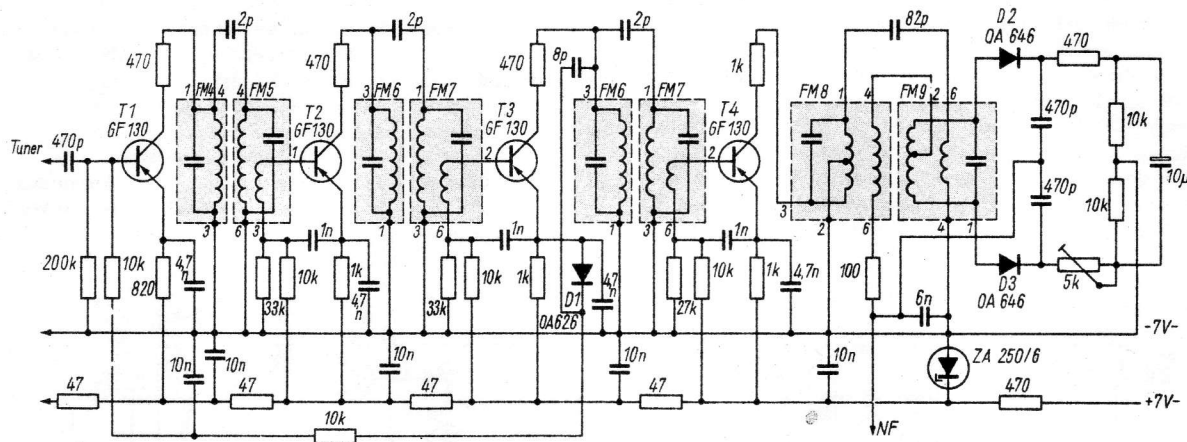


Bild 5 Schaltung des zum Tuner passenden FM-ZF-Verstärkers siehe auch Blatt 5-6)
 Fi 3 = FM 1 (wenn die Anschlüsse 2 und 3 vertauscht werden)
 Fi 4 = FM 5
 Fi 5 = FM 8
 Fi 6 = FM 9

1. Einleitung

Die Größe eines ohmschen Widerstands läßt sich aus dem bei bestimmtem Strom an ihm auftretenden Spannungsabfall ermitteln bzw. bei bestimmter Spannung aus dem durch ihn fließenden Strom. Das ist möglich, indem man beide Größen (Strom und Spannung) mißt und daraus $R = \frac{U}{I}$ berechnet (U und I können dabei auch Wechselgrößen sein). Man kann aber auch den Spannungsabfall mit einem anderen vergleichen, der an einem genau bekannten Widerstand entsteht, wenn beide vom gleichen Strom durchflossen werden. Diese Methode wurde in zahlreichen Brückenschaltungen vervollkommen; dort gleicht man die Differenz zweier Spannungsabfälle auf 0 ab. Schließlich lassen sich Widerstandswerte auch (scheinbar) direkt anzeigen. Das geschieht mit Hilfe einer konstanten Spannung und mit einem Strommesser, der bei $R_x = 0$ auf Vollausschlag eingestellt wird. Für jeden der 3 Fälle folgt ein Beispiel.

2. Meßfehler

An dieser Stelle sei nur kurz auf verschiedene Fehlerquellen hingewiesen, die sich aber teilweise vermeiden lassen. Nicht zu umgehen ist die Ungenauigkeit des Meßwerks; und die begrenzte Ablesegenauigkeit der Skala sowie des Zeigers muß man in Kauf nehmen.

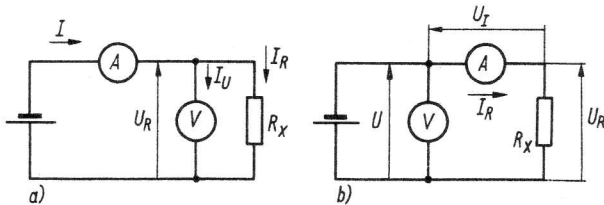


Bild 1 a – spannungsrichtige Messung: Für die Berechnung von R_x gilt

$$R_x = \frac{U - U_V}{I}$$

b – stromrichtige Messung: Für die Berechnung von R_x gilt

$$R_x = \frac{U_R}{I - I_V}$$

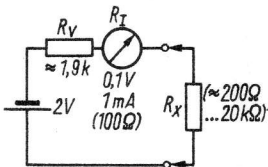


Bild 2 Einfachstes Ohmmeter mit Multizet 1 (Bereich 1 mA)

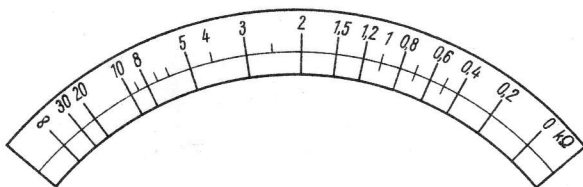


Bild 3 Skala zu Bild 2

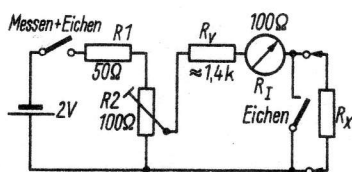


Bild 4 Ohmmeter mit Eichmöglichkeit (Skalenmitte in diesem Fall 1,5 kΩ bei Multizet 1)

Meß- bzw. Vergleichswiderstände können altern; genaue Messungen erfordern in gewissen Zeitabständen eine Kontrolle. Die Genauigkeit der Kontrolleinrichtung muß mindestens eine Zehnerpotenz über der des Kontrollobjekts liegen. Bei Röhren- und Transistormessgeräten altern auch andere Bauelemente, außerdem sind meist schaltungsbedingte Eichvorgänge (Kurzzeitkonstanz!) Voraussetzung für genaues Messen. Das beginnt schon beim einfachen Ohmmeter nach Abschnitt 4.

Bei der Messung, besonders nach der erstgenannten Methode, kommt noch die Fälschung durch den Eigenverbrauch der Instrumente hinzu: U_V beim Strom-, I_V beim Spannungsmesser. Falls diese Werte nicht wenigstens 1% des Meßwerts unterschreiten, ist das Ergebnis zu korrigieren (vgl. Bild 1). Bei a muß man I_V von I abziehen, um zu I_R zu gelangen, bei b für U_R U_V von U . Die Meßschaltungsart wird sich also nach den Instrumentendaten richten müssen. Günstig sind Instrumente, an denen man unmittelbar den Eigenbedarf für jeden Ausschlag mit ablesen kann (etwa ein 100teiliges Amperemeter für 100 mA mit 100 mV Vollausschlag). Die Zeigerstellung 30 z. B. gibt nicht nur den Wert 30 mA, sondern auch die Spannung 30 mV an, die nach Schaltung b von U abzuziehen ist, damit man den genauen Wert $\frac{U}{I}$ erhält.

3. Einfaches Ohmmeter (Bild 2)

Prinzip: Konstante Spannung treibt durch die Serienschaltung eines Meßwerks R_I und eines Vorwiderstands R_V einen Strom, der bei Einfügen eines z. B. genau $R_I + R_V$ entsprechenden Widerstands halb so groß wird.

Aus diesem Grund trägt die Skala des Meßwerks den Eigenwiderstand des gesamten Ohmmeters in Skalenmitte (s. Bild 2b). Alle anderen Skalenwerte kann man aus $\frac{U}{I} = R_x + R_I + R_V$ ermitteln:

$$I = \frac{U}{R_x + R_I + R_V}$$

für $R_x = \infty$ ist $I = 0$,

für $R_x = 0$ ist $I = I_{max}$

$$I_{max} = \frac{U}{R_I + R_V}; \quad \frac{I}{I_{max}} = \frac{R_I + R_V}{R_x + R_I + R_V} = \frac{1}{\frac{R_x}{R_I + R_V} + 1}$$

Damit erhält man aus

$$I = I_{max} \frac{1}{\frac{R_x}{R_I + R_V} + 1}$$

unmittelbar den Ausschlag I für einen beliebigen R_x , denn $(R_I + R_V)$ ist konstant. Der Meßfehler für R_x wird naturgemäß an den Anzeigegrenzen sehr groß, denn 0 bis ∞ sind in einem einzigen Bereich enthalten.

Man eicht daher auch im allgemeinen nur etwa im Verhältnis 0,1 $(R_I + R_V)$ bis 10 $(R_I + R_V)$ und erhält auf diese Weise ein für praktische Orientierungsmessungen ausreichendes Gerät.

Bereichserweiterungen sind in Richtung größerer Widerstände möglich, wenn U erhöht wird (und damit auch R_V), oder in Richtung kleinerer Werte mit kleinerem U und R_V oder Parallelwiderstand zu R_I . Die Reproduzierbarkeit der Messung wird jedenfalls, das sei nochmals betont, stark von der Konstanz der Spannungsquelle bestimmt.

Für den noch weitverbreiteten Vielfachmesser Multizet 1 geben Bild 2 die Daten und Bild 3 eine bereits berechnete Skala. Beide Bilder gelten für den Widerstandsbereich zwischen etwa 0,2 und 20 kΩ, denn $(R_I + R_V)$ wurde wegen $U = 2$ V zu 2 kΩ festgelegt.

4. Ohmmeter mit Eichmöglichkeit

Die in Bild 4 wiedergegebene Schaltung hat den Nachteil eines Eigenstrombedarfs für den Teiler, mit dessen Hilfe an der Meß-

strecke stets für die richtige Spannung gesorgt wird. In der wieder für den *Multizet 1* zutreffenden Dimensionierung ergeben sich mit einem RZP2-Akku etwa 25 Betriebsstunden. Daher wurde eine Eich- und Meßtaste vorgesehen. Beim Eichen müssen die Ausgangsklemmen kurzgeschlossen werden. An R2 stellt man auf Vollausschlag (0Ω) ein. Meßbereicherweiterung erfolgt ähnlich 3. Der Eichteiler muß die mögliche Änderung der Betriebsspannung (Altern der Batterie) in einem für die Batteriecharakteristik noch sinnvollen Bereich auffangen können. Sein Querstrom soll mindestens dem 10fachen Meßstrom entsprechen, damit die von diesem beeinflussten Spannungsänderungen an der Meßstrecke genügend klein bleiben.

Kleinster sinnvoller Meßbereich liegt bei $R_x = R_1$, Anzeige dann etwa $(0,1 \text{ bis } 10) R_1$; größere R_x durch entsprechenden R_v bei Erhöhung von U . Die Meßspannung, die an R2 auch bei gealterter Batterie noch einstellbar sein muß, ist allgemein

$$U_{\text{mess}} = I_{\text{max}} (R_1 + R_v)$$

mit I_{max} -Instrumentvollausschlag.

Daraus ergibt sich auch R1.

5. Literatur

- [1] Drachsel: Grundlagen der elektrischen Meßtechnik, VEB Verlag Technik, Berlin
- [2] K. Schlenzig: Prüfgeräte für Transistoren und Dioden, Reihe Originalbaupläne, Deutscher Militärverlag Berlin

strecke stets für die richtige Spannung gesorgt wird. In der wieder für den *Multizet 1* zutreffenden Dimensionierung ergeben sich mit einem RZP2-Akku etwa 25 Betriebsstunden. Daher wurde eine Eich- und Meßtaste vorgesehen. Beim Eichen müssen die Ausgangsklemmen kurzgeschlossen werden. An R2 stellt man auf Vollausschlag (0Ω) ein. Meßbereicherweiterung erfolgt ähnlich 3. Der Eichteiler muß die mögliche Änderung der Betriebsspannung (Altern der Batterie) in einem für die Batteriecharakteristik noch sinnvollen Bereich auffangen können. Sein Querstrom soll mindestens dem 10fachen Meßstrom entsprechen, damit die von diesem beeinflussten Spannungsänderungen an der Meßstrecke genügend klein bleiben.

Kleinster sinnvoller Meßbereich liegt bei $R_x = R_1$, Anzeige dann etwa (0,1 bis 10) R_1 ; größere R_x durch entsprechenden R_1 bei Erhöhung von U . Die Meßspannung, die an R2 auch bei gealterter Batterie noch einstellbar sein muß, ist allgemein

$$U_{\text{mess}} = I_{\text{max}} (R_1 + R_v)$$

mit I_{max} -Instrumentvollausschlag.

Daraus ergibt sich auch R1.

5. Literatur

- [1] Drachsel: Grundlagen der elektrischen Meßtechnik, VEB Verlag Technik, Berlin
- [2] K. Schlenzig: Prüfgeräte für Transistoren und Dioden, Reihe Originalbaupläne, Deutscher Militärverlag Berlin

1. Einleitung

In Blatt 1 wurden 2 einfache Ohmmeter vorgestellt, die eine direkte Anzeige von R_x ermöglichen – allerdings mit sehr unterschiedlicher Genauigkeit über den Bereich. Außerdem enthält dieses Blatt Hinweise zur Strom- und Spannungsmessung. Daran anknüpfend soll die Messung sehr kleiner Widerstände behandelt werden. Nachfolgend wird ein nach dem Prinzip der *Wheatstone*-Brücke arbeitendes, vollständiges Meßgerät beschrieben, mit dem man außer ohmschen Widerständen auch Kapazitäten messen kann.

2. Messung kleiner Widerstände

Widerstände unter 1Ω lassen sich nur schwer mit einfachen Ohmmetern oder Meßbrücken genau bestimmen (es sei denn, man verwendet eine *Thomson*-Brücke, deren Kontaktklemmen ähnlich aufgeteilt sind, wie im folgenden beschrieben). Die Hauptursache dafür liegt im Widerstand der Meßleitungen (die bekanntlich mit im Meßkreis liegen) sowie in den Übergangswiderständen an den Meßgeräteklemmen und am Meßobjekt. Auch beim unmittelbaren Anklemmen an das Gerät bleibt der Übergangswiderstand bestehen, und beim Anlöten hat man wiederum mit Zuleitungen zu rechnen.

Erschwerend kommen bei größeren Strömen unter Umständen infolge Erwärmung durch den Meßstrom Thermospannungen zwischen den verschiedenen beteiligten Metallen hinzu, so daß man dann sogar gezwungen ist, mit Wechselstrom zu messen. Das wiederum erlaubt selektive Verstärkung und damit relativ kleine Meßströme. Man bedenke, daß z. B. an $50 \text{ m}\Omega$ erst bei 2 A 100 mV abfallen! Solche Ströme verträgt nicht jedes Meßobjekt.

Die Messung kleiner Widerstände kann nicht nur bei niederohmigen Wicklungen u. ä. von Nutzen sein, sie spielt vor allem eine große Rolle bei der Beurteilung von Kontakten. Dort wird aller-

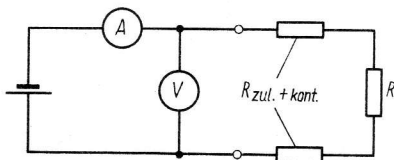


Bild 1 Bei dieser Messung gehen die Leitungs- und Übergangswiderstände in die Messung ein ($R_{zul. + kont.} \approx R$)

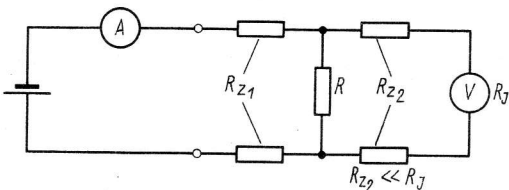


Bild 2 Getrennte Einspeisung des Stromes und Abnahme der Spannung: R_{z1} geht nicht in die Messung ein

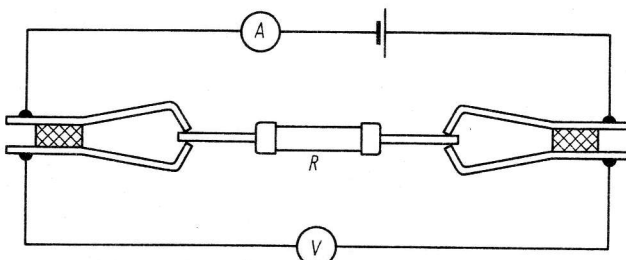


Bild 3 Kontaktklemmen für den Fall nach Bild 2

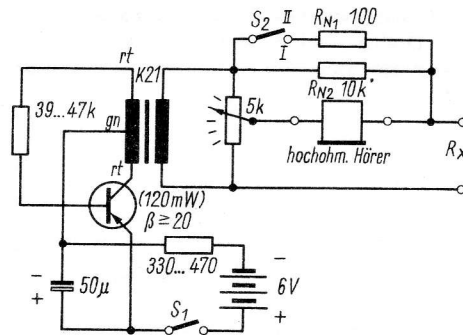


Bild 4 Tonfrequenzgespeiste *Wheatstone*-Brücke – praktisch dimensioniert. Für unbekannte Widerstände zwischen etwa 10Ω und $100 \text{ k}\Omega$

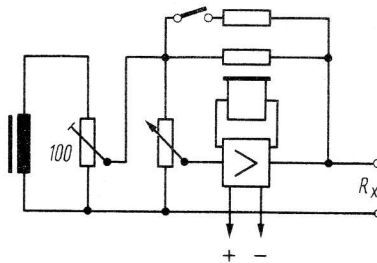


Bild 5 Verbesserte Brücke mit einstellbarer Eingangsspannung und Verstärkung des Brückensignals

dings auch nie der reine Übergangswiderstand gemessen, sondern stets zusätzlich mindestens das Materialstück bis zur Klemmstelle für die Abnahme der Spannung.

Bild 1 zeigt noch einmal deutlich, weshalb die üblichen Methoden für kleine Widerstände ungeeignet sind: Stets wird der Spannungsabfall mitgemessen, den der Strom über Zuleitungen und Übergangswiderständen erzeugt. Aus Bild 2 ist aber auch ersichtlich, wie man dem abhelfen kann. Es genügt, den Strom getrennt einzuspeisen und die Spannung unabhängig von diesen Punkten zu messen. In diesem Fall haben zwar die Spannungsmeßklemmen ebenfalls einen Übergangswiderstand, doch der im allgemeinen geringe Strombedarf des Voltmeters bringt kaum eine Fälschung.

Man kann auch beide Klemmstellen in einer Klammer vereinigen, wenn beide Backen voneinander isoliert werden (Bild 3). Jeweils eine Seite bildet den Strom-, die andere den Spannungskontakt.

3. *Wheatstone*-Brücke mit Transistorsummer

Diese nach dem bekannten Prinzip arbeitende Brücke nach Bild 4 wird mit Wechselspannung gespeist. Daher ist als Nullindikator ein beliebiger hochohmiger Kopfhörer, evtl. mit Verstärker, verwendbar. Die Grundschialtung des einfachen Dreipunktoszillators liefert eine oberwellenhaltige Schwingung. Im Fall der Kapazitätsmessung sollte man diese besser mit Hilfe eines geeigneten Kondensators parallel zu den Anschlüssen rot-rot der Sinuskurve nähern. In diesem Fall besteht keine so große Gefahr, daß man ein verwaschenes Minimum durch Oberwellen erhält. Es kann auch nützlich sein, zwischen den Generatorausgang und den Brückeneingang noch einen Amplitudenregler zu legen. Dafür eignet sich z. B. ein $100\text{-}\Omega$ -Regler in einer Anordnung nach Bild 5. Ähnlich R_{N1} und R_{N2} lassen sich auch auf weiteren Schalterstufen C_{N1} und C_{N2} unterbringen, so daß die Brücke zusätzlich Kapazitäten zu messen gestattet.

4. Eichung der Brücke

Nach Bild 6 gilt für den Fall $I_1 = 0$

$$I_1 \cdot R_x = I_2 \cdot R_1 \text{ und } I_1 \cdot R_N = I_2 \cdot R_2,$$

$$\text{also } \frac{R_N}{R_2} = \frac{R_x}{R_1}. \quad (1)$$

$(R_1 + R_2)$ stellt den Gesamtwiderstand R_p des Potentiometers dar, das zweckmäßig eine Drahtausführung sein soll: Dann fallen die bei Schichtwiderständen sehr störenden Anfangs- und Endsprungwerte praktisch weg.

Aus (1) erhält man

$$R_x = \frac{R_N}{\frac{R_p}{R_1} - 1}. \quad (2)$$

Daraus ist zu erkennen, daß bei $R_1 = \frac{R_p}{2}$ $R_x = R_N$ wird. Die Skala des Potentiometers muß also in der Mitte den Faktor 1 tragen: $R_x = 1 \cdot R_N$.

Mit dem Winkelmesser bestimmt man nun den Drehbereich α_{\max} des Potentiometers, denn es gilt bei linearem Drahtpotentiometer in guter Näherung

$$R_1 = \frac{\alpha}{\alpha_{\max}} \cdot R_p.$$

$$\frac{\alpha}{\alpha_{\max}} \text{ ist die Teilung } a = \frac{R_1}{R_p}.$$

R_x soll über den später auf der Skala vermerkten Faktor aus R_N bestimmt werden, also $R_x = k \cdot R_N$.

Nach (2) ist damit

$$k = \frac{1}{\frac{1}{a} - 1}. \quad (3)$$

Für glatte k -Werte stellt man (3) um:

$$a = \frac{1}{1 + \frac{1}{k}}. \quad (4)$$

Man setzt nun die k -Werte 0,1; 0,2; 0,3; bis 1; 1,5; 2; 3; bis 10 ein (mehr lohnen sich wegen der nichtlinearen Teilung kaum) und erhält die entsprechenden α -Werte: $\alpha = a \cdot \alpha_{\max}$. Mit dem Winkelmesser werden diese auf die Skala übertragen. Mit $R_{N1} = 100 \Omega$ und $R_{N2} = 10 \text{ k}\Omega$ lassen sich also Widerstände zwischen etwa 10Ω und $100 \text{ k}\Omega$ messen.

Diese Meßbrücke hat den Vorteil, daß sie unabhängig von der Betriebsspannung ist. Ihre Genauigkeit wird vorwiegend von der Linearität des Potentiometers und von der Skaleneichung bestimmt. Auch bei dieser Skala werden die Wertsprünge nach »oben« hin bei gleichen Weglängen immer größer. Außerdem geht R_N in die Genauigkeit des Ergebnisses ein.

Bei der C-Messung spielen nach kleinen Werten zu die Schaltkapazitäten eine immer größere Rolle, während nach oben hin die kapazitive Belastung des Generators wächst.

5. Literatur

- [1] Drachsel: Grundlagen der elektrischen Meßtechnik, VEB Verlag Technik, Berlin
- [2] F. Leuthold: Widerstandsmeßbrücke mit akustischer Anzeige, technik 1966, H. 3, S. 30-31

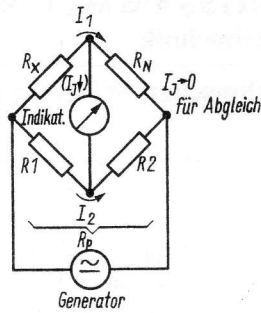


Bild 6 Zur Berechnung der Brückenabgleichbedingung ($I_1 \rightarrow 0$)

1. Einleitung

Der Zustand von Gleichrichtern und bei unbekanntem Exemplaren bzw. solchen ohne Beschriftung auch die Polung interessieren in der Praxis sehr oft. Außerdem sind Dioden sehr häufig vorkommende Bauelemente, besonders in der Digitaltechnik. Im folgenden wird ein nach dem Prinzip der Ja-Nein-Aussage, also praktisch ebenfalls ein »Digitalgerät« mit optischer Anzeige vorgestellt, dessen Aufwand verblüffend gering ist. Es ermöglicht mit einfachster Bedienung das sofortige Erkennen von 4 Bauelementezuständen. Auch Emitter-Basis- und Kollektor-Basis-Diode von Transistoren lassen sich mit ihm testen.

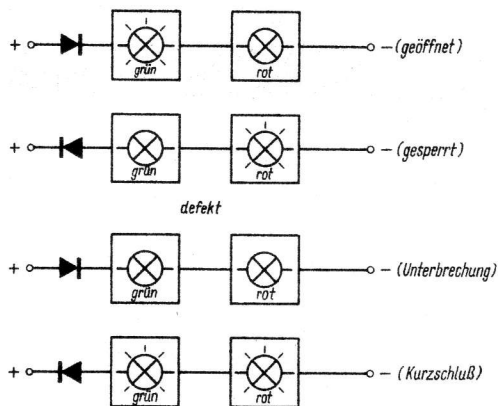


Bild 1 Anzeigeprinzip des Testers

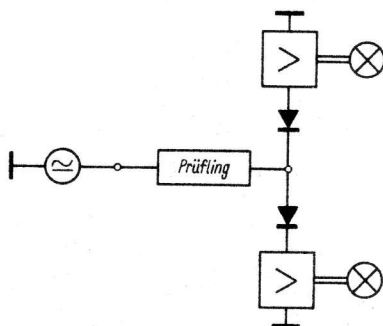


Bild 2 Aufteilung der möglichen Information auf 2 Anzeigeverstärker, die je nach Polarität ansprechen. Bei Kurzschluß des Prüflings erhalten beide Verstärker Information »Strom«, bei Unterbrechung keiner

2. Prinzip

Bild 1 erläutert das Anzeigeprinzip: 2 nebeneinander angeordnete Glühlampen zeigen in 2 Leuchtfeldern die Polung und den Zustand des Prüflings an. Wenn beide leuchten oder dunkel bleiben, dann ist das Bauelement defekt. Im ersten Fall liegt Kurzschluß vor, im zweiten Unterbrechung.

Da viele Dioden nicht unmittelbar mit dem Lampenstrom beaufschlagt werden dürfen, liegt zwischen Testexemplar und Anzeige eine Auswert- und Verstärkerschaltung, deren Prinzip in Bild 2 angedeutet ist. Die beiden Dioden entscheiden, welcher Verstärker – je nach Polarität des Prüflings – die an ihn angeschlossene Lampe zum Leuchten bringt. Man braucht also nur einmalig anzuklemmen.

Die Beschriftung an den Geräteanschlüssen gibt dann im Zusammenhang mit dem jeweils aufleuchtenden Feld eindeutig über die Polarität Aufschluß.

Der Prüfling liegt an Wechselspannung und wirkt für diese als Einweggleichrichter. Je nach Richtung der entstehenden Halbwelle am Ausgang spricht der eine oder der andere Verstärker infolge der Diodenpolung an seinem Eingang an.

3. Schaltung

Bild 3 gibt die vollständige Schaltung des Testers wieder. Der Verstärker für die negativen Halbwellen arbeitet in Emitterschaltung. Er ist normalerweise gesperrt. Die Lampe liegt daher in Serie mit ihm und leuchtet, wenn das Signal den Transistor öffnet. Der andere, 2stufige Verstärker beginnt mit einer Basisstufe, die auf positive Halbwellen anspricht. Da diese Stufe sich zur unmittelbaren Lampenaussteuerung unter den vorliegenden Verhältnissen nicht eignet, folgt ihr ein zweiter Transistor in Emitterschaltung. Dieser Transistor ist im Ruhezustand geöffnet und liegt daher seiner Lampe parallel. Sperren infolge Signal am ersten Transistor ergibt Aufleuchten der Lampe.

Der 50-µF-Elko am Eingang erwies sich als notwendig. Er wirkt als Ladekondensator. Andernfalls wird der 2. Transistor durch den 1. nicht genügend gesperrt.

Der Vorwiderstand von etwa 30 Ω (seinen optimalen Wert ermittelt man mit einem Drahteinstellregler) dient zur Einstellung des günstigsten Verhältnisses zwischen Sperr- und Öffnungsspannung an der Lampe. Diese leuchtet ständig schwach und dient daher als Bereitschaftsanzeige. Der Unterschied bei angeschlossenem Prüfling ist aber genügend groß, um eine eindeutige Information zuzulassen. Als Spannungsquelle dient ein Klingeltransformator. Seiner 5-V-Wicklung wird die Testspannung entnommen. Den Diodenstrom begrenzt ein Widerstand in der Größenordnung von 1 kΩ. Er kann bei höherer Stromverstärkung der Auswerttransistoren größer sein (die β-Werte sollen um 40 liegen). Die Unterscheidungsdiode vom Typ GY 100 sind genügend niederohmig.

Der Gleichrichter für die Verstärker und deren Lampen (Typ GY 110) sollte gekühlt werden. Am einfachsten schraubt man ihn dazu auf einen der M3-Gewindebolzen des Trafos, denn er hat ein entsprechendes Innengewinde.

4. Aufbau

Das Gerät braucht keine größere Grundfläche als der Trafo und kann auf einer Hartpapierplatte aufgebaut werden. Als Abdeckung ist eine durchsichtige Plastdose geeignet, die gleichzeitig die mit Transparentfolie belegten Leuchtfelder abdeckt. Die Folie kann innen noch mit grünem bzw. rotem Transparentpapier belegt und mit dem Diodensymbol beschriftet werden. Beides, Farbe und Symbol, erscheinen dann erst beim Aufleuchten der Lampe.

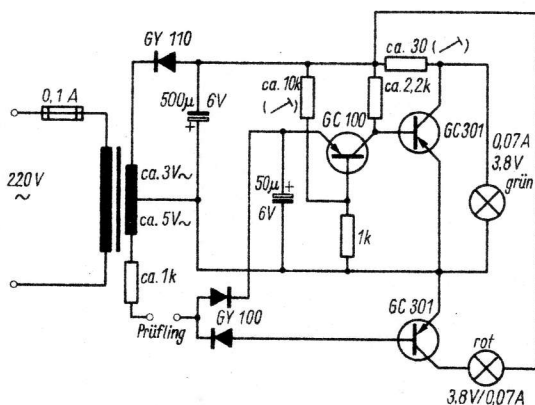


Bild 3 Vollständige Schaltung des Diodentesters

5. Hinweise

Im Verstärker für die positive Richtung ist darauf zu achten, daß der zulässige Ruhestrom für den Transistor eingehalten wird. Er läßt sich mit Basis- und Vorwiderstand einstellen.

Wenn auch der Lampenkaltwiderstand im Verstärker für die negative Richtung zunächst einen größeren Strom fließen läßt als 150 mA, so ist doch statt des *GC 301* in der Praxis meist ein *GC 121* ausreichend, ohne daß ein Ausfall eintritt. Es empfiehlt sich in solchem Fall, einen Schutzwiderstand von etwa $22\ \Omega$ in die Emitterleitung zu legen.

6. Literatur

[1] K. Schlenzig: Digitaler Diodentester, radio und fernsehen 14 (1965), H. 2, S. 53-54



1. Einleitung

Das Anzeigeprinzip des in Bl. 7-3 *Digitaler Diodentester* vorgestellten Geräts kann mit größerem Aufwand auch auf Kleinleistungstransistoren erweitert werden. Daß dieser Aufwand wesentlich höher sein muß, geht allein aus der Tatsache hervor, daß 5 Lampen zu schalten sind. Das Gerät soll nämlich den Prüfling einer der 4 Stromverstärkungsgruppen zuordnen. Außerdem ist ein Reststromtest vorgesehen.

Es sei darauf hingewiesen, daß die Lage auf dem Transistormarkt zum Zeitpunkt des Redaktionsschlusses dieser Schaltungssammlung noch Beschränkung auf Germaniumtypen erlaubte. Allerdings wird es dem Geübten nicht allzu schwerfallen, die Gedankengänge dieser Schaltungskonzeption auf Siliziumtransistoren anzuwenden – hinsichtlich der Prüflinge und auch bezüglich der Bestückung. Letzteres dürfte sich auf die Temperaturempfindlichkeit der Schaltung günstig auswirken. Im vorliegenden Muster waren kleine Restströme eine der wichtigsten Forderungen für zuverlässiges Arbeiten.

Der beschriebene Tester würde sich gut mit integrierten Schaltungen aufbauen lassen, die in Form von Dünnschichtschaltkreisen in nächster Zeit greifbar sein dürften.

2. Prinzip

Die Information über den Zustand des Transistors erfolgt in 3 Etappen. Zunächst gelangt zur Anzeige, ob der Reststrom einen vorgewählten Wert überschreitet. In diesem Fall leuchtet eine Lampe auf. Bleibt sie dunkel, so liegt entweder der Reststrom niedriger, oder der Transistor ist defekt. Die Entscheidung darüber bringt das Betätigen des Druckknopfs. Bei einwandfreiem Transistor leuchtet nun die Lampe, denn der Transistor erhält über die Taste einen Basisstrom. In der 3. Etappe bildet der Transistor den Teil eines Verstärkers, an dessen Ausgang je nach Stromverstärkung 1 Lampe aufleuchtet bzw. bis zu 4 Lampen. Bild 1 zeigt das Prinzip des Testers. Die Forderung, daß bei Erreichen eines bestimmten Wertes ($I_{CE0} \geq \text{Vorwahl}$, h_{21e} an der Grenze zur nächsthöheren Sortierungsgruppe) schlagartig eine optische Information erfolgt, läßt sich mit Schwellwertschaltern (Triggern) erfüllen. Es kommt dann nur noch darauf an, daß der Meßwert geeignet umgesetzt wird.

Da die Information in einem Lichtsignal bestehen soll, muß ein hoher Meßwert in eine Spannung tief unter der Ansprechschwelle umgewandelt werden. Im Ruhezustand erhalten also alle Trigger eine (negative) Sperrspannung, die durch den Meßwert entsprechend verringert (positiver) wird. Solange die erste Triggerstufe vorgespannt ist, bleibt die zweite Stufe gesperrt: Die Lampe leuchtet nicht.

Bei der Messung von h_{21e} war es erstens notwendig, ohne Kompensation des Reststroms auszukommen, und zweitens, für einen möglichst wenig unterschiedlichen Arbeitspunktstrom zu sorgen, unabhängig von der Stromverstärkung. Dies wurde dadurch gelöst, daß der Prüfling einen konstanten Wechselstrom erhält. Je nach Stromverstärkung fällt am sehr niederohmigen Kollektorwiderstand eine verschieden große Wechselspannung ab, die weiterverstärkt wird. Sie dient dazu, die erwähnte Absenkung der Triggerspannungen zu erreichen, außerdem aber gewinnt man aus ihr eine Regelgröße für den Arbeitspunkt des Prüflings. In beiden Fällen wird die verstärkte Spannung gleichgerichtet. Bild 2 zeigt diesen Teil der Schaltung im Prinzip.

3. Schaltung

Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß sie mit Ausfalltypen ähnlich *GC 100* und *GC 121*, möglichst Stromverstärkungsgruppe c oder d, aufgebaut werden kann (bei Markentypen zur Sicherheit statt *GC 121* einen *GC 301* einsetzen, da $I_c > 150 \text{ mA}$ werden kann, solange die Lampe kalt ist). Auf diese Weise war zum Zeitpunkt der Entwicklung bereits der relativ hohe Aufwand von 13 Transistoren ökonomisch vertretbar. Aus rationellen Gründen

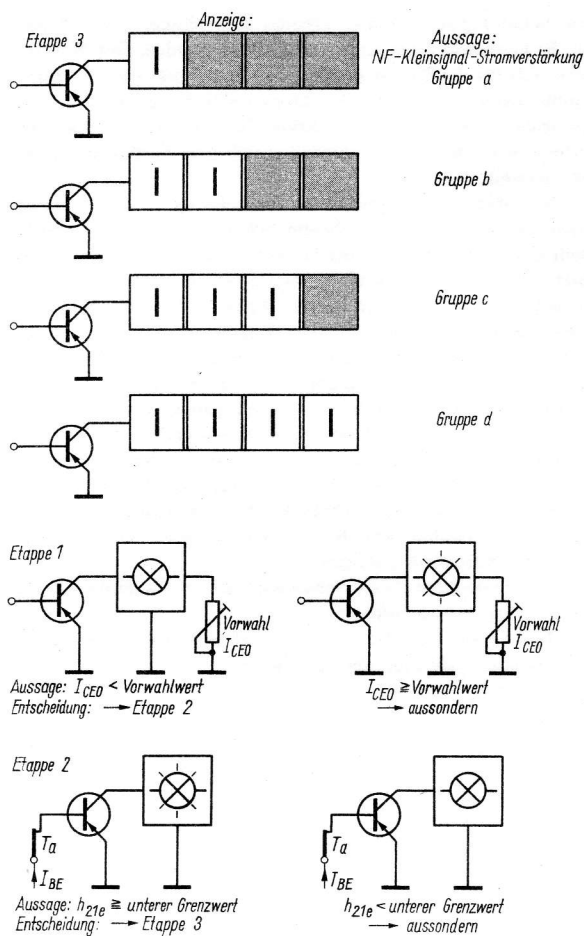


Bild 1 Anzeigeprinzip des digitalen Transistortesters

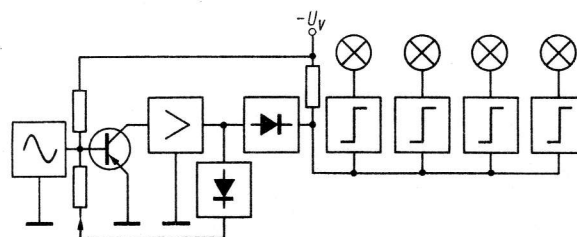


Bild 2 Prinzipschaltung der Stromverstärkungsanzeige

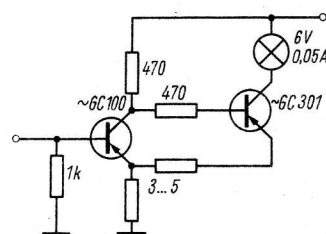


Bild 3 Schwellwertschalter

sind alle 5 Schwellwertschalter gleich gestaltet. Bild 3 zeigt einen dieser Schalter, dessen zweiter Transistor unmittelbar die Anzeigelampe steuert. Es ist einzusehen, daß bei dieser einfachen Art gewisse Zugeständnisse an Triggerhysterese und Temperaturgang erforderlich sind.

3.1. Reststromanzeige

Dieser Schaltungsteil (Bild 4) arbeitet unabhängig vom übrigen Gerät. Er kann also auch getrennt aufgebaut werden. Der Wert des Widerstands für die Basisstromspeisung (»Funktionskontrolle«) bestimmt den unteren Wert der Stromverstärkung, bei der noch die Information »Transistor verstärkt« als Lampensignal erscheint. Allerdings wird dessen Genauigkeit durch den Einfluß des Reststroms gemindert.

Der Schwellwertschalter würde den hochohmigen Teil unzulässig belasten und erhält daher in diesem Schaltungsteil eine Vorstufe. R_s stellt sicher, daß der Prüfling bei keiner zu niedrigen Spannung getestet wird (Triggerschwelle etwa 0.3 V). Andernfalls ist I_{CE0} nicht mehr von U_{CE} unabhängig. Der durch R_s fließende Strom ergibt am unteren Teiler einen für den Trigger ausreichenden Sperrwert der Spannung. Die Anzeige wird um so unempfindlicher, je kleiner R_v ist, denn desto mehr wird der Trigger vorgespannt (»Sperrern« bezieht sich jeweils auf den Ausgangstransistor, der die Lampe ansteuert). Mit R_v kann man also einstellen, bei welchem Reststrom die Lampe leuchtet. I_{CE0} vergrößert den Spannungsabfall an R_v , so daß schließlich die Triggerschwelle erreicht und unterschritten werden kann. Dann leuchtet die Lampe. Steht der Regler » I_{CE0} -Vorwahl« (also R_v) auf vollem Wert, so lassen sich etwa $100 \mu A$ Reststrom anzeigen.

Die Bauelementedaten dieser Schaltung und der Gesamtschaltung sind als Richtwerte aufzufassen.

Dieses Blatt sollte mit den grundsätzlichen Möglichkeiten einer solchen Schaltungskonzeption vertraut machen. Blatt 2 bringt die Gesamtschaltung.

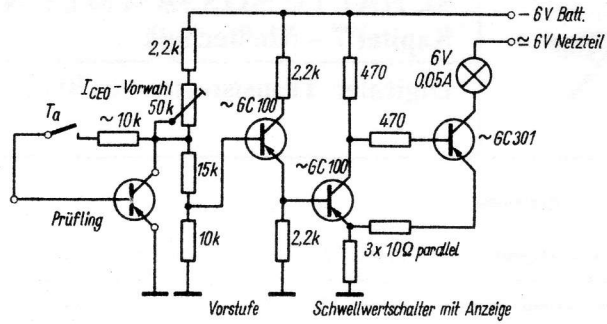


Bild 4 Grenzwertanzeige für I_{CE0}

3. Stromversorgung

Maximal sind bei einem Test 4 Lampen gleichzeitig in Betrieb, und zwar bei Prüflingen mit h_{21e} in der Stromverstärkungsgruppe d. Das ergibt etwa 200 bis 300 mA Strombedarf. Von der Versorgungsspannung für diese Lampen, d. h. also auch für die Triggerausgangstransistoren, muß die Betriebsspannung des übrigen Geräts gut entkoppelt sein. Schwankungen der Triggerteilerbetriebsspannung wirken sich nämlich wie Änderungen der Testexemplardaten aus. Verstärker, Generator und die Triggereingänge (bzw. deren Teiler) benötigen etwa 6 V. Es ist also ein Netzteil erforderlich, das möglichst last- und netzunabhängige Ausgangsspannung liefert, deren weniger gut stabilisierter »Vorwert« (also vor der Stabilisierungsstrecke) die Lampen speisen kann; andernfalls wird der Aufwand wegen des hohen und sehr unterschiedlichen Lampenstroms zu groß.

Im Mustergerät wurde ein anderer Weg beschritten, der auf solche Maßnahmen verzichtet. Statt dessen erhielt das Gerät eine gemischte Stromversorgung. Sie besteht aus einer Serienschaltung von 3 in der Spannung über längere Zeit konstanten RZP2-Bleiakkus und aus einem Klingeltrafo mit einer einfachen Einweggleichrichtung. Beide Teile konnten im Tester mit untergebracht werden.

4. Spezielle Hinweise

Wie bereits erwähnt, sind die Schwellwertschalter in dieser einfachen Ausführung temperaturabhängig. Bereits bei 10 °C Temperaturerhöhung sinkt die Schwellspannung gegenüber Zimmertemperatur auf etwa 200 mV (von 300 mV Ausgangswert). Soll der Tester höheren Ansprüchen genügen, so muß man also stabilisieren. Das ermöglicht zum Beispiel ein temperaturabhängiger Widerstand in der Schwellspannungseinheit, der bei höherer Temperatur eine geringere Sperrspannung an die Schaltereingänge gelangen läßt. Bei allen Bauelementen handelt es sich um Richtwertangaben. Die transistorabhängigen Schwellwertschalterdaten und ihren Einfluß auf die übrige Schaltung erfaßt man – wenn für eine sehr genaue Dimensionierung Interesse besteht – am besten meßtechnisch.

Eine grobe Eichung des I_{CEO} -Teiles ist mit einem μ A-Meter und einigen Vorschaltwiderständen möglich, die man statt des Prüflings in den Testkreis einfügt.

Die Einstellung der h_{21e} -Lampenbereiche kann mit Tongenerator und Tonfrequenz-Voltmeter erfolgen. Während in den Endverstärker eine einstellbare Wechselspannung eingespeist wird, gleicht man die Schwellwertschalter der einzelnen Lampen mit den Potentiometern P1 bis P4 so ab, daß sie bei den gewünschten Werten gerade aufleuchten. Ein Abgleich wird auf jeden Fall erst dann möglich, wenn man die gesamte Schaltung anschließt. Nur die Zuleitung zum Konstantstromgenerator ist aufzutrennen. Die Beziehung zwischen Spannung und h_{21e} des Prüflings wird aus dem Arbeitswiderstand des Prüflings ermittelt. Ohne Wechselspannung müssen alle Lampen dunkel sein. Das erreicht man mit dem 500- Ω -Einstellregler hinter dem Gleichrichter in der Schwellspannungseinheit.

5. Anwendung

Mit dem Transistortester kann die NF-Kleinsignal-Verstärkungsgruppe von pnp-Transistoren bei einem Arbeitspunkt von etwa 5 V/1 mA festgestellt werden. Außerdem läßt sich ermitteln, ob der Reststrom unter oder über einem einstellbaren Grenzwert liegt. Das Gerät ist damit für Tests nicht zu hoher Genauigkeitsforderungen (z. B. in Radioklubs, Arbeitsgemeinschaften u. ä.) geeignet, vor allem beim zeitsparenden Sortieren verbilligter Abfalltransistoren. Im übrigen soll der vorgestellte Komplex eine Anregung dazu darstellen, es auch in der Meß- und Prüftechnik des Amateurs einmal mit anderen als den sonst üblichen Prinzipien zu versuchen.

6. Literatur

- [1] K. Schlenzig: Digitaler Transistortester, radio und fernsehen 14 (1965), H. 10, S. 309–310, und H. 11, S. 341–342

3. Stromversorgung

Maximal sind bei einem Test 4 Lampen gleichzeitig in Betrieb, und zwar bei Prüflingen mit h_{21e} in der Stromverstärkungsgruppe d. Das ergibt etwa 200 bis 300 mA Strombedarf. Von der Versorgungsspannung für diese Lampen, d. h. also auch für die Triggerausgangstransistoren, muß die Betriebsspannung des übrigen Geräts gut entkoppelt sein. Schwankungen der Triggerteilerbetriebsspannung wirken sich nämlich wie Änderungen der Testexemplardaten aus. Verstärker, Generator und die Triggereingänge (bzw. deren Teiler) benötigen etwa 6 V. Es ist also ein Netzteil erforderlich, das möglichst last- und netzunabhängige Ausgangsspannung liefert, deren weniger gut stabilisierter »Vorwert« (also vor der Stabilisierungsstrecke) die Lampen speisen kann; andernfalls wird der Aufwand wegen des hohen und sehr unterschiedlichen Lampenstroms zu groß.

Im Mustergerät wurde ein anderer Weg beschritten, der auf solche Maßnahmen verzichtet. Statt dessen erhielt das Gerät eine gemischte Stromversorgung. Sie besteht aus einer Serienschaltung von 3 in der Spannung über längere Zeit konstanten RZP2-Bleiakkus und aus einem Klingeltrafo mit einer einfachen Einweggleichrichtung. Beide Teile konnten im Tester mit untergebracht werden.

4. Spezielle Hinweise

Wie bereits erwähnt, sind die Schwellwertschalter in dieser einfachen Ausführung temperaturabhängig. Bereits bei 10 °C Temperaturerhöhung sinkt die Schwellspannung gegenüber Zimmertemperatur auf etwa 200 mV (von 300 mV Ausgangswert). Soll der Tester höheren Ansprüchen genügen, so muß man also stabilisieren. Das ermöglicht zum Beispiel ein temperaturabhängiger Widerstand in der Schwellspannungseinheit, der bei höherer Temperatur eine geringere Sperrspannung an die Schaltereingänge gelangen läßt. Bei allen Bauelementen handelt es sich um Richtwertangaben. Die transistorabhängigen Schwellwertschaltdaten und ihren Einfluß auf die übrige Schaltung erfaßt man – wenn für eine sehr genaue Dimensionierung Interesse besteht – am besten meßtechnisch.

Eine grobe Eichung des I_{CEO} -Teiles ist mit einem μ A-Meter und einigen Vorschaltwiderständen möglich, die man statt des Prüflings in den Testkreis einfügt.

Die Einstellung der h_{21e} -Lampengebiete kann mit Tongenerator und Tonfrequenz-Voltmeter erfolgen. Während in den Endverstärker eine einstellbare Wechselspannung eingespeist wird, gleicht man die Schwellwertschalter der einzelnen Lampen mit den Potentiometern P1 bis P4 so ab, daß sie bei den gewünschten Werten gerade aufleuchten. Ein Abgleich wird auf jeden Fall erst dann möglich, wenn man die gesamte Schaltung anschließt. Nur die Zuleitung zum Konstantstromgenerator ist aufzutrennen. Die Beziehung zwischen Spannung und h_{21e} des Prüflings wird aus dem Arbeitswiderstand des Prüflings ermittelt. Ohne Wechselspannung müssen alle Lampen dunkel sein. Das erreicht man mit dem 500- Ω -Einstellregler hinter dem Gleichrichter in der Schwellspannungseinheit.

5. Anwendung

Mit dem Transistortester kann die NF-Kleinsignal-Verstärkungsgruppe von pnp-Transistoren bei einem Arbeitspunkt von etwa 5 V/1 mA festgestellt werden. Außerdem läßt sich ermitteln, ob der Reststrom unter oder über einem einstellbaren Grenzwert liegt. Das Gerät ist damit für Tests nicht zu hoher Genauigkeitsforderungen (z. B. in Radioklubs, Arbeitsgemeinschaften u. ä.) geeignet, vor allem beim zeitsparenden Sortieren verbilligter Abfalltransistoren. Im übrigen soll der vorgestellte Komplex eine Anregung dazu darstellen, es auch in der Meß- und Prüftechnik des Amateurs einmal mit anderen als den sonst üblichen Prinzipien zu versuchen.

6. Literatur

[1] K. Schlenzig: Digitaler Transistortester, radio und fernsehen 14 (1965), H. 10, S. 309–310, und H. 11, S. 341–342

1. Einleitung

Dieser 3stufige Breitbandverstärker kann als Vorschaltverstärker für Oszillografen, als Impulsverstärker bis 0,5 μ s Impulsdauer und als HF-Millivoltmeter verwendet werden. Seine Bandbreite beträgt 3 MHz, die Gesamtverstärkung ist 300fach. Die Speisung kann aus 2 in Reihe geschalteten Taschenlampenbatterien erfolgen. Die Stromaufnahme liegt unter 10 mA. Als Transistoren können die sowjetischen HF-Transistoren P 403 ($f_T = 120$ MHz) oder die DDR-Typen GF 131 bzw. GF 142 verwendet werden. Die untere Grenzfrequenz hängt von der Größe der Koppelkondensatoren ab, im Beispiel liegt sie bei 3 bis 5 kHz.

2. Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung des 3stufigen kompensierten Videoverstärkers zeigt Bild 1. Der Frequenzgangkorrektur dienen eine Stromgegenkopplung durch einen Emittierwiderstand, der für HF teilweise überbrückt wird, und eine Kollektorkreiskompensation durch ein Serien-L (entsprechend der bei Röhrenverstärkern üblichen Kompensation).

Durch die Gegenkopplung im Emittierkreis werden der Eingangswiderstand der Stufe vergrößert und die Stufenverstärkung herabgesetzt (im Beispiel auf etwa 6- bis 7fach). Damit ist eine Anpassung der Stufen untereinander besser möglich, und man kommt der Idealbeziehung (Ausgangswiderstand = Eingangswiderstand der nächsten Stufe) näher. Die Wirkung der Emittiergegenkopplung läßt sich nun durch Wahl der Größe des nach Masse geschalteten Kondensators bei höheren Frequenzen aufheben, so daß der Verstärkungsabfall kompensiert wird. Wenn man dann noch den R_a im Kollektorkreis mit steigender Frequenz vergrößert (was z. B. ein Serien-L bewirkt), so erreicht man die je Stufe größtmögliche Bandbreite. Durch einen hohen Emittierwiderstand für Gleichstrom (er ist für Wechselstrom durch einen Elektrolytkondensator überbrückt) und durch einen ziemlich niederohmigen Basisspannungsteiler ergibt sich gute Temperaturstabilität des Verstärkers. Die Größen der Emittierkondensatoren für die HF-Kompensation müssen experimentell ermittelt werden. Dabei leistet ein Videowobbler gute Dienste. Im andern Fall muß die Übertragungskurve des Verstärkers punktweise mit dem Meßsender ausgemessen werden. Bild 2 zeigt 2 bei verschiedenen Eingangsspannungen gemessene Übertragungskurven, aus denen man eine 3-dB-Bandbreite von 3 MHz ablesen kann. Bis zu einer Ausgangsspannung von 2 V ist der Verstärker fast linear, dann setzt die Begrenzung durch den Arbeitspunkt der Endstufe ein. Die gemessene Verstärkung lag beim Musterverstärker bei etwa 1000fach. Sie hängt jedoch stark von den benutzten Transistoren ab.

3. Ergänzende Hinweise

In jüngster Zeit stehen Si-Transistoren der Typen SF 131 und auch Miniplast-Transistoren der Typen SS 218 bzw. SF 215 zur Verfügung. Mit diesen Transistoren läßt sich der beschriebene Verstärker gleichfalls mit guten elektrischen Eigenschaften aufbauen, wenn die Speisespannung von -9 V auf +12 V geändert wird und man alle Elektrolytkondensatoren umpolt. Weitere Änderungen sind nicht erforderlich.

Als Kompensationsspulen im Kollektorkreis können die HF-Drosseln auf Ferritkern mit 20 μ H/1,5 A benutzt werden, wie sie zur Entstörung von Universalmotoren zum Einsatz kommen.

Es ist bei der Verwendung von Si-Transistoren zu beachten, daß diese eine höhere U_{be} -Spannung als Ge-Transistoren benötigen. Der Basisspannungsteiler muß also leicht verändert werden.

Die Temperaturstabilität eines Si-Videoverstärkers ist besser über einen größeren Bereich der Umgebungstemperaturen.

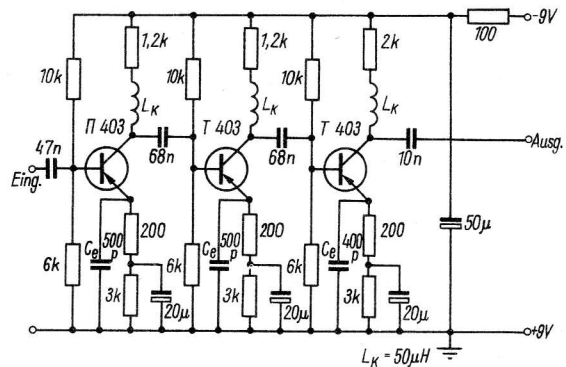


Bild 1 Schaltung des Transistor-Breitbandverstärkers

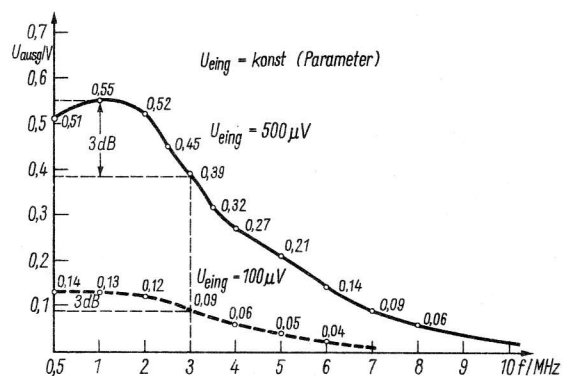


Bild 2 Frequenzgang des Breitbandverstärkers für 2 verschiedene Eingangsspannungen

1. Einleitung

Für viele Meßaufgaben benötigt der Amateur Ton- bzw. Signalgeneratoren, aber auch Impulserzeuger. Im Zentralen Radioklub der UdSSR wurde eine Schaltung entwickelt, die universell anwendbar und zuverlässig in der Wirkungsweise ist. Bild 1 zeigt das Prinzip, einen 2stufigen Gleichspannungsverstärker mit positiver Rückkopplung. Das entsprechende Rückkoppelnetzwerk wird zwischen die Klemmen A und B geschaltet. Transistor T1 arbeitet in Basis-schaltung, Transistor T2 ist ein direkt gekoppelter Emittterfolger. Durch die Dimensionierung der Widerstände R1, R2, R3 und R5 werden die Arbeitspunkte der Transistoren festgelegt. C1 und C2 bringen die Basis für HF- und NF-Spannungen auf Massepotential. Die Basisstufe T1 (mit niedrigem Eingangs- und hohem Ausgangswiderstand) weist eine große Spannungsverstärkung ohne Phasendrehung auf. Die Emittterfolgerstufe T2 hat keine Spannungsverstärkung, jedoch hohe Stromverstärkung sowie niedrigen Ausgangs- und hohen Eingangswiderstand.

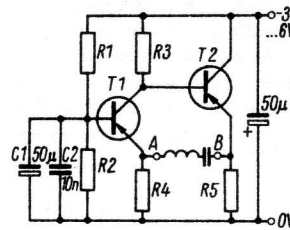


Bild 1 Prinzipschaltung des Universaloszillators

2. Niederfrequenzgenerator

Zwischen die Punkte A und B in Bild 1 wird ein Serienschwingkreis geschaltet. Für die Resonanzfrequenz hat dieser einen sehr geringen Widerstand, so daß sich eine starke Rückkopplung ergibt. Die an L oder C stehende Spannung ist rein sinusförmig und kann auf Grund der Güte des Schwingkreises höher als die Betriebsspannung sein. An Punkt C läßt sie sich hochohmig abnehmen. Für niederohmigen Ausgang schaltet man noch eine Emittterstufe mit T3 nach. Benutzt man Transistoren hoher Grenzfrequenz ($f_T = 120$ MHz), so schwingt der Oszillator im Frequenzbereich von 4 Hz bis 7 MHz durch Veränderung der Schwingkreiswerte ohne weitere Nachregelung. Bild 2 gibt die praktisch ausgeführte Schaltung wieder. Die Spulengüte soll > 5 sein. Mit den Spulen schaltet man die Frequenz grob um, mit den Kondensatoren in feineren Stufen.

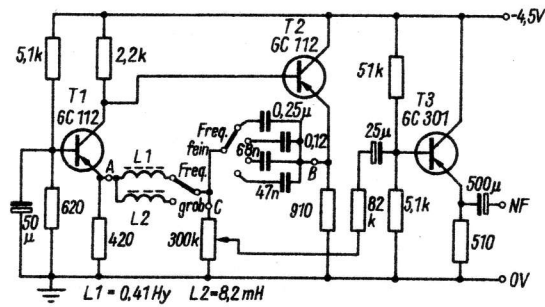


Bild 2 NF-Generator

3. Impulsgenerator

Bild 3 zeigt die Schaltung nach Bild 1 als Impulsgenerator. Zwischen die Punkte A und B wurde ein RC-Netzwerk eingeschaltet, dessen Dimensionierung Rechteckimpulse im Frequenzbereich 200 Hz bis 2 kHz gibt. Das Tastverhältnis ist 1:1, also entsteht eine für Prüfzwecke besonders gut geeignete Mäanderspannung. Bei einer Speisespannung von 4,5 V beträgt die Stromaufnahme 3 mA, die Ausgangsspannung liegt bei 1,5 V. Diode OA 685 trennt den RC-Kreis vom Emittterkreis von T2. Den geringen Aufwand für diesen Generator erkennt man aus der Schaltung. Die Frequenz kann mit dem Potentiometer (hier 3,3 kΩ) stufenlos eingestellt werden.

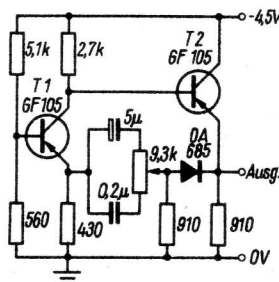


Bild 3 Impulsgenerator

4. HF-Signalgenerator

Diese Schaltung zeigt Bild 4. Diode OA 645 dient zur Amplitudenbegrenzung am Schwingkreis. Die nichtlinearen Verzerrungen der HF sind in diesem Falle 5%, die Amplitudenstabilität der Ausgangsspannung liegt bei 10%. Über Shunt diode OA 645 kann auch die Amplitudenmodulation des Generators erfolgen. Dazu wird die NF über einen Transformator Tr1 eingekoppelt und verschiebt das Begrenzungsniveau im Rhythmus der NF. Ein niederohmiger Ausgang ergibt sich, wenn man die HF über Koppelspulen abnimmt. Die Ausgangsspannung ist mit dem 500-Ω-Potentiometer regelbar. Die Übersetzung von der Schwingkreisspule zur Koppelspule soll 30:1 sein, die Schwingkreisspulengüte größer als 50. Die Induktivitäten hängen von den gewünschten Frequenzen ab. Der Generator kann mit den angegebenen Transistoren im Bereich von 100 kHz bis etwa 10 MHz eingesetzt werden. Zur Erzielung einer 30%igen Amplitudenmodulation muß die NF-Spannung am Ein-

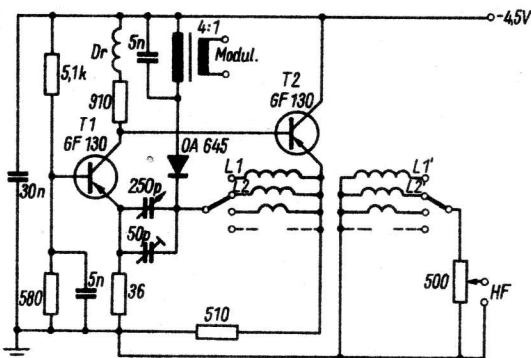


Bild 4 HF-Generator

gang des Modulationstransformators etwa 0,8 V betragen. Die Drossel Dr hebt die Verstärkung bei höheren Frequenzen etwas an und kompensiert damit den Verstärkungsabfall des Transistors T1 bei hohen Frequenzen. Sie besteht aus 25 Wdg., 0,1-mm-CuL, eng einlagig auf einen 0,5-W-Widerstand gewickelt. Hält man die Speisenspannung konstant, z. B. mit einer Zenerdiode, dann weist der Generator eine gute Frequenzkonstanz auf.

Die Größe des Geräts wird durch den benutzten Drehkondensator und durch die Spulen-Schalter-Kombination bestimmt. Verwendet man den Drehkondensator des T 100 (Zweigangsdrehko; man kann bei KW ein Paket abschalten und bei MW beide parallel benutzen) und einen Tastenschalter, dann läßt sich das Gerät in einem Abschirmgehäuse von 100 mm × 100 mm × 100 mm unterbringen. Auf kürzeste Leitungsführung ist zu achten.

**Berechnung eines Empfängereingangskreises
 mit einer Ferritantenne**

1. Einleitung

Ferritantennen verwendet man in Transistortaschenempfängern, aber auch in Peilern, speziell in Fuchsjagdempfängern. Es sind dies magnetische Rahmenantennen mit einem Ferritkern hoher Permeabilität. Da die Permeabilitätswerte handelsüblicher Ferrite mit steigender Einsatzfrequenz immer kleiner werden, liegt der Hauptanwendungsbereich zur Zeit bei Frequenzen von 100 kHz bis 3 MHz. Prinzipiell sind UKW-Ferritantennen ebenfalls möglich und auch schon realisiert worden.

Der Einbau einer Ferritantenne in einen Empfänger verbessert dessen Störfestigkeit. Durch die Richtwirkung der Ferritantenne ist ein Auspeilen von Störungen möglich. Daneben hat die Ferritantenne allerdings einige Nachteile. Dazu gehört die geringe effektive Höhe, bei einer nichtabgestimmten Ferritantenne

$$h_{\text{eff}} = 3,3 \cdot 10^{-3} w a \omega \mu_{\text{eff}} \Phi \text{ [m];}$$

- w – Windungszahl der Antennenspule,
- a – Fläche einer Windung in m^2 ,
- μ_{eff} – effektive Permeabilität des Ferritkerns,
- Φ – konstruktionsabhängiger Faktor,
- ω – Kreisfrequenz der empfangenen Schwingung.

Falls kein Ferritkern vorliegt, gilt $\mu_{\text{eff}} = 1, \Phi = 1$ (reine Rahmenantenne).

Bei Transistorempfängern wird eine abgestimmte Ferritantenne benutzt, d. h., die Ferritantenne ist Bestandteil des abgestimmten Eingangskreises des Empfängers. Damit wird die effektive Höhe Q -mal größer als im nichtabgestimmten Fall:

$$h'_{\text{eff}} = Q h_{\text{eff}} = 3,3 \cdot 10^{-3} w a \omega \mu_{\text{eff}} \Phi Q;$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{1}{\rho \Delta\omega C} \text{ – Güte des belasteten Kreises bei der Abstimmfrequenz.}$$

Mit steigender Frequenz vergrößert sich also die effektive Höhe der Ferritantenne. Dieser Zuwachs wird jedoch durch ein Absinken von μ_{eff} zum Teil kompensiert. Die effektive Permeabilität hängt nun von der Geometrie des Ferritkerns ab. Bei einem Ringkernpermeabilitätsbereich von $\mu_0 = 20$ bis 1000 und zylindrischer Form des Ferritstabs mit $\frac{l}{d} = 15$ bis 25 läßt sich μ_{eff} in der Mitte des Kernes nach der empirischen Formel

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu_0}{1 + 0,84 \frac{d}{l} + 1,7 (\mu_0 - 1)}$$

ermitteln. Eine Vergrößerung der Anfangspermeabilität über $\mu_0 = 600$ bis 1000 hat bei gegebenem $\frac{l}{d}$ -Verhältnis nur noch wenig Einfluß auf die effektive Höhe. Auch eine Volumenvergrößerung der Ferritantenne bringt bei gegebener Länge des Ferritstabs wenig, denn die effektive Höhe ist der 4. Wurzel aus dem Volumen proportional. Bei unbegrenzter Ferritstablänge ist h_{eff} direkt proportional der Länge und der Quadratwurzel aus dem effektiven Durchmesser. Für nichtkreisförmige Querschnitte beträgt der effektive Durchmesser $d_{\text{eff}} = 0,28 \sqrt{F}$ (F – Querschnittsfläche). Optimal ist das Verhältnis $\frac{l}{d} = 20$.

2. Rechnungsgang

Bild 1 zeigt eine Ferritantenne mit Wicklung. Der in der Formel angeführte Geometriefaktor Φ setzt sich aus 2 Komponenten zusammen: $\Phi = \Phi_1 \Phi_2$. In den Diagrammen nach Bild 2 und Bild 3 kann man die Größen dieser Faktoren bei Verschieben der Spule aus der Stabmitte ablesen.

Bild 4 zeigt Einschaltmöglichkeiten für die Ferritantenne. Den Lastleitwert kann man – damit die erforderliche Bandbreite gewährleistet wird – induktiv, autotransformatorisch oder kapazitiv einkoppeln. Das Ersatzschaltbild zur Berechnung des Eingangskreises mit Ferritantenne zeigt Bild 5.

Es wird Transformatorkopplung verwendet. Der Verlustwiderstand der Ferritantenne sei R_A (Verluste in Kern und Wicklung), g_l ist der Lastleitwert; die äquivalente Kapazität des Kreises beträgt dann

$$C = C_A + C_{\text{kreis}} + C_L;$$

- C_A – Eigenkapazität der Antennenspule,
- C_{kreis} – Abstimm-drehkondensator,
- C_L – eingekoppelte Lastkapazität.

Um C_A klein zu halten, wird die Antennenspule nicht direkt auf den Ferritstab gewickelt, sondern auf einen Polystyrolwickelkörper in einem Abstand von 0,5 bis 2 mm vom Kern.

Die in Bild 5b angegebene Ersatzschaltung berücksichtigt den Antennenverlustwiderstand. Es ist

$$g_A = \frac{R_A C}{L} \approx \frac{R_A}{\rho^2}$$

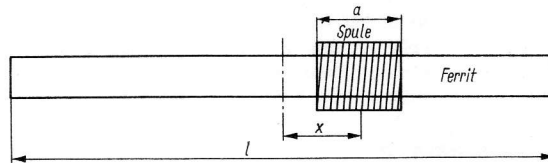


Bild 1 Ferritantenne mit Wicklung; Lage der Spule

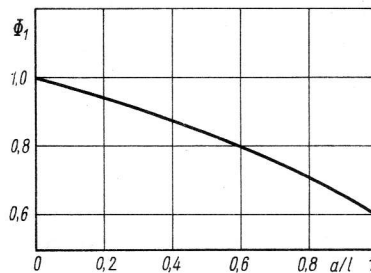


Bild 2 Geometriefaktor Φ_1 als Funktion von Spulen- und Stablänge

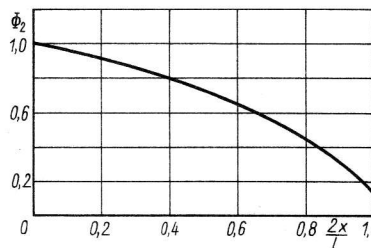


Bild 3 Geometriefaktor Φ_2 als Funktion der Spulenlage

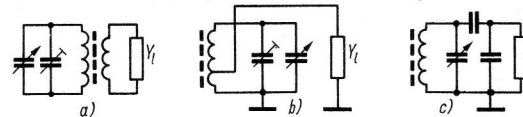


Bild 4 Verschiedene Ankopplung der Belastung an die Ferritantenne; a – induktiv, b – über Anzapfung, c – kapazitiv

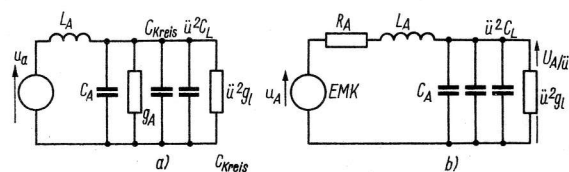


Bild 5 Ersatzschaltbild des Ferritantennenkreises; a – ohne, b – mit Berücksichtigung des Antennenverlustwiderstands

Bei Resonanz gilt

$$G_r = g_A + \ddot{u}^2 g_L.$$

Für eine gegebene Bandbreite muß $G_r = \Delta\omega C_{\max}$ sein. Das Übersetzungsverhältnis kann analog berechnet werden:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{G_r - g_A}{g_L}} \approx \sqrt{\frac{\Delta\omega C_{\max}}{g_L}}.$$

Der Übertragungskoeffizient des Ferritantennenkreises ergibt sich zu

$$K_{\text{eing}} = \frac{u_{\text{Last}}}{U_A} = \frac{\ddot{u}}{\omega L G_r}.$$

Die Spannung an der Last wird schließlich noch

$$u_{\text{Last}} = K_{\text{eing}} U_A = h_{\text{eff}} K_{\text{eing}};$$

3. Beispiel

Eine Ferritantenne für den Langwellenbereich (150 bis 420 kHz) soll eine Bandbreite von 8 kHz haben. Die Eigenkapazität der Spule beträgt $C_A = 15$ pF, der Verlustwiderstand bei 150 kHz $R_A = 5 \Omega$. Die Belastung hat folgende Kennwerte: Bei 150 kHz $g_L = 970 \mu\text{S}$, $C_L = 1600$ pF, bei 420 kHz $g_L = 1400 \mu\text{S}$, $C_L = 1400$ pF. Wird ein Abstimmkondensator mit $C_{\min} = 10$ pF und $C_{\max} = 400$ pF verwendet und die Kreiskapazität für die niedrigste Frequenz mit $C_{\text{kreis}} = 450$ pF gewählt, dann ergibt sich die Induktivität der Ferritantenne zu

$$L \approx \frac{1}{40 f_{\min}^2 C_{\max}} = 2,5 \text{ mH}.$$

Weiterhin werden $g_A = 1 \mu\text{S}$, $G_r = 22,6 \mu\text{S}$ und $\ddot{u} = 0,15$.

Das Frequenzverhältnis $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$ ist 2,8, bei $C_{\max} = 450$ pF wird dann

$$C_{\min} = \frac{C_{\max}}{\frac{f_{\max}}{f_{\min}}} = \frac{450}{2,8} = 58 \text{ pF}.$$

Der Übertragungskoeffizient ergibt sich bei 150 kHz zu $K_{\text{eing}} = 2,8$ und bei 420 kHz zu $K_{\text{eing}} = 0,71$. Mit einer effektiven Feldstärke von 1 mV/m erhält man eine Eingangsspannung von 28 μV bei 150 kHz!



Der Amateur setzt bei seinen Eigenkonstruktionen oft Induktivitäten im Mikrohenry-Bereich ein. Zur Herstellung derartiger kleiner Selbstinduktionswerte eignet sich die einlagige Zylinderspule mit oder ohne Abgleichkern aus HF-Eisen oder Ferrit. Erfahrungsgemäß sind über dieses wichtige Bauelement wenig Unterlagen vorhanden. Das vorliegende Blatt der Schaltungssammlung soll diese Lücke schließen helfen.

Eine HF-Spule ist durch folgende Parameter (Kennwerte) gekennzeichnet:

- Induktivität,
- Güte,
- Eigenkapazität,
- zeitliche sowie Temperaturstabilität.

Einlagige Spulen werden vor allem bei Frequenzen oberhalb 1 MHz benutzt. Die Wicklung kann eng nebeneinanderliegend oder mit einem Wickelschritt ausgeführt werden, der größer ist als der Drahtdurchmesser. Die letzte Wickelart findet man häufig bei KW- und UKW-Spulen; sie bringt hohe Güte (100 bis 400) und Stabilität. Die enge, einlagige Wicklung wird bei Induktivitätswerten oberhalb von 10 bis 20 µH angewendet. Die Grenzwerte der Induktivität, von denen eine enge einlagige Wicklung empfehlenswert ist, zeigt in Abhängigkeit vom Wickeldurchmesser Tabelle 1.

Tabelle 1 Wickelkörperdurchmesser und Grenzinduktivität

Spulenkörperdurchmesser	6	10	15	20	25	mm
Grenzinduktivität	1,8	4	10	20	30	µH

Die obere Grenze der Spulen in einlagiger Wicklung liegt bei Induktivitätswerten von 200 bis 500 µH. Der Übergang zur mehrlagigen Wicklung oder Kreuzwicklung empfiehlt sich bei Induktivitäten nach Tabelle 2.

Tabelle 2 Grenzinduktivität für den Übergang von einlagigen auf mehrlagige Spulen

Spulenkörperdurchmesser	10	15	20	25	30	mm
Grenzinduktivität	30	50	100	200	500	µH

Die Induktivität der einlagigen Zylinderspule errechnet man nach

$$L = \frac{0,01 D w^2}{l + 0,44} \quad (1)$$

- L – Induktivität in µH,
- D – Wickelkörperdurchmesser in cm,
- l – Wicklungslänge in cm,
- w – Windungszahl.

Bei einer Wicklung mit einem Wickelschritt, der größer als der Drahtdurchmesser ist, läßt sich die Induktivität nach Gl. (2) bestimmen:

$$L' = L - K D w \cdot 10^{-3} \quad (2)$$

- L – Induktivität der Spule mit enger Wicklung in µH,
- K – Koeffizient nach Bild 2,
- D – Wickelkörperdurchmesser in cm,
- w – Windungszahl.

Bild 1 zeigt ein Nomogramm zur schnellen Berechnung der Induktivität einlagiger Zylinderspulen. Man geht von den geometrischen

Daten der Spule aus (also von D und $\frac{l}{D}$) und erhält dabei auf der

Hilfsachse einen Schnittpunkt. Von diesem Schnittpunkt zieht man eine Gerade an die Skala für die Windungszahl und liest auf der rechten Skala die Induktivität ab.

Bild 2 läßt die Bestimmung des Korrekturfaktors K für Spulen mit einem Wickelschritt zu, der größer als der Drahtdurchmesser

ist. Für den Wickelschritt τ und den Drahtdurchmesser d (beide in gleicher Maßeinheit) ergibt sich $K = f \frac{\tau}{d}$.

Nach dem Nomogramm in Bild 3 läßt sich noch die Eigenkapazität einer einlagigen Spule mit $\frac{\tau}{d}$ ermitteln. Ganz allgemein liegt die

Eigenkapazität einlagiger Spulen bei einigen Pikofarad bis etwa maximal 20 pF. Auf der linken Skala des Nomogramms geht man vom Punkt des Wickelkörperdurchmessers nach rechts zum entsprechenden $\frac{\tau}{d}$ -Wert. Dann kann man auf der mittleren Skala die Eigenkapazität ablesen.

Bei einlagigen Zylinderspulen des Kurzwellenbereichs liegt die in der Praxis erzielbare Güte zwischen 40 und 200. Eine Näherungsformel zur Berechnung einlagiger Zylinderspulen mit einer Wicklungslänge, die gleich dem Wickelkörperradius oder größer als dieser ist, gibt

$$L = \frac{D^2 w^2}{45 D + 100 l} \quad (3)$$

- L – Induktivität in µH,
- D – Wickelkörperdurchmesser in cm,
- l – Wicklungslänge in cm,
- w – Windungszahl.

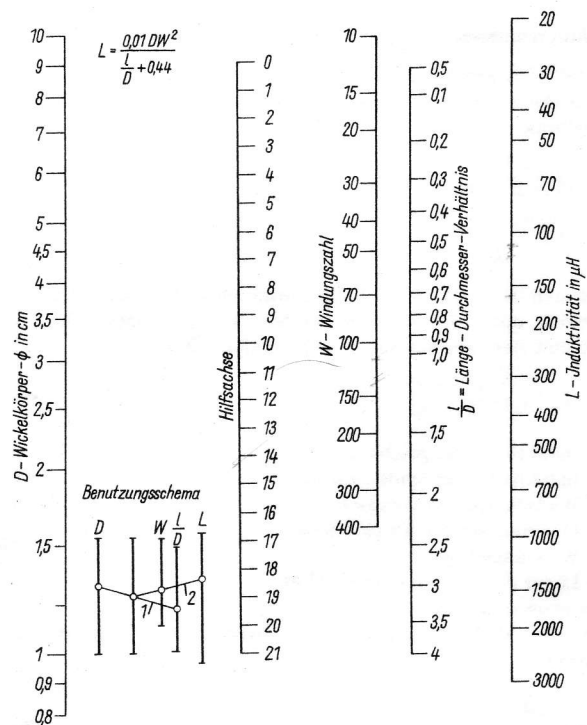


Bild 1 Induktivität einlagiger Zylinderspulen

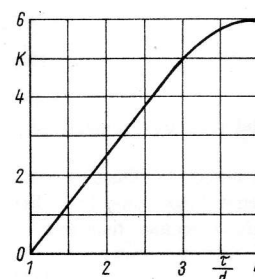


Bild 2 Korrekturfaktor für Spulen mit Wickelschritt > Drahtdurchmesser

In der Praxis können bei der Spulenberechnung 2 Fälle auftreten: bei gegebenen geometrischen Abmessungen Ermittlung der Induktivität und bei bekannter Induktivität Bestimmung der geometrischen Abmessungen.

Beispiel

Körperdurchmesser 8 mm, Wicklungslänge 2 cm, Drahtdicke 1 mm, $w = 20$
Wie groß ist L ?

$$L = \frac{0,8^2 \cdot 20^2}{45 \cdot 0,8 + 100 \cdot 2} = \frac{256}{236} \approx 1,1 \mu\text{H}.$$

Im 2. Fall legt man vor der Berechnung die geometrischen Daten der Spule fest (weil ja meist genormte Wickelkörper zur Verfügung stehen) und ermittelt die Windungszahl w :

$$w = \frac{\sqrt{5 L (9 D + 20 l)}}{D} \quad (4)$$

(Dimensionen wie oben.)

Ist die Windungszahl bekannt, dann läßt sich die Drahtdicke nach der Beziehung

$$d = \frac{l}{w} \quad (5)$$

ermitteln.

Beispiel

Es ist eine Spule von 10 mm Durchmesser und 20 mm Länge mit einer Induktivität von $0,8 \mu\text{H}$ herzustellen. Die Spule soll eng gewickelt sein. Setzt man in Gl. (4) diese Werte ein, so ergibt sich:

$$w = \frac{\sqrt{5 \cdot 0,8 (9 \cdot 1 + 20 \cdot 2)}}{1} = 14$$

Drahtdurchmesser: $d = \frac{20}{14} = 1,43 \text{ mm}.$

Ist die Wicklungslänge der Spule kleiner als der Wickelkörperradius (kurze, dicke Spulen), so verwendet man besser die Näherungsformeln (6) und (7):

$$L = \frac{D^2 w^2}{10 (4 D + 11 l)} \quad (6)$$

$$w = \frac{\sqrt{10 l (4 D + 11 l)}}{D} \quad (7)$$

Setzt man die Spule in einen Abschirmbecher, dann wird ihre Induktivität durch Anwesenheit des Schirmes verkleinert. Die Induktivität einer abgeschirmten Spule ergibt sich aus

$$L_a = L_o \left(1 - \frac{D_o}{D_a}\right)^3 \left(1 - \frac{l_o}{2 l_a}\right)^2; \quad (8)$$

L_a - Induktivität der geschirmten Spule,

L_o - Induktivität der Spule ohne Schirm,

D_o - Wickelkörperdurchmesser,

D_a - Durchmesser der Abschirmung,

l_o - Wicklungslänge,

l_a - Länge der Abschirmung (Bild 4).

Dimensionen: μH und cm.

Falls man Spulen umrechnen muß, helfen noch einige weitere Formeln:

$$w = w_1 \sqrt{\frac{d}{d_1}} \quad (9)$$

(Umrechnung der Windungszahl bei Änderung des Drahtdurchmessers);

$$w = K w_o \sqrt{\frac{D_o}{D}} \quad (10)$$

(Umrechnung der Windungszahl bei Änderung des Spulendurchmessers).

K in Gl. (10) ist ein konstanter Faktor, er beträgt bei Durchmesservergrößerung 0,98 und bei Durchmesserverkleinerung 1,03. Bei einer gewünschten Änderung der Induktivität rechnet man mit

$$\frac{w_1^2}{w_2^2} = \frac{L_1}{L_2} \quad (11)$$

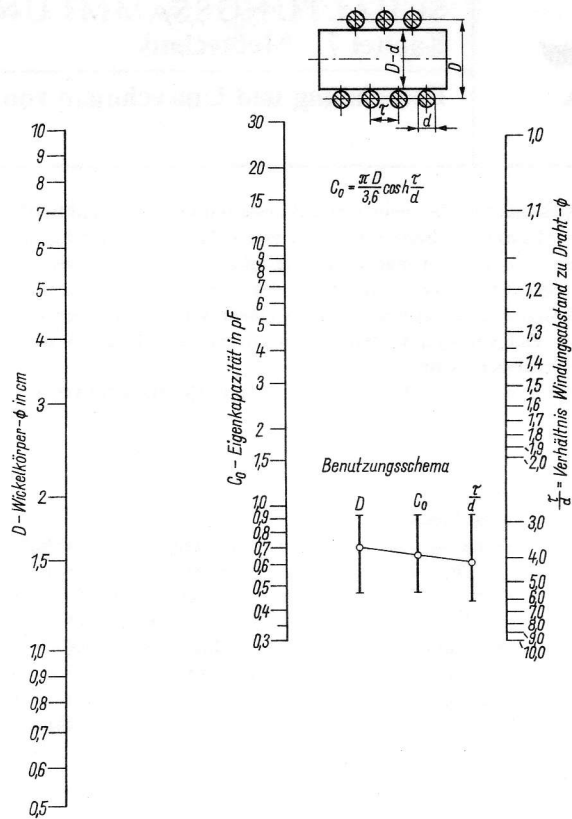


Bild 3 Eigenkapazität einlagiger Spulen

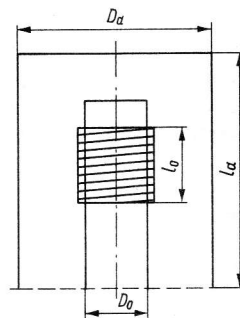


Bild 4 Geschirmte Spule

(die Windungszahlen verhalten sich quadratisch zu den Induktivitäten).

Mit Hilfe der angegebenen Formeln lassen sich alle vorkommenden Fälle behandeln, und da die Luftspule ein durchaus zeitgemäßes und weitverbreitetes Bauelement ist, werden diese Formeln häufig Anwendung finden können.

Literatur

- [1] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Spulen und Schwingkreise, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- [2] R. M. Tereschtschuk u. a.: Handbuch des Funkamateurs (russ.), Kap. 4, S. 136-138, Verlag Technika, Kiew 1965
- [3] Rint: Handbuch für Hochfrequenztechniker, Radio-Foto-Kino-verlag, Berlin-Borsigwalde 1960, Band 1 bis 7



1. Grundlagen

Univibratoren haben im Gegensatz zu astabilen Multivibratoren einen stabilen und einen instabilen Zustand. Durch einen äußeren Triggerimpuls werden sie aus der Ruhelage gebracht und kippen nach einer durch ein RC-Glied bestimmten Zeit wieder selbständig in den Ruhezustand zurück. Das Hauptanwendungsgebiet der Univibratoren liegt in der Erzeugung einer Zeitverzögerung oder in der Herstellung von Impulsen regelbarer Dauer nach Eintreffen von Auslöseimpulsen.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt einen Univibrator für den Bereich von 50 bis 2500 μ s.

Diese Impulsformerschaltung ist mit 2 Transistoren des Typs 6F105 bestückt. Es wird eine Kollektor-Basis-Kopplung benutzt.

Die Polarität der Ausgangsimpulse ist negativ. Am Eingang 1 können negative Auslöseimpulse, am Eingang 2 positive angelegt werden. Es ergibt sich eine Vorderflankendauer von 2 bis 3 μ s, die Ausgangsamplitude wird etwa 7 V. Die Dauer der Triggerimpulse muß mindestens 0,5 μ s betragen, die Amplitude mindestens 3 V. Die Länge der Ausgangsimpulse hängt von den Werten der Schaltelemente R4, R5, R6, C1 und C3 ab. In Tabelle 1 sind einige Werte für diese Bauelemente angegeben.

Tabelle 1

Dauer des Ausgangsimpulses μ s \pm 20%	Maximale Impulsfolgefrequenz kHz	Widerstände R4, R5 R6			Kondensatoren C1 C3	
		k Ω			pF	
50	10,0	22	47	620	1650	
100	5,0	22	47	510	3300	
160	3,1	22	47	510	5250	
200	2,5	22	47	430	6550	
250	2,0	22	47	430	8170	
300	1,6	22	47	430	9820	
500	1,0	30	47	360	16400	
800	0,6	30	47	360	26200	
1000	0,5	30	47	360	32800	
1600	0,3	30	47	330	52500	
2500	0,2	30	56	330	70000	

Die angegebenen Werte der Impulsparameter gelten für einen Lastwiderstand von 10 k Ω und eine Lastkapazität von 200 pF. Soll der Ausgang niederohmiger werden, dann schaltet man einen Emitterfolger nach. Die Impulsauslösung erfolgt über Differenzierglieder und Entkopplungsdioden einmal an der Basis und einmal am Kollektor. Der Ausgangsimpuls wird an T2 kollektorseitig abgenommen. Bei einem Lastwiderstand von 2 k Ω sinkt die Ausgangsspannung auf den Wert von 0,6 U_{max} ab.

3. Literatur

- [1] Mejerowitsch, Selitschenko: Impulstechnik, VEB Verlag Technik, Berlin 1963
- [2] Makuschew, Poppe, Glagowski: Standardschaltungen elektronischer Geräte, Verlag Energija, Moskau 1964 (russ.)

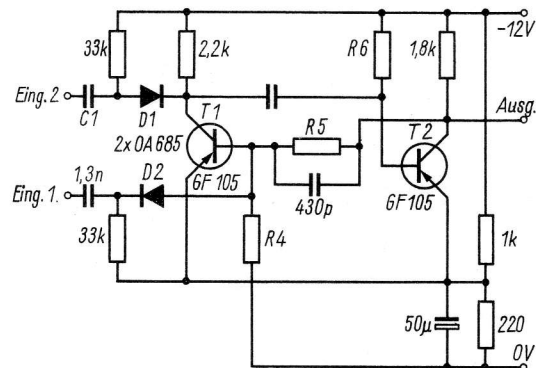


Bild 1 Schaltung eines monostabilen Multivibrators (Univibrator)

1. Grundlagen

Bistabile Multivibratoren (BMV) haben 2 stabile Zustände. Bei Anlegen eines kurzen Triggerimpulses kippen sie von einem stabilen Zustand in den anderen um. Beim nächsten eintreffenden Triggerimpuls erfolgt die Rückstellung in die ursprüngliche Lage.

So wird für jeden zweiten Eingangsimpuls ein Ausgangsimpuls erzeugt. Diese Schaltung findet daher in Untersettern, Zählern und Frequenzteilern Verwendung. Der BMV ist ein Grundbaustein der elektronischen Rechentechnik. Der BMV wird meist am Kollektor über Differenzglied und Trenndiode ausgelöst. Die positive Rückkopplung erfolgt vom Kollektor des einen auf die Basis des anderen Transistors. *Flip-flops* lassen sich bis zu Frequenzen von etwa 20 MHz mit Transistoren aufbauen, jedoch wird für derart schnelle BMV der Aufwand recht hoch. Mit 4 BMV läßt sich eine Impulsuntersetzung von 1:16 erzielen. Verbindet man dann die Stufen geeignet untereinander, so entsteht ein dekadischer Teiler mit dem Verhältnis 1:10.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung eines ausgeführten BMV. Die Dioden D3 und D6 bewirken eine nichtlineare Rückkopplung, während die Dioden D4 und D5 einen Durchschlag der Basis-Emitter-Strecke verhindern. Die Triggerung der Stufe kann durch Einzelimpulse, aber auch durch Impulsserien bis zu einer Folgefrequenz von 300 kHz erfolgen. Die Triggerimpulse werden über D1 und D2 in die Kollektorkreise von T1 und T2 eingekoppelt. Der BMV liefert Ausgangsimpulse von 6 V mit einer Vorderflankendauer von 0,4 μ s und einer Rückflankendauer von 1,5 μ s. Die Forderungen an den Triggerimpuls lauten: Amplitude > 3 V, Dauer > 0,5 μ s. Alle Daten gelten für eine Belastung von 5 k Ω parallel 50 pF.

Die Umschaltgeschwindigkeit hängt von der Grenzfrequenz der benutzten Transistoren ab. Allgemein soll die Grenzfrequenz f_x 5mal größer als die höchste Zählfrequenz (Impulsfolgefrequenz der Eingangsimpulse) sein.

Eine einfachere Form des *Flip-flops* zeigt Bild 2. Sie hat zwar gegenüber der Schaltung nach Bild 1 einige Nachteile, jedoch findet man sie oft in der Praxis. Die Werte sind angegeben. Die Vorspannung für die Festlegung der Arbeitspunkte der Transistoren wird durch die Kombination R_e - C_e automatisch hergestellt. C_e dient dabei zur Verbesserung der HF-Eigenschaften der Schaltung; den gleichen Zweck haben die Beschleunigungskapazitäten C. Der Triggerimpuls wird über kleine Kapazitäten in den Basiskreis der jeweils aktiven Stufe eingekoppelt. Besser ist natürlich eine Diodeneinkopplung. Für die Anzeige der Lage des *Flip-flops* kann man kleine Glühlämpchen in die Kollektorkreise schalten. Diese leuchten bei Stromfluß im entsprechenden Kreis auf.

3. Literatur

- [1] Mejerowitsch, Selitschenko: Impulstechnik, VEB Verlag Technik, Berlin 1964
- [2] Gerassimow, Migulin, Jakowlew: Grundlagen der Theorie und Berechnung von Transistorschaltungen, Verlag Sowjetskoje Radio, Moskau 1963 (russ.)

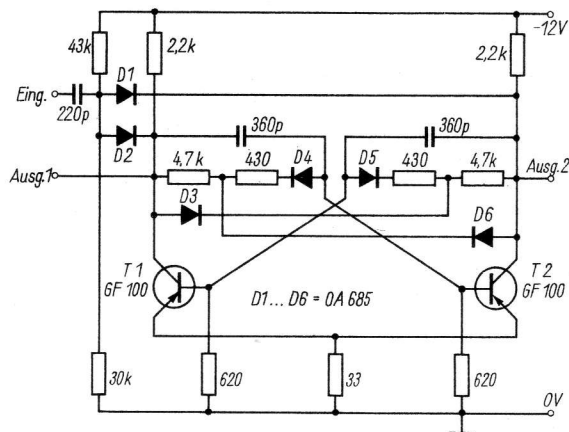


Bild 1 Bistabiler Multivibrator (BMV)

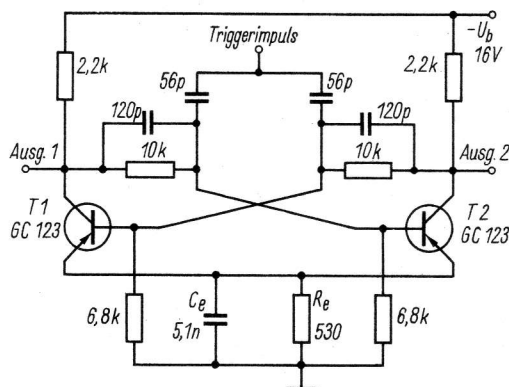


Bild 2 Vereinfachte Schaltung eines BMV





Schmitt-Trigger mit Transistoren

1. Grundlagen

Auch bei dieser Schaltung handelt es sich um einen 2stufigen rückgekoppelten Verstärker. Im Gegensatz zum astabilen Multivibrator erfolgt aber die Kopplung nicht über ein RC-Glied, sondern galvanisch.

Ein gemeinsamer Emittterwiderstand für beide Transistorstufen sorgt für die positive Rückkopplung. Die Schaltung kann dazu verwendet werden, aus einer Sinusspannung eine Rechteckspannung herzustellen. Weiter ist sie als Relaisreiberstufe geeignet, wobei aus einer sich langsam ändernden Eingangsspannung ein schneller Schaltsprung erzeugt werden kann. Weiterhin läßt sich die Schaltung als Verstärker mit Schaltverhalten einsetzen.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt eine ausgeführte Schmitt-Trigger-Schaltung. R_E ist der zur Rückkopplung erforderliche gemeinsame Emittterwiderstand. Über den Widerstand R_K sind die beiden Transistoren T1 und T2 ebenfalls gekoppelt. Durch diese Kopplung wird T2 gegenphasig zu T1 angesteuert. Durch geeignete Dimensionierung der Schaltung erreicht man, daß bei Eingangsspannung = 0 (Eingang mit Masse verbunden) T2 voll leitet und T1 gesperrt ist. Ändert man die Eingangsspannung so, daß T1 leitet, dann wird durch Kopplung T2 gesperrt. Damit ein Umpkippvorgang stattfindet, muß die Änderungsgeschwindigkeit von i_{c2} größer als die von i_{c1} sein. Bei einer dreieckförmig verlaufenden Eingangsspannung ergeben sich die Verhältnisse nach Bild 2. Zum Zeitpunkt t_1 ist T1 gesperrt. Der Basisstrom i_{b2} fließt über R_E , R_K und R_{c1} . Der Basisstrom i_{b2} wird so groß, daß T2 gesättigt ist. Der dadurch gegebene Kollektorstrom i_{c2} bewirkt über den Emittterwiderstand R_E einen Spannungsabfall u_E , der die Basis von T1 in Sperrrichtung vorspannt. Damit ist T1 gesperrt und $i_{c1} = 0$.

Mit steigender Eingangsspannung verkleinert sich die Basisvorspannung. T1 wird leitend, wenn die Spannung u_e den Wert u_E übersteigt. Zu diesem Zeitpunkt t_2 setzt i_{c1} ein. Damit wird der Spannungsteiler R_{c1} , R_K und R_E belastet, und i_{b2} verringert sich. Weil T2 gesättigt ist, hat das zunächst noch keinen Einfluß auf i_{c2} . Der Spannungsabfall über R_E wird zunächst größer und wirkt als Stromgegenkopplung auf den Eingang.

Steigt nun die Eingangsspannung u_e weiter an, so wird zum Zeitpunkt t_3 der Zustand erreicht, daß der Basisstrom i_{b2} den Transistor T2 nicht mehr offenhalten kann. Da

$$\frac{di_{c2}}{dt} > \frac{di_{c1}}{dt}$$

ist, nimmt u_E ab. Dadurch wächst der Eingangsstrom i_e ohne weitere Zunahme der Eingangsspannung. Jetzt beginnt der Kippvorgang, der mit $i_{c2} = 0$ endet. Die Ausgangsspannung u_s ändert ihren Wert sprunghaft. Zur Zeit t_4 ist T1 gesättigt, und ein weiteres Ansteigen der Eingangsspannung bleibt ohne Einfluß auf die Schaltung. Beim Absinken der Eingangsspannung verläuft der Vorgang in umgekehrter Reihenfolge. Bei t_5 hört die Sättigung von T1 auf, bei t_6 beginnt im Transistor T2 Basisstrom zu fließen.

Ein- und Ausschalten des Schmitt-Triggers finden nicht bei dem gleichen Spannungswert statt. Die Schaltung hat eine Hysterese, d. h. eine Schaltschwelle von etwa 0,05 bis 0,5 V. Der Widerstand R_E bestimmt die Größe der Schaltschwelle. Bei kleinstem R_E geht die Schaltschwelle gegen 0. Die zulässigen Werte für R_E werden durch die Kollektorstromänderungsbedingung definiert.

Der Eingangswiderstand R_E geht ebenfalls auf die Wirkungsweise der Schaltung ein. Je größer er ist, desto kleiner wird die Schaltschwelle.

Zur Erhöhung der Umschaltgeschwindigkeit legt man den Kondensator C_k parallel zu R_K und wählt Transistoren mit hoher Grenzfrequenz.

Bei Anwendung als Relaisreiber tritt die Wicklung des Relais an die Stelle von R_{c2} .

Mit Transistoren des Typs GC 123 lassen sich Schaltgeschwindigkeiten von etwa 1 μ s erreichen.

Wenn die Ausgangsleistung nicht genügt, dann schaltet man dem Schmitt-Trigger eine Emittterfolgstufe oder eine Leistungsstufe in Emittterschaltung nach. Bild 3 zeigt eine Schaltung für etwa 5 W Schaltleistung. Da die Schwelle des Schmitt-Triggers nicht bei 0 V liegt, sondern bei etwa 1 bis 2 V, muß eine feste Vorspannung über einen Spannungsteiler erzeugt werden. Gestaltet man den unteren Spannungsteilerwiderstand einstellbar, so läßt sich die Schwelle exakt festlegen.

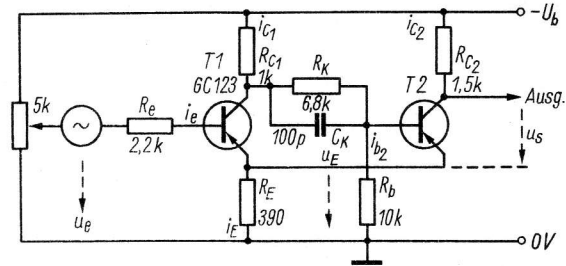


Bild 1 Schaltung eines Schmitt-Triggers

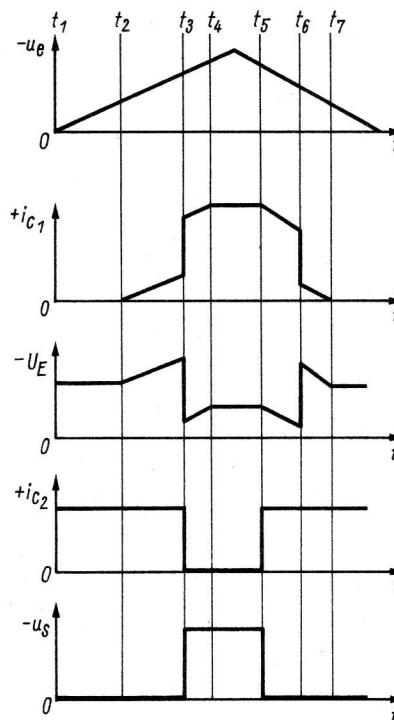


Bild 2 Impulsformen des Schmitt-Triggers (vereinfacht)

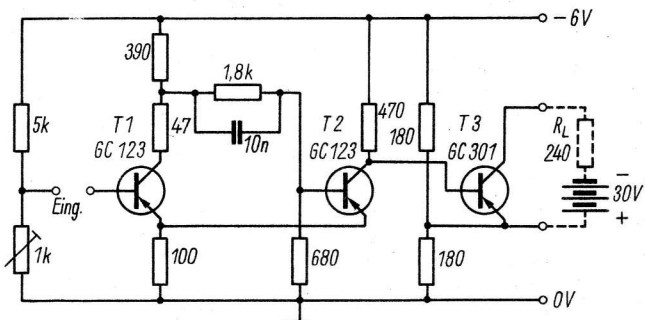


Bild 3 Schmitt-Trigger mit Leistungsstufe

3. Sonderform des Schmitt-Triggers mit Komplementärtransistoren

Besonders einfach gestaltet sich der Aufbau eines Schmitt-Triggers, wenn npn- und pnp-Transistoren zur Verfügung stehen. Bild 4 zeigt einen Serien-Schmitt-Trigger für 24 V Speisespannung und mit einem Eingangswiderstand von $R_e \geq 5 \text{ k}\Omega$. Der Eingangsstrom soll 1 mA betragen. Am Ausgang kann man einen Laststrom von 5 mA zulassen.

4. Literatur

- [1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
- [2] A. Haidekker: Impulsformerschaltungen in der industriellen Transistorschaltungstechnik, Elektronische Rundschau 10(1956), S. 265-268

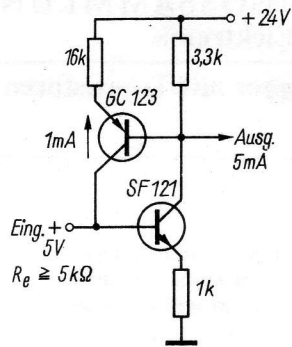


Bild 4 Serien-Schmitt-Trigger

1. Grundlagen

Der astabile Multivibrator stellt eine Grundbaugruppe der digitalen Technik und der Meßtechnik mit Impulsspannungen dar. Er kann zur Erzeugung von Rechteckimpulsen, als NF-Oszillator sowie für elektronische Blinkgeber eingesetzt werden. Er besteht aus einem 2stufigen RC-Verstärker, der in sich stark rückgekoppelt ist: Der Ausgang der einen Stufe ist mit dem Eingang der anderen verbunden und umgekehrt. Beim Einschalten des nach Bild 1 aufgebauten Multivibrators führt eine Röhre mehr Strom als die andere, z. B. R_{ö1}. Damit fällt an R_{a1} eine Spannung ab, der linke Belag von C1 wird negativer, damit ebenfalls durch Influenz der rechte Belag und also auch das Gitter von R_{ö2}. Der Spannungsabfall an R_{a2} verschwindet schließlich, und R_{ö2} ist völlig gesperrt. Im Laufe der Zeit lädt sich der Kondensator C2 auf, und das Gitter von R_{ö1} kehrt wieder zur Vorspannung 0 zurück. In diesem Moment bringt aber auch die Aufladung von C1 das Gitter von R_{ö2} auf 0, und in R_{ö2} beginnt Strom zu fließen. Infolge des größer werdenden Spannungsabfalls über R_{a2} gerät R_{ö1} ins Sperrgebiet. Damit vertauschen die Röhren ihre Rollen: Nun ist R_{ö2} geöffnet und R_{ö1} gesperrt.

Je nach der Zeitkonstante C2 · R_{g1} oder C1 · R_{g2} läuft dieser Vorgang mehr oder weniger schnell ab. Das eigentliche Umkippen vom leitenden in den gesperrten Zustand geht sehr rasch vor sich. Man erhält auf diese Weise an den einzelnen Punkten der Schaltung die Spannungsverläufe des Bildes 2. Legt man die Gitterableitwiderstände R_{g1} und R_{g2} nicht an Masse (Vorspannung = 0), sondern an die positive Anodenspannung, so erhöht sich die Stabilität des Multivibrators. Allerdings liegt bei gleichen Schaltungsparametern die Eigenfrequenz höher als in der Schaltung nach Bild 1.

2. Schaltung eines astabilen Multivibrators mit Röhren

Bild 3 zeigt die praktisch ausgeführte Schaltung eines Röhrenmultivibrators. Es wird eine Doppeltriode ECC 82 benutzt, so daß der Aufwand kleinbleibt. Der Multivibrator arbeitet mit der Gittervorspannung 0. Der Gitterwiderstand ist zur Verbesserung der Impulsform in 2 Teilwiderstände aufgeteilt. Die Form des erzeugten Impulses hängt von der Belastung am Ausgang des Multivibrators ab.

Man legt im allgemeinen bei Röhrenmultivibratoren fest: Lastwiderstand 50 kΩ, Lastkapazität 50 pF. Mit diesen Werten ergeben sich die folgenden dynamischen Parameter der Schaltung

- Impulsspitzenamplitude etwa 70 V,
- maximale Impulsfolgefrequenz 15 kHz,
- Vorderflankendauer 2 μs,
- Rückflankendauer 1 μs.

Wählt man C1 = C3, so wird eine symmetrische Rechteckspannung erzeugt (Mäander), und eine Bestimmung der Eigenfrequenz ist mit den in Tabelle 1 enthaltenen Richtwerten für die Kapazitäten möglich.

Tabelle 1

Frequenz	10 Hz	100 Hz	1000 Hz	5000 Hz	15000 Hz
Kapazität					
C1 = C3	0,15 μF	12 nF	1,5 nF	300 pF	110 pF

Der Feinabgleich auf Symmetrie und exakte Frequenz kann dadurch erfolgen, daß man einen Teil des Gitterableitwiderstands jeder Stufe einstellbar gestaltet. Hierzu genügen Einstellpotentiometer am kalten Ende von R3 und R4 mit je 25 kΩ/0,1 W.

Tabelle 2 gibt die Größen und Toleranzen der zu verwendenden Schaltelemente für den Multivibrator an.

An Stelle der Röhre ECC 82 kann man auch eine ECC 81 oder ECC 85 benutzen. Man setzt dann R1 und R4 auf 3,3 kΩ herab. Der Stromverbrauch steigt dann allerdings. Zum Erzielen einer hohen Frequenzkonstanz muß die Anodenspannung stabilisiert werden

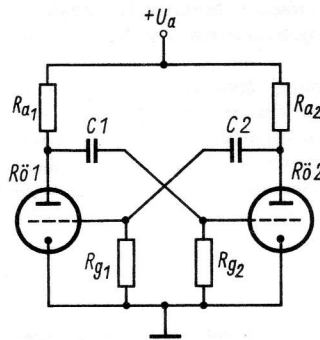


Bild 1 Prinzipschaltung des Röhrenmultivibrators

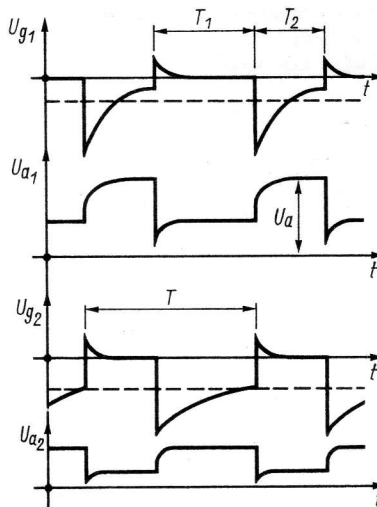


Bild 2 Spannungsverläufe der Multivibratorimpulse

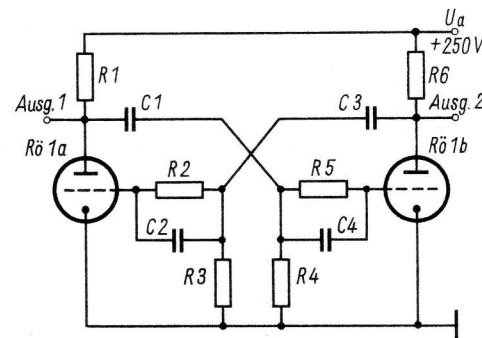


Bild 3 Praktische Ausführung eines Röhrenmultivibrators

Tabelle 2

Bau- element	Benennung	Größe
R1	Schichtwiderstand 1 W, Toleranz 10%	4,7 kΩ
R2	Schichtwiderstand 0,5 W, Toleranz 10%	220 kΩ
R3	Schichtwiderstand 0,5 W, Toleranz 10%	200 kΩ
R4	s. R3	200 kΩ
R5	s. R3	220 kΩ
R6	Schichtwiderstand 1 W, Toleranz 10%	4,7 kΩ
C1	Duroplastkondensator 350 V, Toleranz 10%	je nach Frequenz
C2	Keramikkondensator 250 V, Toleranz 10%	68 pF
C3	s. C1	je nach Frequenz
C4	Keramikkondensator 250 V, Toleranz 10%	68 pF
Rö1	Doppeltriode	ECC 82

(mindestens Glimmstabilisator); die Temperaturkoeffizienten der Widerstände und Kondensatoren müssen klein sein. Am stabilsten sind Glimmerkondensatoren und Metallschichtwiderstände.

Man kann mit einem Röhrenmultivibrator sehr langsame Kipp-schwingungen erzeugen. Wählt man die Koppelkondensatoren z. B. zu $2 \mu\text{F}$, so ergibt sich eine Periode zu rund 2 s. Nach hohen Frequenzen hin begrenzen die vorhandenen Streukapazitäten; daher kann man mit einer solchen einfachen Multivibratorschaltung Rechteckimpulse nur bis zu Folgefrequenzen von 0,5 MHz erzeugen.

Durch Anlegen einer Sinusspannung geeigneter Frequenz über Koppelkondensator an ein Gitter des Multivibrators läßt sich dieser synchronisieren: Ist die synchronisierende Frequenz etwas größer als die Eigenschwingfrequenz des Multivibrators, dann zwingt diese Frequenz den Multivibrator »in den Takt« – er wird synchronisiert.

3. Literatur

- [1] Mejerowitsch, Selitschenko: Impulstechnik, VEB Verlag Technik, Berlin 1963
- [2] Goedecke: Elektronisches Rechnen, Reihe *Der praktische Funkamateure*, Band 53, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966
- [3] J. I. Makuschow u. a.: Standardschaltungen elektronischer Geräte, Verlag Energija, Moskau/Leningrad 1964



1. Grundlagen

Auch beim Transistormultivibrator handelt es sich um einen stark rückgekoppelten 2stufigen RC-Verstärker. Die prinzipielle Wirkungsweise entspricht dem Röhrenmultivibrator mit folgenden Ausnahmen:

- Die erzeugte Impulsspannung hat bei gewöhnlichen Transistoren meist eine Amplitude von nicht mehr als 10 bis 20 V.
- Die obere Frequenzgrenze wird stark durch die Transistoreigenschaften bestimmt.

Aus Stabilitätsgründen wird bei Transistoren meist die Schaltung mit negativer Basisvorspannung benutzt. Steuert man die Transistoren bis in die Sättigung aus, so leidet zwar die Flankensteilheit der erzeugten Impulse etwas, doch nimmt der Einfluß der Transistorparameter auf die erzeugte Frequenz ab.

2. Ausgeführte Schaltung

Bild 1 zeigt den astabilen Transistormultivibrator für einen Frequenzbereich von 160 Hz bis 100 kHz Folgefrequenz. Es werden Germanium-pnp-Typen mit einer Kollektorverlustleistung von 150 mW und einer Grenzfrequenz von etwa 1 MHz benutzt. Stromverstärkung in Emitterschaltung soll größer als 50 sein. Es sind also z. B. geeignet P 16 (SU), GC 123 (DDR), OC 140 (Valvo) u. a. m. Die Widerstände R3 und R4 gewährleisten die Sättigung der Transistoren, C1 und C2 verbessern die Flanken - sie heißen Beschleunigungskondensatoren. Die beiden Stufen sind mit R2 und R5 spannungsgegenggekoppelt. Dies sichert einen weichen Schwingungseinsatz. Auch dabei kann wieder eine Lastkapazität und ein Lastwiderstand festgelegt werden. Man bezieht die Meßwerte auf 10 k Ω parallel 200 pF. Bei dieser Last hat der Transistormultivibrator Flankendauern von 1 bis 2 μ s und eine Ausgangsspannung von 7 V bei 10 V Speisespannung. Verringert man den Lastwiderstand auf 5 k Ω , dann fällt die Impulsamplitude ab auf rund 6 V.

Die Stromaufnahme hängt von der Frequenz ab und liegt in den Grenzen von 10 bis 50 mA.

Benutzt man an Stelle von R3 und R4 Zenerdioden, dann läßt sich die Eigenfrequenz des Multivibrators in weiten Grenzen verändern, wenn R2 und R5 zusammengeschaltet und über ein gemeinsames Potentiometer an $-U_b$ gelegt werden.

Die Werte der Schaltelemente hängen von der Impulsfolgefrequenz ab und sind in Tabelle 1 angegeben.

Tabelle 1

Impuls- folgefrequenz ($\pm 20\%$) Hz	Widerstände			Konden- satoren C1, C2 pF
	R1, R6 k Ω	R3, R4 k Ω	R2, R5 k Ω	
160	1,6	24	75	103 300
250	1,6	24	33	110 000
400	1,6	24	36	65 000
600	1,6	24	30	51 000
1 000	1,6	24	30	31 000
1 600	1,6	24	30	20 000
2 500	1,6	24	33	11 300
4 000	1,6	24	33	7 360
6 000	1,6	24	33	5 000
10 000	1,6	24	30	3 300
16 000	1,6	24	33	1 930
25 000	0,56	47	4,3	5 490
40 000	0,56	47	4,3	4 050
60 000	0,56	47	4,3	2 760
100 000	0,56	∞	4,3	1 830

Die erzeugte Ausgangsspannung kann vom Kollektor entweder des T1 oder des T2 ausgekoppelt werden. Sollte eine niederohmige Last angeschlossen werden, so schaltet man dem Multivibrator zweckmäßig einen Emitterfolger nach, dessen Eingangswiderstand angenähert β -mal so groß ist wie sein Ausgangswiderstand.

Mit einer Schaltung nach Bild 2 läßt sich die Kurvenform der Impulsspannung verbessern, indem man den Aufladekreis für C1 und C2 vom Kollektor trennt. Die Aufladung der Kondensatoren erfolgt über R2 und R5. Im Moment der Sperrung von T1 sperrt die Diode D1; analog verhält sich T2. So kann die Vorderflankendauer verkürzt und eine Rundung der Impulskanten vermieden werden. Die Lastkapazität für diese Schaltung darf 500 pF betragen.

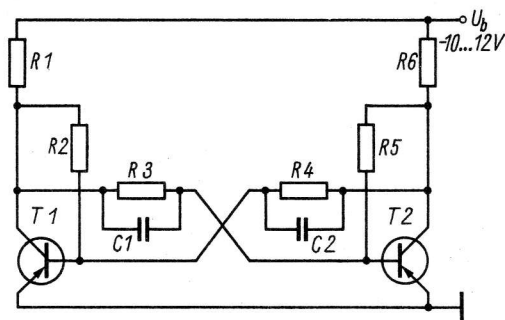


Bild 1 Transistormultivibrator

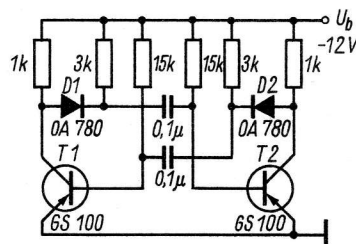


Bild 2 Transistormultivibrator mit Impulsformverbesserung



1. Grundlagen

Ersetzt man den bei Multivibratoren zur Phasendrehung erforderlichen 2. Transistor durch einen Impulstransformator (der z. B. 1:—1 übersetzt), so gelangt man zum Sperrschwinger. Dieser wird überall da eingesetzt, wo kurze Impulse bei langen Impulspausen erforderlich werden.

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung eines Transistorsperrschwingers. Der Transformator Tr bewirkt die positive Rückkopplung wie in einem *Hartley*-Oszillator. Der Widerstand R_k begrenzt den Impulsspitzenstrom auf einen für den Transistor zulässigen Wert. Das Netzwerk R_b/C_b legt die Folgefrequenz für die Impulse fest.

Bild 2 zeigt die in dieser Schaltung auftretenden Spannungsformen. Die Vorderflanke wird durch die Schallträgheit des Transistors festgelegt. Man kann mit modernen Transistoren Vorderflankendauern von 200 ns erreichen. Von den Eigenschaften des für den Impulstransformator eingesetzten Kernmaterials hängt die Impulsform (Dach und Abfall) ab. Meist werden für Impulsübertrager Ferritringkerne oder gewickelte Bandkerne aus siliziertem Blech benutzt.

Für kurze Impulse genügt ein Ferritringkern mit $\mu_{eff} = 600$, einem Außendurchmesser von 10 mm und einem Querschnitt von 3 mm \times 3 mm. Diesen bewickelt man mit 3 gleichen Wicklungen aus je 100 Wdg., 0,1-mm-CuL. Die 3. Wicklung gestattet das Auskoppeln von Impulsen entgegengesetzter Polarität, bezogen auf eine direkte Kollektorkreisauskopplung.

2. Schaltung

Bild 3 zeigt die Schaltung eines Transistorsperrschwingers für den Folgefrequenzbereich von 150 Hz bis 10 kHz. Als Schalttransistor wird ein *SF 121* benutzt. Der Transformator hat 3 gleiche Wicklungen, wie bereits oben angegeben. Über ein Differenzierglied kann der Impulsgenerator getriggert werden, wenn die Triggerfrequenz etwas über der Eigenfrequenz liegt (Synchronisationsbereich). Der Basisvorwiderstand ist bei niedrigen Folgefrequenzen unnötig. Zum Synchronisieren muß man der Schaltung negative Impulse von 6 V Amplitude und 0,5 μ s Dauer zuführen. Der Ausgang 1 direkt von der Tertiärwicklung des Impulstrafos kann mit 200 Ω parallel 200 pF belastet werden, Ausgang 2 mit 3 k Ω parallel 50 pF. In Tabelle 1 sind einige Werte für $C1$ und $R4$ angegeben. Diese legen die Impulsfolgefrequenz fest.

Tabelle 1

Erzeugte Frequenz Hz/ $\pm 25\%$	Kondensator $C1$ μF	Widerstand $R4$ k Ω
160	0,45	61
250	0,45	42
400	0,45	26
1000	0,20	21,6
2500	0,20	8,8
4000	0,20	5,4
6300	0,20	3,3
10000	0,05	7,4

Die Vorderflankendauer des erzeugten Impulses beträgt 0,2 μ s, die Rückflankendauer (beide mit Last bestimmt) 0,4 μ s. Die Impulsdauer selbst hängt stark vom benutzten Transformator ab. Sie liegt in den Grenzen 2 bis 15 μ s.

Wickelt man die 3. Wicklung mit einer größeren Windungszahl, dann kann man an sie eine Glimmlampe anschließen und die Schaltung als Anzeigestufe verwenden. Bei einer Windungszahl von 500 läßt sich eine übliche 80-V-Glimmlampe mit 10 k Ω Vorwiderstand betreiben.

Die Schaltung ist so einfach, daß sie sich kaum noch unterbieten läßt. Das einzige kritische Bauelement ist der Impulstransformator.

3. Literatur

[1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

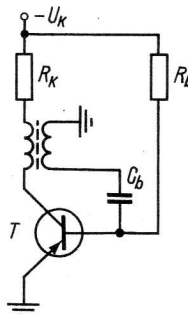


Bild 1 Prinzipschaltung des Sperrschwingers

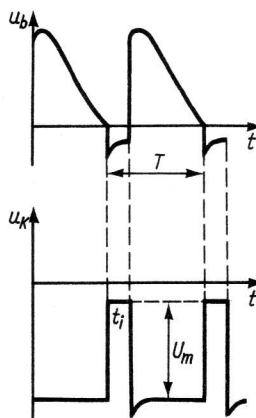


Bild 2 Spannungsformen des Sperrschwingers

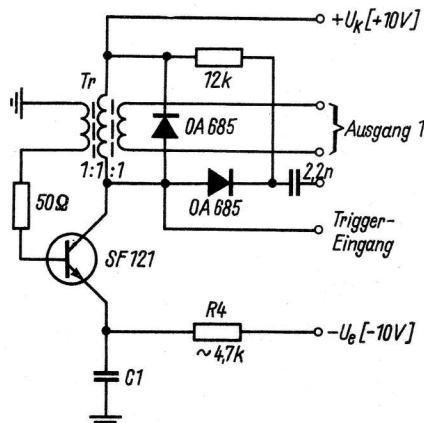


Bild 3 Praktische Schaltung eines Sperrschwingers

8-8



1. Einleitung

Die Verstärkung kleiner Gleichströme stellt ein schwieriges technisches Problem dar. Mit Röhren bestückte Gleichstromverstärker werden aufwendig. Daher liegt es nahe, bei nicht allzu hohen Anforderungen an Verstärkungsfaktor und Stabilität direkt gekoppelte Transistorgleichspannungsverstärker einzusetzen. Für höhere Ansprüche an Stabilität und Verstärkung benutzt man Zerhacker-(Chopper-)Verstärker. Bei hohem erforderlichem Eingangswiderstand werden Verstärker mit Kapazitätsdioden oder direkt gekoppelte Verstärker mit MOSFETs (Metalloxidsilizium-Feldeffekttransistoren) in den Eingangsstufen benutzt. Für die Zwecke des Amateurs reichen meist 1- oder mehrstufige, direkt gekoppelte Verstärker aus. Für diese Zwecke sind besonders die neuen Siliziumplanartransistoren (SF 121...SF 128) gut geeignet. Sie haben geringe Restströme, stabile Kenndaten und wenig Drift.

2. Prinzip des einfachen Gegentaktverstärkers

Bild 1 zeigt einen Verstärker in Gegentaktschaltung mit zwei Ge-Transistoren (z. B. GC 112, GC 301 usw.) für symmetrischen Ein- und Ausgang. Die Temperaturdrift dieses Verstärkers kann stark verkleinert werden, wenn man die beiden benutzten Transistoren nach gleichem I_{C0} und gleicher Stromverstärkung (bei I_C - konst.) aussucht. Die beiden Transistoren sollen sich dann auf gleicher Temperatur befinden, was man mit Hilfe eines gemeinsamen Wärmeableiters nach Bild 2 erreichen kann.

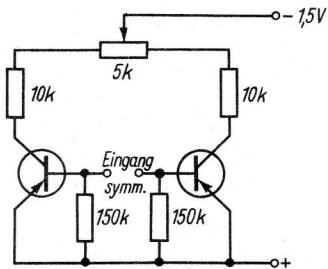


Bild 1 Gegentaktgleichstromverstärker

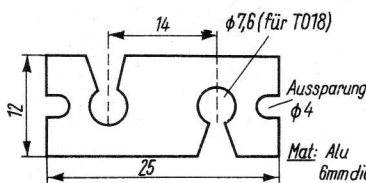


Bild 2 Kühlklemme für 2 Transistoren

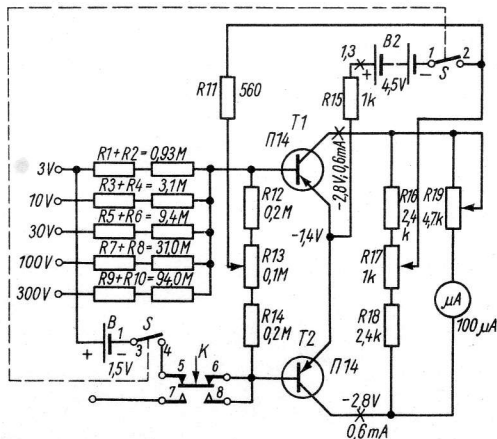


Bild 3 Vielfachinstrument mit Transistorgleichstromverstärker

Für geringes Rauschen ist es erforderlich, die Kollektorspannung des Gegentaktverstärkers in den Grenzen 0,2 bis 1 V zu halten. Das Eingangsrauschen eines Gegentaktverstärkers mit $2 \times OC 71$ wurde für diesen Fall 1 nA (10^{-9} A).

In der vorliegenden einfachen Form hat die Schaltung zwar noch einige Nachteile, sie wird aber bereits bei Vielfachinstrumenten verwendet, um deren Stromdämmung zu erhöhen. Bild 3 zeigt eine für diesen Zweck geeignete Schaltung mit 2 Ge-Transistoren. Benutzt man ein 100-µA-Instrument, dann kann eine Stromdämmung von 300 kΩ/V erzielt werden. Die Speisung des Verstärkers erfolgt aus einer Taschenlampenbatterie mit 4,5 V.

Mit Hilfe der eingebauten 1,5-V-Batterie kann man den Instrumentenzeiger für den 3-V-Bereich auf Skalenmitte stellen. Damit ist ein Eichen des Geräts möglich. Der Gesamtstromverbrauch liegt für 4,5 V bei 1,3 mA. Die Kollektorspannung beträgt 1,4 V je Transistor. Mit Hilfe von R13 und R17 wird die Symmetrie des Verstärkers eingestellt, mit R19 die Empfindlichkeit.

3. Mehrstufige Verstärker

Für höhere Verstärkung (z. B. 1000fach) muß man der Gegentaktstufe noch eine Verstärkerstufe nachschalten. Man kann z. B. größere Kollektorwiderstände in der Eingangsstufe benutzen und einen Gegentaktmitterfolger anschließen, der eine Widerstandsanpassung des Anzeigeinstruments ermöglicht. Zusammen mit einem zusätzlichen Transistor zur Temperaturstabilisierung ergibt sich schließlich die mit 5 Transistoren bestückte Gleichstromver-

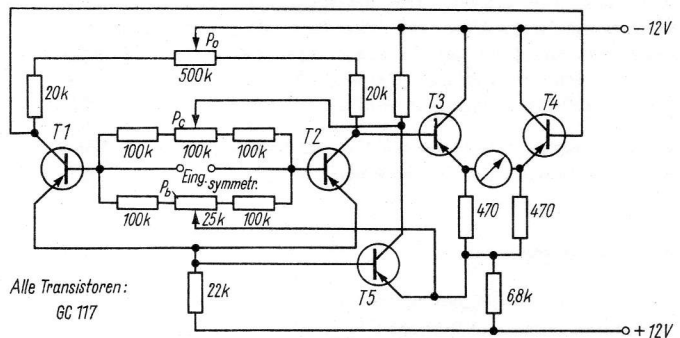


Bild 4 Transistorgleichstromverstärker mit Stabilisierungstransistor

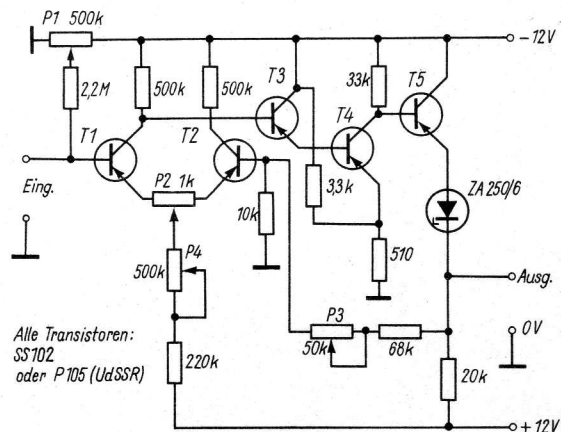


Bild 5 Gleichstromverstärker mit Si-Transistoren

stärkerschaltung nach Bild 4. Zur Anzeige wird ein Spannbandsinstrument 100-0-100 μA (also mit Zeigermittelstellung) mit einem Innenwiderstand von 400 Ω benutzt. T3 und T4 dienen als Widerstands-anpaßstufen (Emitterfolger). T1 und T2 bilden die Eingangsstufe mit hochohmigem Kollektorkreis. Da beim Emitterfolger $R_{\text{ein}} = \beta R_{\text{last}}$ ist, wird für T3 und T4 gleiches und hohes β gefordert. Es sollte nach Möglichkeit bei 100 liegen.

Die beiden Eingangstransistoren T1 und T2 wählt man vor allem nach geringerem Reststrom aus. T1 und T2 sowie T3 und T4 werden in gemeinsame Wärmeableiter eingesetzt. T5 dient als Stabilisatortransistor für U_{CE} der Eingangsstufe.

Der Abgleich des Verstärkers erfolgt so, daß zunächst die Eingangsklemmen kurzgeschlossen werden. Dann stellt man mit P_0 den Nullpunkt ein. Anschließend wird der Eingang geöffnet und P_c zur Nullpunkteinstellung benutzt. Da dies nicht über den ganzen Temperaturbereich hinweg eine Übereinstimmung der Nullpunkte bei offenem und bei geschlossenem Eingang gestattet, wurde noch das Potentiometer P_b hinzugefügt. Für eine genaue Temperaturkompensation muß man die optimale Kombination der Einstellung von P_b , P_c und P_0 experimentell ermitteln. Dann ist eine Kompensation über den Temperaturbereich von +10 bis +40 $^{\circ}\text{C}$ möglich.

Die Kurzzeitstabilität der Schaltung beträgt 1 nA, die Gesamtstromaufnahme des Verstärkers liegt bei 3 mA. Das Eigenrauschen der Eingangsstufe liegt ebenfalls bei 1 mA. Der Frequenzbereich des Verstärkers geht von 0 bis 20 kHz.

Die Stromverstärkungen der Transistorpaare T1, T2 und T3, T4 müssen auf 3% übereinstimmen, die Kollektorrestströme auf 10%.

Bild 5 zeigt noch die Schaltung eines mit Si-Transistoren bestückten Gleichstromverstärkers für unsymmetrischen Ein- und Ausgang.

Man erkennt die höheren Widerstandswerte, die infolge der kleinen Restströme möglich sind. Das Eingangssignal wird T1 zugeführt, während T2 die Gegenkopplungsspannung vom Ausgang erhält.

Den Arbeitspunkt von T1 stellt man mit P1 ein. P2 gewährleistet Symmetrie. Mit P3 ist der Grad der Gegenkopplung wählbar. Wird die Verstärkung auf 20 eingestellt, dann ergibt sich ein Eingangswiderstand von 0,5 $\text{M}\Omega$. Die Speisespannung beträgt $2 \times 12 \text{ V}$ symmetrisch gegen Erde. Für hohe Stabilität sollten in der Eingangsstufe Metallschichtwiderstände verwendet werden. Der Frequenzbereich geht von 0 bis 100 kHz. Die Transistoren sollen ein $\beta > 10$ aufweisen. Geeignet sind die Typen *SS 102* und *P 105*.

Bei Verwendung der neueren *SF 121* muß beachtet werden, daß dies npn-Transistoren sind. Die Speisespannung ist dann umzupolen.

4. Literatur

- [1] W. Lange: Direktgekoppelter Gleichstromverstärker mit Transistoren, radio und fernsehen 15 (1966), H. 11, S. 344
- [2] Neale, Oakes: *Transistor DC-Amplifier*, Wireless World (1965), H. 11, S. 529-532
- [3] Sprawotchnik Radioljubitelja, Verlag Technika, Kiew 1965

1. Einleitung

Nicht immer steht für einen bestimmten Einsatzfall ein Relais mit Wunschedaten zur Verfügung. Es gibt dann 3 Möglichkeiten:

- a – man muß mit einer höheren als der Relaisnennspannung arbeiten;
- b – man muß das Relais in einem Stromkreis betätigen, in dem ein größerer Strom als der Relaisstrom fließt; der Spannungsabfall über der Relaiswicklung ist tragbar;
- c – die zur Verfügung stehende Spannung ist kleiner als die Relaisnennspannung; der Strom darf größer sein.

Während in Fall a ein Vorwiderstand der Größe $\frac{U - U_{nenn}}{I_{nenn}}$ das Problem löst (Bild 1a) und in Fall b ein Parallelwiderstand von $\frac{U_{nenn}}{I - I_{nenn}}$ (Bild 1b), verlangt Fall c tieferes Eindringen in die Materie, denn dann muß das Relais umgewickelt werden.

2. Interessierende Daten

Im allgemeinen gilt ein Beschriftungsschlüssel, wie ihn folgendes Beispiel erläutert:

- (1-5) I 1000-13400-0,12 CuL
- (1-5) Wicklungsanschlüsse an den Lötösen 1 und 5,
- I 1. Wicklung (wenn das Relais mehrere Wicklungen hat),
- 1000 Wicklungswiderstand in Ω ,
- 13400 Anzahl der Windungen,
- 0,12 Drahtdurchmesser (ohne Isolation gemessen) in mm,
- CuL Drahtmaterial (hier Kupferlackdraht).

Unter dieser Beschriftung findet man meist noch eine Herstellerbezeichnung und eine Bauvorschriftenummer, z. B. RFT 308 VEB und 4720:30-43.

Weiter interessiert noch die zur Verfügung stehende Wickelfläche F_w , das Produkt aus Wickelhöhe (gemessen vom Kammergrund) und Spulenlänge (Bild 2). Man tut gut, bei eigenen Messungen den Faktor 0,6 bis 0,8 vor die ermittelte Zahl zu setzen, je nach Sorgfalt der Wicklung, Dicke des Bindegarns, Höhe der Deckisolation usw.

Für die sehr oft greifbaren Typen *mittleres Rundrelais* und *Flachrelais 48* gibt die Literatur $F_w = 2,35 \text{ cm}^2$ bzw. $3,3 \text{ cm}^2$ an.

Ein unbekanntes Relais der obengenannten Daten verrät indirekt seine Wickelfläche, wenn man Bild 3 zu Rat zieht. Dort ist der Drahtdurchmesser d über der Zahl der in einem cm^2 Wickelfläche unterzubringenden Windungen dargestellt. Für 0,12-mm-CuL ermittelte man etwa 4100 Wdg./cm^2 ; $\frac{13400}{4100} = 3,27 \text{ cm}^2$. Es handelt

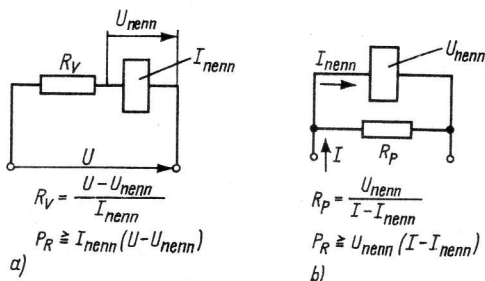


Bild 1 a – Relais für höhere Betriebsspannung, b – Relais für höheren Betriebsstrom

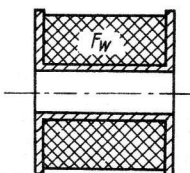


Bild 2 Zur Definition der Wickelfläche

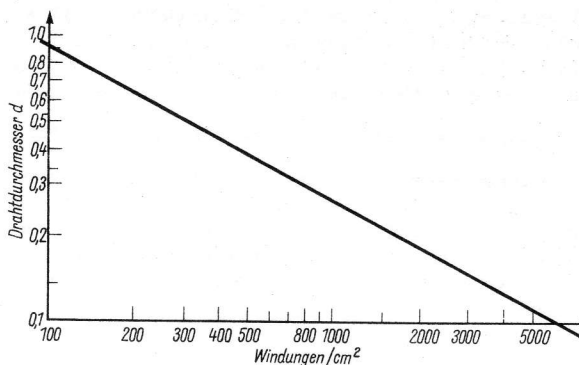


Bild 3 Windungszahl je cm^2 Wickelfläche für Drahtdurchmesser von 0,1 bis etwa 1,0 mm (läßt sich beliebig extrapolieren; logarithmischer Maßstab)

sich also offenbar um ein *Flachrelais 48*. Wie sich mit dem Diagramm in Bild 3 weiter arbeiten läßt, zeigen die folgenden Betrachtungen.

3. Relaisgleichungen

Die folgenden Formeln sind Näherungen in den von der Sorgfalt beim Wickeln, genauem Drahtdurchmesser, Ablesegenauigkeit im Diagramm, Füllfaktor usw. bestimmten Grenzen. Sie genügen in der Praxis vollauf. Bekanntlich wird die auf den Relaisanker ausgeübte Kraft vom Produkt aus Strom und Windungszahl bestimmt. Diese Kraft wirkt gegen Feder und Kontaktsatz; ihre notwendige Größe ist also auch von der Zahl der zu schaltenden Kontakte abhängig. Neben der Wickelfläche F_w (in cm^2) ist also das Produkt $I \cdot w$ (Dimension A) eine Konstante.

Daher gilt $I_1 \cdot w_1 = I_2 \cdot w_2$ oder $I_2 = I_1 \frac{w_1}{w_2}$. (1)

Setzt man einen konstanten Füllfaktor des Drahtes voraus, so kann man weiter sagen

$F_w = k \cdot w_1 \cdot d_1^2 = k \cdot w_2 \cdot d_2^2$ oder $d_2 = d_1 \sqrt{\frac{w_1}{w_2}}$; (2)

w – Windungszahl,
 d – Drahtdurchmesser,

k – Konstante, die Füllfaktor und $\frac{\pi}{4}$ enthält.

Aus der bekannten Beziehung für den Drahtwiderstand, nämlich

$R = \rho \frac{l}{q}$

(ρ – spezifischer Widerstand, l – Drahtlänge, $q = \frac{d^2 \pi}{4}$ – Drahtquerschnitt)

und $l = l_m \cdot w$ (l_m – mittlere Drahtlänge einer Windung) erhält man

$\frac{R_1}{R_2} = \frac{w_1 \cdot d_1^2}{w_2 \cdot d_2^2}$ oder mit (2) $R_2 = R_1 \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2$. (3)

Aus (1) und (3) ergibt sich über $U_1 = I_1 \cdot R_1$ und $U_2 = I_2 \cdot R_2$

$\frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2 \cdot R_2}{I_1 \cdot R_1}$ oder $U_2 = U_1 \cdot \frac{w_2}{w_1}$. (4)

4. Beispiel

Durch eine Strom- und Spannungsmessung sei von einem Relais ohne Typenschild folgendes bekannt: Sicherer Anzug bei 5,6 V und 14 mA. Das ergibt $R_1 = 400 \Omega$. Die Bauform zeigt ein mittleres Rundrelais mit 2 Kontaktsätzen. Man rechnet dafür mit einem $I \cdot w = (65 + 25 \cdot \text{Kontaktsatzzahl}) = 115 \text{ AW}$. Das Relais hat also z. Z. $\frac{115}{14 \cdot 10^{-3}} = 8200 \text{ Wdg.}$

Da $I \cdot w$ nicht immer bekannt ist, kann man auch (vgl. oben) den Drahtdurchmesser bestimmen und über Bild 3 ermitteln. Aus der auf diese Weise gefundenen Angabe für die Windungszahl je cm^2 und einer weiteren Messung der Wickelfläche ergibt sich w und daraus mit Hilfe des gemessenen I die ungefähre Amperewindungszahl.

Wünscht man Ansprechen bei $U_2 = 1 \text{ V}$ (zur Sicherheit etwa $0,95 \text{ V}$ ansetzen), so bleiben aus (1) bis (4) die Größen I_2 , d_2 , R_2 und w_2 zu berechnen. Für I_2 setzt man z. B. (4) in (1) ein, weil U_1 und U_2 bekannt sind, während w_2 gesucht ist. w_2 erhält man aus (4) durch Umstellen. Mit (3) ergibt sich R_2 , und d_2 wird aus der

Kombination von (2) und (4) bestimmt: $d_2 = d_1 \sqrt{\frac{U_1}{U_2}}$. Falls

man d_1 nicht gemessen hat, sondern z. B. entsprechend der ersten Annahme gewinnt, so wird man wegen $F_w = 2,35 \text{ cm}^2$ auf etwa $0,13 \text{ mm}$ kommen. Damit ergibt sich d_2 zu $0,31 \text{ mm}$. Je nach vorhandenem Draht wird man etwas nach oben oder unten ausweichen müssen und kann notfalls zurückrechnend die tatsächlichen Daten bestimmen.

5. Literatur

- [1] D. Franz: Relaischaltungen für den Bastler, Reihe *Der praktische Funkamateurl*, Band 48, Deutscher Militärverlag Berlin
- [2] R. Oettel, K. Schlenzig: Transistor-Elektronik für Modellbahnen, II. Reihe Originalbaupläne, Deutscher Militärverlag Berlin

1. Einleitung

Transistoren ergeben in Verbindung mit temperaturabhängigen Widerständen zahlreiche Schaltungsmöglichkeiten zur Temperaturfernmeldung. Am häufigsten interessiert das Erreichen von Grenzwerten, bei denen ein Schaltsignal abgegeben wird. Das vorliegende Blatt enthält 2 Schaltungsvorschläge in Anlehnung an Firmenschriften [1], [2].

2. Überwachung mehrerer Meßstellen (Bild 1)

Im Prinzip handelt es sich um einen Schwellwertschalter mit temperaturabhängigem Eingangsteiler. Die Schaltung zeigt, wie man mehrere Meßstellen anschließen kann, ohne daß sich deren Informationen summieren. Der Schalter spricht daher stets an, wenn irgendeine der Meßstellen eine zu hohe Temperatur signalisiert.

Für eine solche Schaltung lassen sich viele Anwendungen finden.

In der vorliegenden Darstellung wird immer abgeschaltet, wenn einer der Meßpunkte die kritische Temperatur erreicht hat. Durch verschiedene Dimensionierung kann man daraus auch eine stufenweise Anzeige gewinnen. Es ist dann z. B. jeweils nach Eintreffen eines Grenzwertsignals die betreffende Leitung (und gegebenenfalls der entsprechende Heizkreis) zu öffnen, damit der Schalter beim nächsten Signal wieder ansprechen kann.

Die Heißeiter liegen im oberen Zweig der Teiler, daher erfolgt die Relaiskontaktbeschaltung so, daß der Heizkreis bei abfallendem Relais abgeschaltet wird (gilt nicht im Fall stufenweiser Anzeige). Die möglichen Abschaltpunkte der Originalschaltung liegen zwischen 80 °C und 150 °C; es wird eine Ansprechgenauigkeit von ± 1 °C angegeben. Das dürfte aber nur zu erreichen sein, wenn die Betriebsspannung stabilisiert wird. Außerdem sind die Schwellwertschalter selbst temperaturabhängig, müssen also ausreichend weit von Meßstellen höherer Temperatur entfernt sein. Die Schaltung wurde gegenüber der Quelle [1] umdimensioniert, z. B. beim Relais (vgl. 3.!), vor allem aber mit Rücksicht auf eine genügend kleine Heißeiterverlustleistung. Andernfalls tritt Eigenerwärmung ein, die die Ansprechdaten verändert (besonders kritisch bei Meßheißleitern mit nur $P_{max} \leq 0,5$ mW!). Die Schaltung schlägt um, wenn die Parallelschaltung von Heißeiter und 680- Ω -Widerstand etwa 400 Ω erreicht hat. Aus den Heißeiterdatenblättern läßt sich daher leicht der gewünschte Wert feststellen, von dem für eine bestimmte Ansprechtemperatur ausgegangen werden muß. Im Mustergerät z. B. ließ bereits Körpertemperatur an einem 4,7-k Ω -Heißeiter die Schaltung ansprechen.

3. Temperaturschalter mit Brücke (Bild 2)

Diese recht einfach gehaltene Schaltung soll nach den Angaben der Quelle [2] dennoch auf weniger als ± 1 °C genau arbeiten. Das setzt aber voraus, daß die Transistoren auf gleichbleibender Temperatur gehalten werden. Dafür reagiert die Brücke auf Betriebsspannungsschwankungen bezüglich ihres Nullabgleichs nicht, und auf diesen Nullabgleich spricht die Schaltung an. Bei allen anderen Temperaturen gibt die Brücke eine je nach temperaturbedingtem Heißeiterwiderstand positive oder negative Spannung ab. Negative Spannungen halten den Verstärker ausgangsseitig in »Ruhe«. Bei der Schalttemperatur wird $R_1 \approx R_{HI}$ eingestellt, dort erhält man also Brückennull.

Die Schaltung benötigt 2 getrennte Stromkreise, so daß Netzbetrieb die wirtschaftlichste Variante darstellt. Die Trafodaten für einen EI 42, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselseitig geschichtet, enthält Tabelle 1.

Auch in diesem Fall wurde die Ursprungsschaltung so verändert, daß die Heißeiterverlustleistung unter 0,5 mW bleibt. Das 1,4-k Ω -Relais ist ein Kleinrelais der ehemaligen Fa. Stuhmann-KG, Freiberg/Sa.

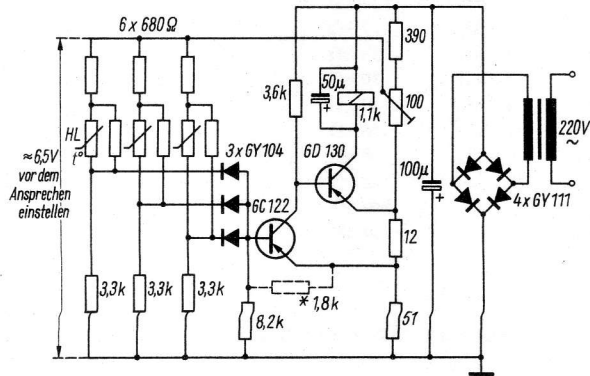


Bild 1 Thermisches Relais zur Überwachung mehrerer Meßstellen; Heißeiterdaten je nach gewünschter Ansprechtemperatur (s. Text) (* bei Bedarf; verringert Temperaturabhängigkeit des Transistors)

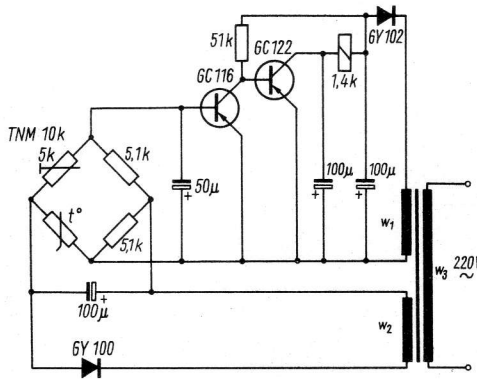


Bild 2 Thermoschalter mit temperaturabhängiger Brückenschaltung

Tabelle 1 Daten des Transformators in Bild 2

Wicklung	Windungen	Draht
1	270	0,25-mm-CuL
2	44	0,2-mm-CuL
3	4000	0,09-mm-CuL

4. Thermistoren TNM – Halbleiterwiderstände für Meßzwecke (VEB Keramische Werke Hermsdorf)

Länge bis 5,6 k Ω 10 mm, darüber 15 mm

Körperdurchmesser 1,5 mm

Anschlußdrähte: Durchmesser 0,4 mm, Länge 30 mm

max. Betriebstemperatur der normalen und der glasierten Ausführung 150 °C (Spezialausführungen bis 200 °C)

max. Belastbarkeit in Luft 1 W

Grenzleistung ohne Eigenerwärmung 0,5 mW

Erholungszeit (bezogen auf 150 °C) 30 \pm 10 s

Dissipationskonstante C 5 mW/grd (in Näherung gilt $W = C \cdot \vartheta_{\text{ü}}$,
 W = Wärmeverlustleistung)

Masse 0,2 g

Die TNM-Reihe ist in folgenden Werten erhältlich:

47 Ω	1 k Ω	10 k Ω
56 Ω	1,2 k Ω	12 k Ω
68 Ω	1,5 k Ω	15 k Ω
82 Ω	1,8 k Ω	18 k Ω
100 Ω	2,2 k Ω	22 k Ω
120 Ω	2,7 k Ω	27 k Ω
150 Ω	3,3 k Ω	33 k Ω
180 Ω	3,9 k Ω	39 k Ω
220 Ω	4,7 k Ω	47 k Ω
270 Ω	5,6 k Ω	56 k Ω
330 Ω	6,8 k Ω	68 k Ω
390 Ω	8,2 k Ω	82 k Ω
470 Ω		100 k Ω
560 Ω		150 k Ω
680 Ω		
820 Ω		

(Nach Unterlagen des VEB Keramische Werke Hermsdorf.)

5. Literatur

[1] Schaltungsbeispiele der Fa. Siemens, Ausg. 1959

[2] Schaltungsbeispiele der Fa. Siemens, Ausg. 1960

1. Einleitung

Lichtabhängige Widerstände und Selenelemente lassen sich in Verbindung mit einfachen Transistorschaltungen vielfältig einsetzen.

Im folgenden sollen 2 Schaltungen geringen Aufwands mit Anwendungsbeispielen vorgestellt werden. Sie stammen aus [1].

2. Gleichstromverstärker mit Selenelement

Die Schaltung nach Bild 1 reagiert auf Licht entsprechender Helligkeit mit Abfall des bei Dunkelheit gezogenen Relais. Der Arbeitsbereich des Endtransistors wird je nach Helligkeit voll durchfahren, der Transistor muß also entsprechend dimensioniert sein:

$$P_c \geq \frac{U_a^2}{4 R_{rel}} ; I_{cmax} \geq \frac{U_B}{R_{rel}}$$

Besonders T1 soll ein Exemplar mit möglichst kleinem Reststrom sein. Bei Umkehr von Batterie und Selenelement ist daher eine in dieser Hinsicht vorteilhaftere Schaltung mit npn-Siliziumtransistoren denkbar. Allerdings wird es dann notwendig sein, mit einer gewissen Basisvorspannung zu arbeiten.

Da der Abfallstrom des Relais weit unter dem Anzugswert liegt, sind Ein- und Ausschaltzeitpunkt nicht identisch. Die Helligkeit muß also erst um einen gewissen Betrag steigen, bevor das Relais wieder abfällt. Die Eigenart der Schaltung legt Netzbetrieb nahe.

Hauptanwendung: relativ unempfindlicher Dämmerungsschalter und Lichtschranke. Im zweiten Fall kann Selbsthaltung über einen zweiten Relaiskontakt vorgesehen werden. Eine eigene Alarmtonauslösung zeigt Bild 2. Dabei wurde von der steckbaren Baugruppe 2 GV 1-1 (Programm *Amateur-Elektronik*) ausgegangen (Bild 2b).

3. Schwellwertschalter mit Vorstufe

Dieser Schalter wurde in seiner Dimensionierung ebenfalls einem handelsüblichen (leider relativ niederohmigen) Kleinrelais angepaßt. Auch bei ihm ist auf kleine Transistorrestströme zu achten. Der schlagartig umschaltende Schwellwertschalter beansprucht den Ausgangstransistor aber geringer als der Betrieb entsprechend Schaltung Bild 1.

Der Eingangsstrombedarf und die unterschiedlichen Eingangswiderstände in den beiden Schaltzuständen werden von einer Vorstufe in Kollektorschaltung abgefangen. Dadurch ergibt sich trotz der auf das Relais abgestimmten Dimensionierung ein relativ empfindlicher Schalter, der allerdings ebenfalls eine gewisse »Hysterese« aufweist.

Je nach Anordnung des Fotowiderstands erhält man die Betriebsarten *Ein-bei-Licht-ein* (Bild 3) und *Ein-bei-Licht-aus* (Bild 4), bezogen auf das Relais. Die Schaltungen wurden im Ausgang auf den Einsatz im Kraftfahrzeug als Parkleuchterschalter ergänzt. Es kommt also auf die Variante an, ob das Relais beim Anziehen oder beim Abfallen die Parkleuchte einschaltet. Im letzten Falle wird dabei, solange es noch Tag ist, bereits ein Strom von etwa 50 mA verbraucht. Beide Schaltungen unterscheiden sich im Prinzip lediglich dadurch, daß Foto- und Teilerwiderstand gegeneinander vertauscht sind. Das hat aber Einfluß auf die Größe des Teilerwiderstands, wie sich aus Bild 3 und Bild 4 erkennen läßt.

Als zuverlässigere Variante gegenüber höherer Außentemperatur ist *Ein-bei-Licht-ein* anzusehen: Schaltet der Trigger nicht deshalb, weil das Licht ausbleibt, sondern wegen zu hoch gewordenen Reststroms der Vorstufe, so geht bei dieser Variante »vorsichtshalber« ebenfalls die Lampe an.

Bezüglich der Auslegung des Triggers gilt: Hohes β der 3. und kleiner I_{CE0} der 2. Stufe erlauben einen höheren Wert des Kollektorstroms von T2. Dadurch wird der Trigger empfindlicher.

Zu kleiner Emitterwiderstand läßt aus dem Trigger einen einfachen Gleichstromverstärker werden. Transistor-Schmitt-Trigger können z. B. nach [2] berechnet werden.

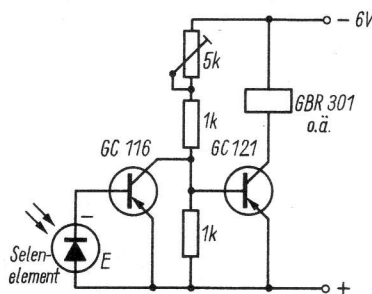


Bild 1 Einfacher Gleichstromverstärker mit Selenelement für Lichtschranken

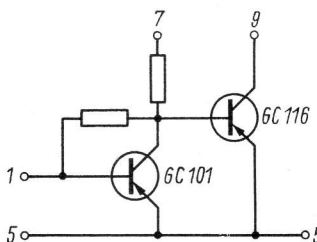
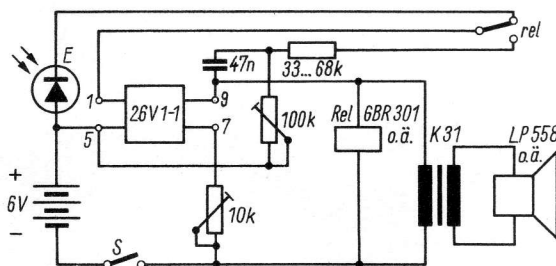


Bild 2 a – Alarmtonauslösung innerhalb einer Schaltung ähnlich Bild 1 (Verstärker wird rückgekoppelt und schwingt mit im Lautsprecher hörbarer Tonfrequenz, K31 über etwa 1 bis 5 μ F ankopeln – das wurde nicht dargestellt), b – Schaltung der verwendeten steckbaren Baugruppe 2GV 1-1

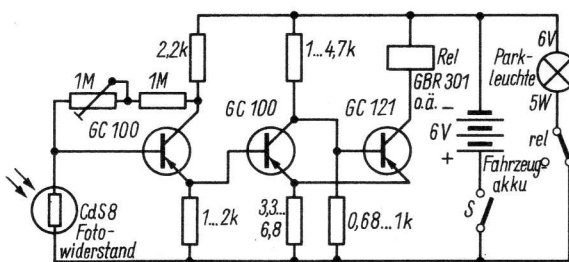


Bild 3 Dämmerungsschalter (Trigger mit Vorstufe) höherer Empfindlichkeit – Variante *Ein-bei-Licht-ein*

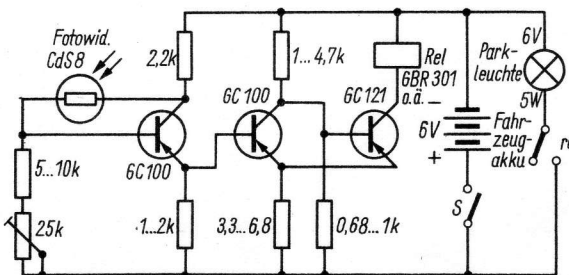


Bild 4 Variante *Ein-bei-Licht-aus*



1. Einleitung

Lichtabhängige Widerstände und Senelemente lassen sich in Verbindung mit einfachen Transistorschaltungen vielfältig einsetzen.

Im folgenden sollen 2 Schaltungen geringen Aufwands mit Anwendungsbeispielen vorgestellt werden. Sie stammen aus [1].

2. Gleichstromverstärker mit Senelement

Die Schaltung nach Bild 1 reagiert auf Licht entsprechender Helligkeit mit Abfall des bei Dunkelheit gezogenen Relais. Der Arbeitsbereich des Endtransistors wird je nach Helligkeit voll durchfahren, der Transistor muß also entsprechend dimensioniert sein:

$$P_c \geq \frac{U_B^2}{4 R_{rel}} ; I_{cmax} \geq \frac{U_B}{R_{rel}}$$

Besonders T1 soll ein Exemplar mit möglichst kleinem Reststrom sein. Bei Umkehr von Batterie und Senelement ist daher eine in dieser Hinsicht vorteilhaftere Schaltung mit npn-Siliziumtransistoren denkbar. Allerdings wird es dann notwendig sein, mit einer gewissen Basisvorspannung zu arbeiten.

Da der Abfallstrom des Relais weit unter dem Anzugswert liegt, sind Ein- und Ausschaltzeitpunkt nicht identisch. Die Helligkeit muß also erst um einen gewissen Betrag steigen, bevor das Relais wieder abfällt. Die Eigenart der Schaltung legt Netzbetrieb nahe.

Hauptanwendung: relativ unempfindlicher Dämmerungsschalter und Lichtschranke. Im zweiten Fall kann Selbsthaltung über einen zweiten Relaiskontakt vorgesehen werden. Eine eigene Alarmtonauslösung zeigt Bild 2. Dabei wurde von der steckbaren Baugruppe 2 GV 1-1 (Programm *Amateur-Elektronik*) ausgegangen (Bild 2b).

3. Schwellwertschalter mit Vorstufe

Dieser Schalter wurde in seiner Dimensionierung ebenfalls einem handelsüblichen (leider relativ niederohmigen) Kleinrelais angepaßt. Auch bei ihm ist auf kleine Transistorrestströme zu achten. Der schlagartig umschaltende Schwellwertschalter beansprucht den Ausgangstransistor aber geringer als der Betrieb entsprechend Schaltung Bild 1.

Der Eingangsstrombedarf und die unterschiedlichen Eingangswiderstände in den beiden Schaltzuständen werden von einer Vorstufe in Kollektorschaltung abgefangen. Dadurch ergibt sich trotz der auf das Relais abgestimmten Dimensionierung ein relativ empfindlicher Schalter, der allerdings ebenfalls eine gewisse »Hysterese« aufweist.

Je nach Anordnung des Fotowiderstands erhält man die Betriebsarten *Ein-bei-Licht-ein* (Bild 3) und *Ein-bei-Licht-aus* (Bild 4), bezogen auf das Relais. Die Schaltungen wurden im Ausgang auf den Einsatz im Kraftfahrzeug als Parkleuchterschalter ergänzt. Es kommt also auf die Variante an, ob das Relais beim Anziehen oder beim Abfallen die Parkleuchte einschaltet. Im letzten Falle wird dabei, solange es noch Tag ist, bereits ein Strom von etwa 50 mA verbraucht. Beide Schaltungen unterscheiden sich im Prinzip lediglich dadurch, daß Foto- und Teilerwiderstand gegeneinander vertauscht sind. Das hat aber Einfluß auf die Größe des Teilerwiderstands, wie sich aus Bild 3 und Bild 4 erkennen läßt.

Als zuverlässigere Variante gegenüber höherer Außentemperatur ist *Ein-bei-Licht-ein* anzusehen: Schaltet der Trigger nicht deshalb, weil das Licht ausbleibt, sondern wegen zu hoch gewordenen Reststroms der Vorstufe, so geht bei dieser Variante »vorsichtshalber« ebenfalls die Lampe an.

Bezüglich der Auslegung des Triggers gilt: Hohes β der 3. und kleiner I_{CE0} der 2. Stufe erlauben einen höheren Wert des Kollektorstroms von T2. Dadurch wird der Trigger empfindlicher.

Zu kleiner Emitterwiderstand läßt aus dem Trigger einen einfachen Gleichstromverstärker werden. Transistor-Schmitt-Trigger können z. B. nach [2] berechnet werden.

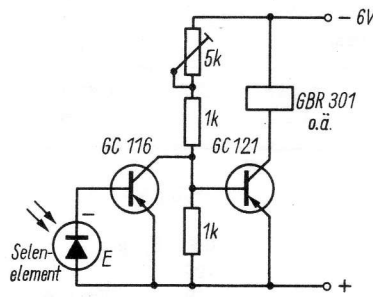


Bild 1 Einfacher Gleichstromverstärker mit Senelement für Lichtschranken

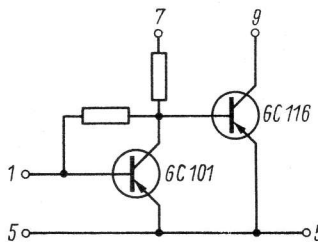
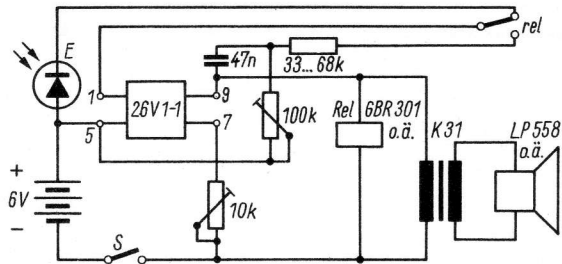


Bild 2 a – Alarmtonauslösung innerhalb einer Schaltung ähnlich Bild 1 (Verstärker wird rückgekoppelt und schwingt mit im Lautsprecher hörbarer Tonfrequenz, K31 über etwa 1 bis 5 μ F ankopeln – das wurde nicht dargestellt), b – Schaltung der verwendeten steckbaren Baugruppe 2 GV 1-1

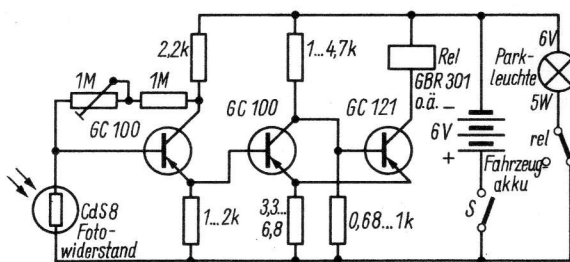


Bild 3 Dämmerungsschalter (Trigger mit Vorstufe) höherer Empfindlichkeit – Variante *Ein-bei-Licht-ein*

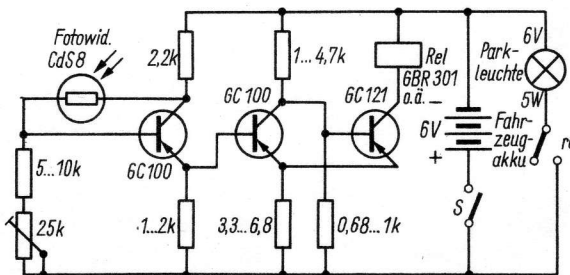


Bild 4 Variante *Ein-bei-Licht-aus*

4. Literatur

- [1] K. Schlenzig: Elektronische Schalt- und Überwachungsgeräte, ZERBERUS I bis VI, Originalbauplan Nr. 3, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965
- [2] H.-J. Schiller: Transistor-Schmitt-Trigger, radio und fernsehen 10 (1961), H. 11, S. 340-342

Fotowiderstände für den Amateur

Typ	CdS 6	CdS 8	CdS 19
mittl. Fotostrom ($E = 1000 \text{ lx}$, $U = 10 \text{ V}$)	0,5	1	10 mA
Dunkelstrom, 10 s nach Lichtsperrung (b. 100 V)	< 10 μA		
Bereich der spektralen Empfindlichkeit	0,4...0,7 μm		
max. Spannung	100 V		
max. Leistung	20	50	200 mW
max. Umgebungstemperatur	50 °C		
max. Durchmesser	6	8,5	18,5 mm
max. Länge	20	28	38 mm
Lichteinfall	frontal	seitlich	frontal
Richtpreis (unverbindlich)	9,-	11,-	16,- M



1. Einleitung

Kapazitive Relais werden als Näherungswarngeräte, als Füllstands-Sollwertgeber und bei geeigneter Auslegung auch als Füllstandsmesser sowie als Berührungsschalter bzw. Kapazitätsmesser eingesetzt.

Meist wird eine Schwingungsschaltung mit einer Brücke, einem Phasendiskriminator oder einem Gleichstromverstärker zusammengeschaltet. Auf diese Weise mißt man die auftretenden Kapazitätsänderungen.

Für die schaltungstechnische Ausführung kapazitiver Relais folgen einige Beispiele.

Im Gegensatz zum zunächst beschriebenen, einfachen kapazitiven Relais, das nur die Zustände EIN und AUS erlaubt, arbeiten die beiden anderen Schaltungen stetig und linear. Sie können somit auch zum Messen kleiner Kapazitäten benutzt werden.

Für diese kapazitiven Relais gibt es 3 Möglichkeiten:

- Man schaltet die zu messende Kapazität in eine Wechselstrombrücke ein, die mit einer Frequenz von einigen hundert Kilohertz gespeist wird. Die durch Ändern der Geberkapazität C_x bewirkte Unsymmetrie der vorher auf 0 abgeglichenen Brücke dient als Ausgangssignal und steuert ein Relais.
- Man schaltet die zu messende Kapazität in eine Diskriminator-schaltung ein, so daß die beiden am Diskriminatorausgang bei Symmetrie gleich großen, entgegengesetzten Spannungen unterschiedlich groß werden, wenn sich C_x ändert. Ihre Summe ist dann nicht mehr 0. Durch die entstehende Unsymmetriespannung kann ein Relais oder ein Anzeigeinstrument betätigt werden.
- Man schaltet den Kondensator zwischen einen HF-Generator und einen Verstärker mit niederohmigem Eingang und mißt ganz einfach bei der Generatorfrequenz das Spannungsteilerverhältnis. Die Ausgangsspannung des Meßverstärkers (bei festem Eingangswiderstand von einigen hundert Ohm) steigt um so mehr, je größer die Kapazität wird. Diese Methode ist vom Verfahren her einfach, in der Realisierung aber aufwendig. Sie soll daher nur im Übersichtsschaltplan beschrieben werden.

2. Hochfrequentes kapazitives Relais nach dem Prinzip des Grid-Dippers

Bild 1 zeigt die Schaltung eines kapazitiven Relais. Der Transistor T1 schwingt auf etwa 2 MHz, wobei seine Schaltung so ausgelegt ist, daß er gerade schwingt. Über ein RC-Glied wird die Kapazität, in diesem Fall ein als Antenne wirkender dünner Draht, an den Schwingkreis angeschaltet. Die Größe des im Emitterkreis liegenden Serienwiderstands bestimmt den Schwingungseinsatz des Oszillators.

Dieser Einstellung dient ein Potentiometer von 2,5 k Ω . Man dreht es bis kurz über den Schwingungseinsatz. Am kapazitiv überbrückten Widerstand von 510 Ω fällt eine dem Schwingstrom proportionale Gleichspannung ab. Diese Gleichspannung dient nach Verstärkung durch T2 zum Betätigen des Relais Rel. Handelt es sich bei T2 um einen npn-Transistor, dann ist das Relais im Ruhezustand abgefallen, bei einem pnp-Transistor ist es im Ruhezustand angezogen (Batteriepolung berücksichtigen!).

Nähert man sich der Antenne des Geräts, z. B. mit der Hand, dann wird der Oszillatorschwingkreis bedämpft, und der Oszillator setzt aus. Dann fällt auch der Spannungsabfall am 510- Ω -Widerstand weg. T2 ist dadurch nicht mehr gesperrt, und Rel zieht an.

Die Spule L hat 150 Wdg., 0,12-mm-CuL, auf einem Polystyrolkörper von 16 mm Durchmesser. Die Anzapfung liegt bei 50 Wdg. vom kalten Ende aus. Das benutzte Relais soll bei 8 bis 15 mA anziehen.

Derartige kapazitive Relais können z. B. zum Einschalten einer Schaulensterbeleuchtung, zur Sicherung von Maschinenteilen gegen Berührung o. ä. eingesetzt werden. In Röhrenversion sind sie schon lange bekannt und haben sich in der Praxis als kapazitive Schalter bewährt.

3. Kapazitives Relais in Brückenschaltung

Der Oszillator nach Bild 2 schwingt mit induktiver Rückkopplung auf einer Frequenz von etwa 200 kHz. Über die Sekundärwicklung des Schwingübertragers Tr wird die Brücke gespeist, die aus 2 Widerständen und 2 Kapazitäten besteht. Die Meßkapazität C_x sollte im Bereich bis 100 pF liegen, damit die Brücke möglichst symmetrisch wird. Der Nullabgleich bei angeschaltetem Geber im Ruhezustand kann mit 50-k Ω -Potentiometer erfolgen. Wenn die Brücke aus dem Gleichgewicht kommt, entstehen an der Drossel Dr Wechselspannungen in Abhängigkeit von der Größe der Unsymmetrie. T2 ist normalerweise gesperrt und wird nun von der negativen Halbwelle aufgetastet. Am Emitter folgt eine Glättung dieser gleichgerichteten Wechselspannung, und T3 verstärkt die erzeugte Gleichspannung weiter. Bei kleinen Verstimmungen der Brücke ist der Strom von T3 der angelegten Meßkapazität direkt proportional. Der Thermistor im Emitterkreis von T2 dient zur thermischen Stabilisierung der Schaltung. Für die Übertrager können Ferritschalenkerne benutzt werden. Tr hat einen A_L -Wert von 160; Schalenkerntyp z. B. 23 \times 17.

Schwingkreiswicklung: 200 Wdg., 0,1-mm-CuL;

Rückkopplungswicklung: 70 Wdg., 0,1-mm-CuL;

Brückenwicklung: 1000 Wdg., 0,08-mm-CuL.

Durch diese Aufwärtstransformation im Verhältnis 1:5 kann die Brücke mit der relativ hohen Wechselspannung von 25 V betrieben werden, was der Steilheit der Ausgangsspannung zugute kommt. Für die Drossel Dr kommt ein Ferritschalenkern mit gleichem A_L -Wert in Frage, aber vom nächstkleineren Typ. Sie erhält 450 Wdg., 0,12-mm-CuL. Die Empfindlichkeit der Schaltung im linearen Teil der Ausgangsanzeige entspricht 0,5 mA/pF. Der Ausgangsstrom bei Abgleich liegt bei 200 μ A, die Gesamtstromaufnahme bei abgeglichener Brücke beträgt 5 mA.

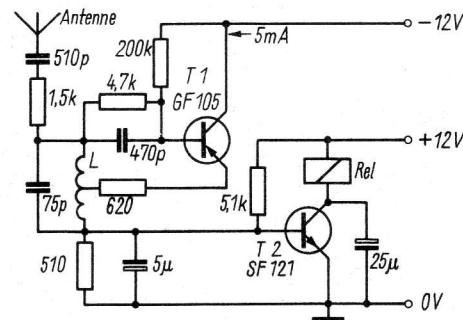


Bild 1 Kapazitives HF-Relais

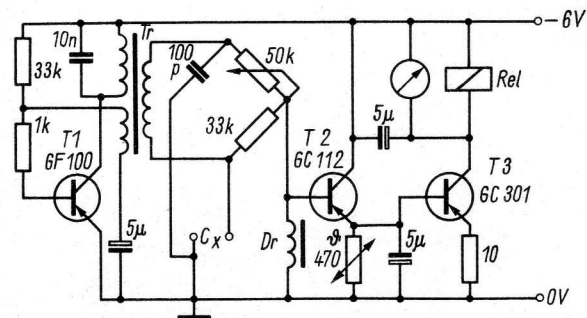


Bild 2 Kapazitives Relais in Brückenschaltung

4. Kapazitives Relais nach dem Diskriminatorprinzip

Der Oszillator nach Bild 3 schwingt in diesem Fall auf einer Frequenz von etwa 200 kHz. Die Ausgangsspannung wird über 2 hochohmige Widerstände mit Symmetrierpotentiometer einem aus 2 Kreisen bestehenden Frequenzdiskriminator zugeführt. Der Schwingkreis mit Tr2 wird fest auf 203 kHz eingestellt, die Eigenfrequenz des Schwingkreises mit Tr3 liegt im abgeglichenen Fall bei 197 kHz. Die Ausgangswicklungen der beiden Übertrager Tr2 und Tr3 sind gegenphasig in Serie geschaltet. In diesem Fall heben sich die beiden Sekundärspannungen auf, und das Instrument zeigt 0 an.

Ändert sich jetzt die Größe von C_x , dann verschiebt sich auch die Resonanzfrequenz dieses Kreises. Die Ausgangsspannung ist nicht mehr 0, sondern je nach Änderung der Kapazität unterhalb oder oberhalb des Nennwerts positiv bzw. negativ. Man arbeitet also auf der Flanke der Diskriminatorkurve, die durch Einstellung der Kreise nahe der Oszillatorfrequenz recht steil gemacht werden kann. Der Schwingübertrager Tr1 erhält auf einem üblichen Mittelwellenkern $300 + 60$ Wdg. als Kollektorspule und 5 Wdg. als Koppelspule zur Basis (Draht jeweils 0,1-mm-CuL). Die Transformatoren Tr2 und Tr3 bekommen primär je 400 Wdg. und sekundär je 70 Wdg. auf gleichem Kern. Bei Tr2 und Tr3 ist darauf zu achten, daß die Spulen durch Eisenkern um etwa 3 bis 4% abstimbar gehalten werden.

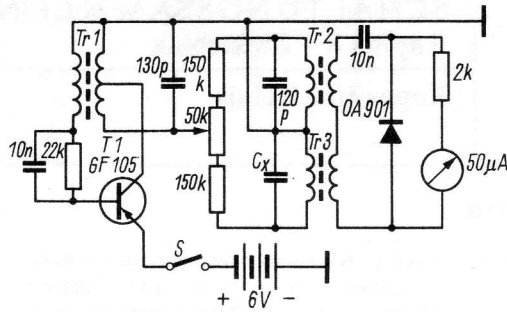


Bild 3 Kapazitives Relais mit Diskriminator
Batterie versehentlich falsch gezeichnet; Polung richtig!

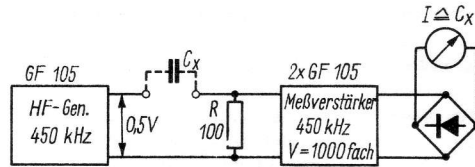


Bild 4 Direkte Kapazitätsmessung

5. Direkte Kapazitätsmessung nach der Spannungsteilermethode

Der Oszillator nach Bild 4 (am besten mit keramischem Filter bestückt) schwingt auf der ZF von etwa 450 kHz. Seine Ausgangsspannung wird konstantgehalten ($U_{eff} = 0,1$ bis $0,5$ V). Am Eingang des Meßverstärkers mit $2 \times 6F105$ und etwa 1000facher Verstärkung liegt ein genau bekannter niederohmiger Widerstand (100 bis 300Ω).

Das Verhältnis von $R_c = \frac{1}{\omega C}$ zu R bestimmt die Ausgangsspannung des Verstärkers und damit den Strom am Anzeigeeinstrument.

Der Aufwand ist hier zwar höher, jedoch ergibt sich bei stabilisierter Speisespannung eine gute Stabilität dieses Meßverfahrens. Es wird bei dem industriellen Meßgerät *LCM-1* (LC-Messer) des VEB WF Berlin benutzt.



1. Einleitung

Sehr oft wird ein definiert ablaufender Verzögerungsvorgang zum Schalten eines elektrischen Kreises benötigt. Für die Vergrößerung von Negativen in der Dunkelkammer z. B. muß die Lampe je nach Dichte des Negativs einige Sekunden bis Minuten leuchten, um den Film geeignet zu belichten. Beim Elektroschweißen darf der Strom den Elektroden nur einige Zehntelsekunden lang zugeführt werden. Strom kann man sparen, wenn das Licht im Treppenflur stets nur etwa 3 min brennt.

Für alle derartigen Zwecke benutzt man Zeitrelais, die entweder rein mechanisch (Uhrwerk), mechanisch-elektrisch oder rein elektronisch arbeiten. Hier sollen nun einige Möglichkeiten für Zeitrelais mit Transistoren vorgestellt werden.

2. Einfaches Zeitrelais

Bild 1 zeigt ein einfaches Transistorzeitrelais, das folgendermaßen arbeitet: Der Kondensator C lädt sich nach Anlegen der Betriebsspannung von 24 V über R1 exponentiell auf. Übersteigt die Ladespannung die Summe aus Zenerdiodespannung U_z plus Basisemitterspannung U_{BE} von T, dann leitet die vorher sperrende Zenerdiode plötzlich. Damit wird die Basis von T1 über R1 negativ, und es fließt ein starker Kollektorstrom, der das Relais Rel zum Anziehen bringt. Das Relais bleibt angezogen, bis die Betriebsspannung abgeschaltet wird.

Die Schaltung soll berechnet werden: Man wählt die Speisespannung U_B (hier 24 V) und die Zenerdiodespannung (hier $U_z = 9$ V; Typ ZA 250/9). Weiterhin müssen der zum sicheren Anziehen des Relais erforderliche Kollektorstrom und der Stromverstärkungsfaktor des Transistors bekannt sein. Es soll angenommen werden, daß $I_C = 10$ mA das Relais betätigt und daß ein Transistor mit $\beta = 50$ vorliegt.

Der Basisstrom ergibt sich dann zu $I_B = \frac{I_C}{\beta} = 200 \mu A$. Aus den Transistorkennlinien bestimmt man nun noch die erforderliche Basisspannung zu $U_{BE} = \frac{U_B}{R_2} = 0,2$ V.

Man wählt den Basiskreisstrom $I_{R_2} = \frac{U_{BE}}{R_2} = 100 \mu A$.

Der gesamte erforderliche Steuerstrom wird dann

$$I_{ges} = I_B + I_{R_2} = 200 + 100 = 300 \mu A.$$

Den maximalen Wert von R1 erhält man aus

$$R1_{max} = \frac{U_B - U_z}{I_{ges}} = \frac{24 - 9}{0,3} = 50 \text{ k}\Omega.$$

Der Kondensator C folgt aus

$$C = \frac{t}{R1 \cdot 2,3 \log \frac{1}{1 - \frac{U_z}{U_B}}}$$

Wenn man $t_{max} = 30$ s fordert, wird also $C = 400 \mu F$. Daraus kann man eine Eigenart dieser Zeitrelais erkennen, die für die praktische Realisierung Nachteile bringt, nämlich die Tatsache, daß große Verzögerungen hohe Kapazitätswerte verlangen. Daher kommen nur Elektrolytkondensatoren in Frage, die aber eine geringe zeitliche und Temperaturkonstanz ihrer Parameter aufweisen. Ein solches einfaches Zeitrelais wird also seine Verzögerung nicht konstanthalten, was für exakte Zeitgabe in manchen Fällen nicht zulässig ist.

3. Zeitrelais für fotografische Zwecke

Nach Betätigen des Druckknopfs (s. Bild 2) zieht das Relais für eine definierte Zeit an und fällt dann ab. Der Druckknopf muß einen Umschaltkontakt enthalten. Dieser legt im Moment der

Betätigung den Elektrolytkondensator C1 direkt an die mit 2 Zenerdioden stabilisierte Betriebsspannung. Nach Loslassen des Druckknopfs entlädt sich C1 über R1 nach einer Exponentialkurve. Das Relais Rel fällt ab, wenn die Spannung an C1 unter die Spannung U_{BE} abgefallen ist. Die Widerstände R2 und R3 begrenzen den Strom für den Transistor. Das Relais zieht bei 30 mA sicher an.

Stromversorgung erfolgt aus dem Wechselstromnetz über einen Transformator Tr (Kern M42, primär 5200 Wdg., 0,1-mm-CuL, sekundär 1200 Wdg., 0,1-mm-CuL) mit nachgeschaltetem Einweggleichrichter und Ladekondensator. Die Speisespannung wird durch die beiden Zenerdioden ZA 250/10 stabilisiert.

Will man eine präzisere Zeitgabe erreichen, dann muß man im zeitbestimmenden Kreis MP-Kondensatoren und Metallschichtwiderstände verwenden. Da die maximale Kapazität der MP-Kondensatoren (auch aus Volumengründen) nicht über 10 μF liegen sollte, wird ein schalttechnischer Kunstgriff angewendet, der auf dem Miller-Effekt beruht. Auf diese Weise läßt sich die wirksame Kapazität vergrößern. In der Schaltung Bild 3 bilden die Transistoren T1 und T2 den Miller-Integrator mit einem schaltbaren zeitbestimmenden Widerstand R (0,1 bis 2 M Ω) an der Basis von T1 und einem Rückkopplungskondensator C (10 μF) vom Kollektor von T2 nach der Basis von T1. Als einfaches unbelastetes RC-

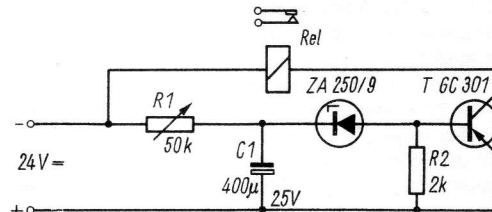


Bild 1 Einfaches Zeitrelais mit Transistor und Zenerdiode (ZA 250/9 ist umzupolen.)

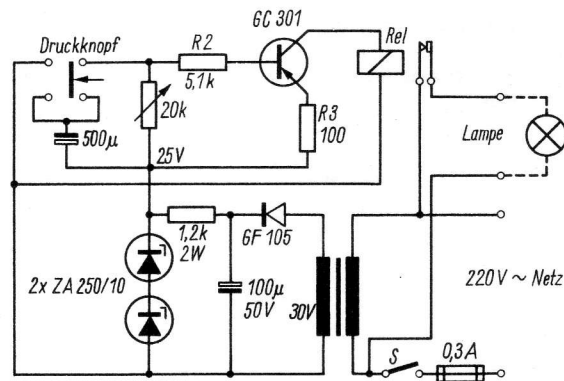


Bild 2 Zeitrelais für Vergrößerungsapparat (statt »GF 105« bitte setzen »GY 105«)

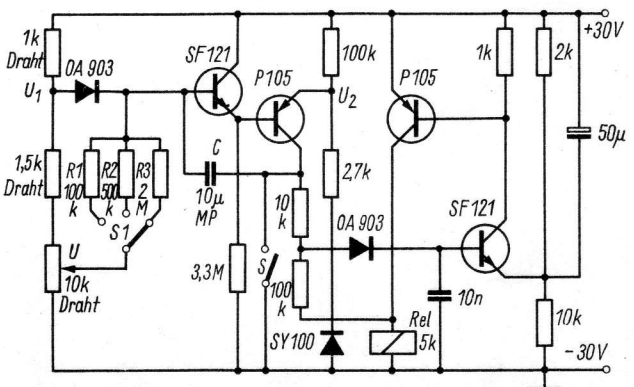


Bild 3 Verbessertes Zeitrelais mit Siliziumhalbleitern

Glied würde diese Kombination maximal eine Verzögerungszeit von $t = R \cdot C = 20$ s haben. Im vorliegenden Fall werden aber maximal 100 s Verzögerung erzielt. Zum besseren Betreiben des Ausgangsrelais wird dieser Verzögerungsstufe eine Schaltstufe mit den Transistoren T3 und T4 nachgesetzt. T3 betreibt das Relais Rel.

Im Ruhezustand bleibt Schalter S geschlossen. C ist auf U1 aufgeladen. Da U1 kleiner wird als U2, leitet T2, während T1 sperrt. Öffnet man den Schalter, dann springt die Kollektorspannung von T2 in positiver Richtung.

Da C seine Ladung hält, wird der Sprung an die Basis von T1 übertragen: D1 sperrt, und T1 leitet. Das bewirkt ein Sperren von T2, und der Spannungssprung am Kollektor von T2 wird auf $U_2 - U_1$ begrenzt. Danach steigt die Kollektorspannung von T2 auf Grund des *Miller*-Effekts linear mit der Zeit an. Wenn die Spannung am Punkt R5/R6 den Wert U_3 erreicht, beginnen D2 und T4 zu leiten, und der Kollektorstrom von T4 öffnet T3 ebenfalls. Dadurch zieht Rel an. T1 und T2 bilden eine *Darlington*-Stufe in pnp-npn-Technik. Für hohe Stabilität werden in dieser Schaltung Si-Transistoren eingesetzt, z. B. die Typen SF 121 und SC 105 (bzw. P 105 SU).

Auch die benutzten Dioden sind Siliziumtypen. Mit den Werten $U_2 = 29$ V, $U_1 = 27,6$ V und $U_3 = 25$ V ergibt sich für $U_0 = U_3$ und $t = T$ die Beziehung

$$T = \frac{26 CR}{29 U}$$

Bei $R = 2$ M Ω wird also $T_{\max} = 104$ s. Im Temperaturbereich von 0 bis +50 °C ergibt sich eine Genauigkeit für die Zeitgabe von 2%, was für sehr viele Anwendungsfälle ausreicht. Man erkennt den dafür nötigen höheren Aufwand.

Weitere Möglichkeiten des Zeitrelais sind:

- Zählen von Impulsen, die ein höherfrequent schwingender Impuls-generator abgibt;
- Auslösen nach Durchlauf einer vorgewählten Zahl von Impulsen;
- Ausnutzung des Nulldurchlaufs zweier gegengeschalteter, zeitlich veränderlicher (exponentieller) Spannungen.

In der Mehrzahl der Fälle wird der Amateur mit einfachen Transistorzeitrelais auskommen, wie sie z. B. von Oettel [2] angegeben wurden.

4. Literatur

- [1] Fischer: Transistortechnik, 4. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
- [2] Oettel: Kybernetische Schildkröte, Zeitschrift funkamateure H. 6, 7 und 8/1964



1. Einleitung

Der Telegrafiebtrieb bietet auf den überfüllten KW-Amateurbändern noch eine gewisse Garantie für sichere Funkverbindungen. Dabei können auf den höherfrequenten Bändern zu günstigen Verkehrszeiten alle Erdteile erreicht werden. Telefonbetrieb mit Amplitudenmodulation (AM) schränkt die Verkehrsmöglichkeiten schon stark ein. Für sichere Funkverbindungen muß man bei Telefonbetrieb schon die Einseitenbandmodulation (SSB) vorsehen, die allerdings hohen technischen Aufwand erfordert. Ein Vorteil der KW-Amateurfrequenzbereiche liegt darin, daß alle höheren Frequenzbereiche harmonisch zum 80-m-Band liegen. Tabelle 1 gibt dafür die Übersicht.

Tabelle 1 Frequenzbereiche der Amateurbänder

Amateurband	Frequenzbereich
80 m	3 500... 3 800 kHz
40 m	7 000... 7 100 kHz
20 m	14 000... 14 350 kHz
15 m	21 000... 21 450 kHz
10 m	28 000... 29 700 kHz

Damit ist es möglich, alle KW-Amateurfunkbereiche nach entsprechender Frequenzervielfachung mit Hilfe eines einzigen Steueroszillators zu erreichen. Allerdings muß man beachten, daß die höherfrequenten KW-Amateurbänder im Verhältnis zum 80-m-Band schmaler sind. Diesen Umstand kann man berücksichtigen, wenn man im Steueroszillator den 80-m-Schwingkreis so auslegt, daß der Anfangsbereich zwischen 3,5 und 3,6 MHz elektrisch mehr gedehnt wird als der Bereich zwischen 3,6 und 3,8 MHz. Bild 1 zeigt die Blockschaltung eines Telegrafiesenders, der aus einem mehrstufigen Steuersender und der nachfolgenden PA-Stufe besteht. Der Steuersender ist umschaltbar und gibt für jedes KW-Amateurband genügend Ansteuerung für die PA-Stufe. In der Treiberstufe des Steuersenders erfolgt die Tastung des Senders für Telegrafiebtrieb.

2. Der Steuersender

Die mit 2 Röhren (ECF 82, EL 83) aufgebaute Schaltung zeigt Bild 2. Das Pentodensystem der ECF 82 dient als Steueroszillator in Clapp-Schaltung. Der Schwingkreis besteht aus der Induktivität L1 und der Reihenschaltung der Kapazitäten C1, C2 und C3. Über C2 regt die HF-Ausgangsspannung den Schwingkreis an. Ein Teil der Schwingkreisspannung gelangt über C1 an das Steuergitter, so daß der Rückkopplungskreis geschlossen ist. Die Clapp-Schaltung arbeitet sehr frequenzstabil, weil große Kapazitäten (C1, C2) den sich verändernden Röhrenkapazitäten (C_{gk} , C_{ga} , C_{ak})

parallelliegen. Bei der angegebenen Dimensionierung muß L1 eine Induktivität von etwa 30 μ H haben. Bei einem Spulenkörper mit 30 mm Durchmesser und einer Wicklungslänge von 30 mm sind etwa 40 Wdg., 0,6-mm-CuL, notwendig. Die HF-Drossel im Kathodenkreis hat etwa 350 Wdg., 0,1-mm-CuL, in mehreren Teilwicklungen auf einem Isolierstoffröhrchen aufgebracht. Für alle Kondensatoren im Schwingkreis werden hochwertige HF-Typen verwendet. Der Anodenkreis wird für die einzelnen KW-Bänder mit der Schalterebene S1a umgeschaltet.

Für 80 m ist ein Anodenwiderstand von 5 k Ω vorgesehen, bei 40 m, 20 m und 15 m gleicht man die Resonanzdrossel L2 auf 7 MHz ab, so daß für diese Bänder bereits die doppelte Oszillatorfrequenz an die Treiberstufe gelangt. Beim Betrieb auf dem 10-m-Band (28 MHz) wird die Resonanzdrossel L3 ebenfalls auf 7 MHz abgeglichen. Außerdem schaltet man das Triodensystem der Röhre ECF 82 über die Schalterebene S1b ein. Mit diesem Triodensystem wird die Frequenz auf 14 MHz verdoppelt. L4 dient dabei als Resonanzdrossel. Die Spulendaten von L2, L3 und L4 enthält Tabelle 2. Als Spulenkörper dient ein 8-mm-Stiefelkörper mit HF-Abgleichkern.

Tabelle 2 Spulendaten der Resonanzdrosseln

Spule	Windungszahl; Draht	Resonanz bei
L2	45 Wdg., 0,2-mm-CuL	7 MHz
L3	45 Wdg., 0,2-mm-CuL	7 MHz
L4	35 Wdg., 0,3-mm-CuL	14 MHz

Die Treiberstufe mit der Röhre EL 83 wird bei 80 m mit 3,5 MHz, bei 40 m, 20 m und 15 m mit 7 MHz, bei 10 m mit 14 MHz angesteuert.

Dabei treten folgende Betriebsweisen auf:

- 80 m – Geradeausbetrieb
- 40 m – Geradeausbetrieb
- 20 m – Verdopplerbetrieb
- 15 m – Verdreifacherbetrieb
- 10 m – Verdopplerbetrieb

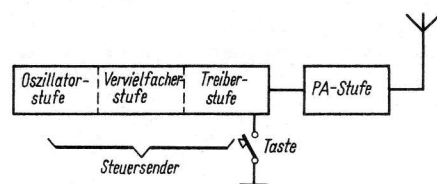


Bild 1 Blockschaltung des Telegrafiesenders

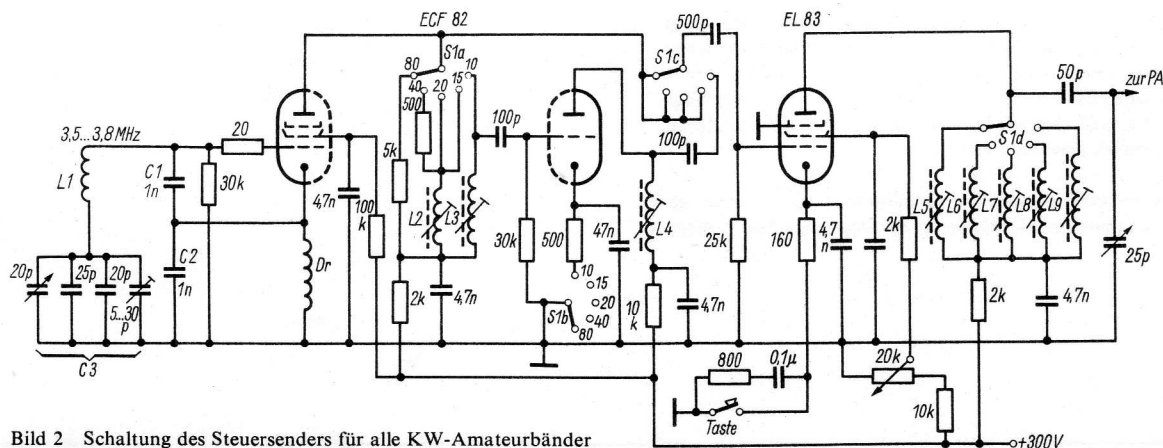


Bild 2 Schaltung des Steuersenders für alle KW-Amateurbänder

Die Anodenkreisspulen sind für die einzelnen Bänder ausgelegt, so daß die PA-Röhre immer im Geradeausbetrieb angesteuert wird. Mit dem Drehkondensator 25 pF kann man den Treiber-Anodenkreis abstimmen. Die Spulendaten sind in Tabelle 3 angeführt. Die Spulenkörper sind auch hier 8-mm-Stiefelkörper mit HF-Kern.

Tabelle 3 Spulendaten der Anodenkreisspulen

Band	Spule	Windungszahl, Draht
80 m	L5	70 Wdg., 0,3-mm-CuL
40 m	L6	40 Wdg., 0,4-mm-CuL
20 m	L7	25 Wdg., 0,6-mm-CuL
15 m	L8	15 Wdg., 0,8-mm-CuL
10 m	L9	10 Wdg., 1,0-mm-CuL

Die HF-Ansteuerung der PA-Röhre ist einstellbar. Dazu wird mit dem 20-k Ω -Potentiometer die Schirmgitterspannung verändert. Außerdem erfolgt im Katodenkreis der Treiberöhre die Tastung des Senders. Zur Entstörung der Taste sind die Kontakte durch ein RC-Glied (etwa 100 Ω und 0,1 μ F) überbrückt. Es ist empfehlenswert, den Steuersender auf einem getrennten Teilchassis des Senders unterzubringen und gegen die PA-Stufe abzuschirmen. Zur Stromversorgung werden eine mit etwa 1,2 A belastbare Heizspannung von 6,3 V und eine Gleichspannung von etwa 300 V bei maximal 70 mA benötigt.

3. Die PA-Stufe

Die vom Steuersender abgegebene Steuerleistung reicht für PA-Röhren bis etwa zu einem mittleren Input von 100 W aus. Geeignete PA-Röhren sind z. B. PL 36, PL 500, SRS 552 oder SRS 551. Bild 3 zeigt eine PA-Stufe mit der Röhre PL 36 bzw. PL 500. Mit den angegebenen Spannungswerten wird bei CW-Betrieb ein Input von etwa 50 W erreicht. Die Anodenspannung kann bis 750 V betragen. Schaltet man 2 Röhren parallel, so läßt sich bei einer Anodenspannung von etwa 600 V ein Input bis zu 250 W einstellen. Bei einer so leistungsstarken Endstufe empfiehlt sich die Anwendung eines eisenlosen Netzteils. Mit Siliziumdioden und einer Spannungsverdopplung werden direkt aus dem Netz etwa 600 V gewonnen.

Die HF-Drossel 2,5 mH besteht aus etwa 250 Wdg., 0,3-mm-CuL. Die Schutzdrossel direkt an der Anode hat 6 Wdg., 1-mm-Cu (versilbert); sie wird als Luftspule über einen Widerstand 100 Ω /0,5 W gewickelt.

Infolge der Parallelspeisung ist der als π -Filter ausgeführte PA-Kreis gleichspannungsfrei. Der Ankopplungskondensator 1 nF muß daher hochspannungsfest (> 1 kV) sein. Die Spule L10 des π -Filters befindet sich auf einem Keramikkörper mit 60 mm Durchmesser und besteht aus 25 Wdg., 2- bis 3-mm-Cu (versilbert). Die Anzapfungen liegen

- für 10 m an der 3.,
- für 15 m an der 5.,
- für 20 m an der 9.,
- für 40 m an der 15. Windung.

Der Umschalter S2 muß eine keramische HF-Ausführung sein: Die im Gitter- und Anodenkreis vorgesehenen Strommesser sind nach den angegebenen Stromwerten zu shunten.

Soll die PA-Stufe amplitudenmoduliert werden, so ist der Input wesentlich zu verringern, damit die PA-Röhre nicht überlastet wird. Auch die Drehkondensatoren des π -Filters müssen einen größeren Plattenabstand haben, damit keine Spannungsüberschläge vorkommen. Bei SSB-Betrieb kann etwa mit dem gleichen Input wie bei CW-Betrieb gerechnet werden.

Achtung! Senderschaltungen dürfen nur aufgebaut und in Betrieb genommen werden, wenn eine Genehmigung der Deutschen Post vorliegt!

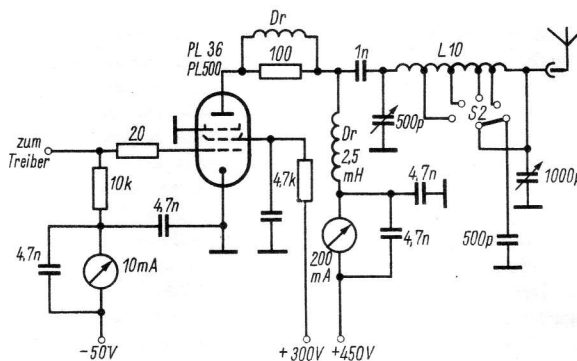


Bild 3 Schaltung einer PA-Stufe für Telegrafiebtrieb

1. Einleitung

Das 80-m-Amateurband (3500...3800 kHz) ist das meistbenutzte Amateurband für Nah- und Europaverbindungen. Auch für die Fuchsjagd benutzt man diese Frequenzen. Die folgende Senderschaltung wird beiden Anforderungen gerecht. Da man im Amateurfunkverkehr die gleiche Frequenz wie die Gegenstation benutzt, ist ein abstimmbarer Steueroszillator (VFO) vorgesehen, der den Frequenzbereich von 3500 kHz...3800 kHz erfaßt. Ein Funkverkehr außerhalb dieses Bereichs darf nicht erfolgen. Für den Betrieb als Fuchsjagdsender ist mittels Quarzoszillator ein einfaches Arbeiten auf einer vorgegebenen Frequenz möglich. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild dieses Telefoniesenders.

2. Der VFO (variabler Steueroszillator)

Für den variablen Steueroszillator wird eine Röhre *EF 80* benutzt, da die verwendete ECO-Schaltung eine Pentode mit getrennt herausgeführtem Bremsgitter verlangt (Bild 2). Die Schwingkreisspule *L1* hat eine Induktivität von 10 µH. Empfehlenswert wegen der guten Frequenzstabilität ist eine Keramikspule mit aufgebraunten Windungen (VEB Keramische Werke Hermsdorf; Durchmesser 30 mm, 24 Wdg.). Die Anzapfung liegt etwa an der 5. Windung, von Masse aus gerechnet. Die HF-Drossel 2,5 mH läßt sich leicht selbst herstellen. Auf ein Isolierstoffröhrchen klebt man 2 Pappscheiben. In diesen Wickelraum kommen dann etwa 350 Wdg., 0,15-mm-CuL. Auch Kreuzspulenwickel aus alten Spulensätzen bzw. Bandfiltern sind geeignet. Verwendet man mehrere Spulenwicklungen, so ist bei der Reihenschaltung zu beachten, daß der gleiche Wicklungssinn eingehalten wird. Über den Umschalter *S1a* gelangt das Signal an die Pufferstufe, die die Rückwirkungen der PA-Stufe auf den Oszillator verringert. Über den Schaltkontakt *S1b* wird die Anodenspannung zum VFO bzw. zum Quarzoszillator geführt.

Ein weiterer Kontakt kann die Heizspannung umschalten. Mit einem Frequenzmesser oder dem Stationsempfänger (mit Eichpunktgeber) wird die Skala des VFO im Bereich 3500...3800 kHz geeicht.

3. Der Quarzoszillator

In der angegebenen Schaltung (Bild 2) schwingt der Quarz aperiodisch, d. h., bei Quarzwechsel braucht man an dieser Stufe nichts zu ändern. Meist wird die Fuchsjagd im Bereich 3500 kHz...3650 kHz durchgeführt, so daß ein Quarz für eine dieser Frequenzen vorgesehen werden muß. Die Drossel hat etwa die gleichen Daten wie beim VFO. Über den Schaltkontakt *S1a* gelangt die Quarzfrequenz zur Pufferstufe. Will man bei einer Fuchsjagd statt mit Telefonie in Telegrafie arbeiten, so sollte die Tastung im Quarzoszillator erfolgen.

Dazu wird die HF-Drossel im Katodenkreis von Masse abgelötet und an eine isolierte Telefonbuchse gelegt. Eine zweite Telefonbuchse verbindet man mit Masse. Die Taste ist an diese beiden Buchsen anzuschließen. Bei Telefoniebetrieb müssen allerdings die Buchsen durch einen Kurzschlußstecker überbrückt werden. Von der Doppeltriode *ECC 81* wird ein System für den Quarzoszillator benutzt.

4. Die Pufferstufe

Zur besseren Frequenzstabilität des Senders verwendet man das zweite Triodensystem der Röhre *ECC 81* zwischen Steueroszillator und PA-Stufe als Pufferstufe (Bild 2). Die erforderliche Gittervorspannung stellt sich automatisch ein. Im Anodenkreis ist ein Schwingkreis für das 80-m-Band vorgesehen, der jeweils nachgestimmt werden kann. Die Spule *L2* hat eine Induktivität von etwa 20 µH. Bei einem Spulenkörper mit 30 mm Durchmesser und einer Wicklungslänge von 40 mm sind etwa 40 Wdg., 0,8-mm-CuL, erforderlich. Es ist darauf zu achten, daß die Spulen *L1*, *L2* und *L3* nicht koppeln, da sonst leicht Selbsterregung der Schaltung auftritt. Ist *L1* senkrecht aufgebaut, so sollte *L2* waagrecht angeordnet werden.

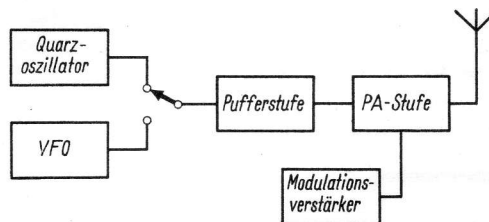
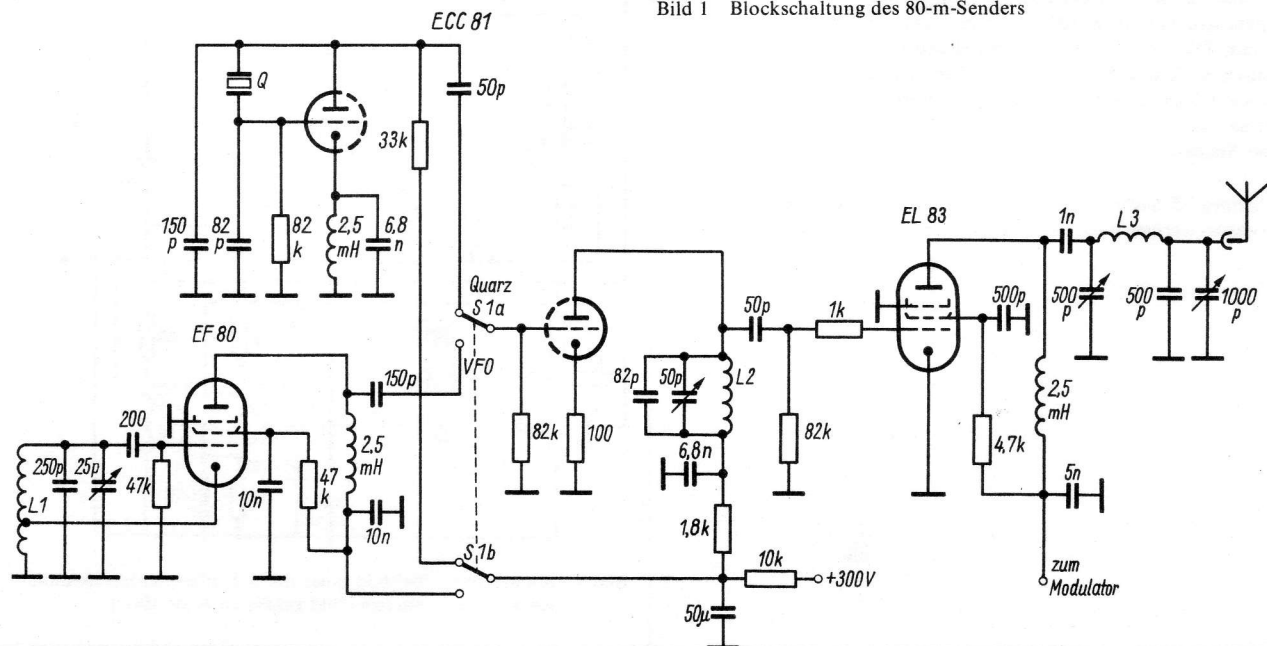


Bild 1 Blockschaltung des 80-m-Senders

Bild 2 Schaltung des 80-m-Senders





1. Einleitung

Einfachste Fernsteuersender arbeiten ohne Modulation, d. h. nur nach dem Ein/Aus-Prinzip. Schaltet man den Sender ein, so nimmt der Empfänger ein HF-Signal auf, und es wird z. B. ein Relais betätigt. Nach dem Abschalten des Senders kehrt auch der Empfänger wieder in seinen Anfangszustand zurück. Sollen mehrere Kommandos unabhängig voneinander zum Empfänger im Modell übertragen werden, so moduliert man bei einfachen Fernsteueranlagen den Sender mit Tonfrequenzen. Der Empfänger verarbeitet diese Tonfrequenzen selektiv, so daß nur das der jeweiligen Tonfrequenz zugeordnete Relais ansprechen kann.

Die Stufen eines mit Tonfrequenzen modulierten Fernsteuersenders erkennt man aus Bild 1. Zu Sender- und Modulatorteil gehören die Stromversorgung und die möglichst angepaßte Antenne. Da für die erforderlichen Reichweiten (einige hundert Meter) Transistorschaltungen mit HF-Ausgangsleistung zwischen 20 und 50 mW ausreichen, ist die Stromversorgung unproblematisch. Geeignet sind Batterien und kleinere Akkumulatoren für 9 bis 12 V. Als Transistoren für die Senderstufen eignen sich der OC 883 (oder entsprechende LF-Typen) und die Reihe GF 140, für den Tongenerator und den Modulator fast alle NF-Typen der GC-Reihe oder entsprechende LC-Typen.

2. Quarzoszillator

Die meistbenutzte Fernsteuerfrequenz ist 27,12 MHz. Das schmale zugelassene Frequenzband legt für den Fernsteuersender eine Quarzstabilisierung nahe. Neben dem Vorteil des betriebssicheren Arbeitens ergibt sich auch ein einfacher Nachbau, weil alle Schwingkreise des Senders nur auf maximale Ausgangsleistung abzugleichen sind. Bild 2 zeigt die heute üblichen Quarzoszillatorschaltungen mit verschiedener Anordnung des Quarzes. Der Kollektorschwingkreis wird auf maximalen Ausschlag eines HF-Indikators (Feldstärkemesser bzw. Absorptionsfrequenzmesser) mit dem HF-Eisenkern abgestimmt. Durch An- und Abschalten der Betriebsspannung kontrolliert man, daß der Quarzoszillator sicher anschwingt. Der Kollektorstrom soll 5 bis 6 mA betragen. Neben den angeführten Transistoren ist in dieser Stufe auch der GF 122 brauchbar. Die Bauelementedaten der Schaltung nach Bild 2 faßt Tabelle 1 zusammen.

Tabelle 1 Daten zu Bild 2

Bauelement Daten

Q	Schwingquarz 27,12 MHz
L1	20 Wdg., 0,4-mm-CuL, 8 mm Durchmesser, mit HF-Eisenkern
L2	3 Wdg., 0,5-mm-CuL, neben L1 gewickelt
Dr	200 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf Widerstand 1 MΩ/0,25 W

Bild 2 Schaltungen für Quarzoszillatoren (Quarz 27,12 MHz)

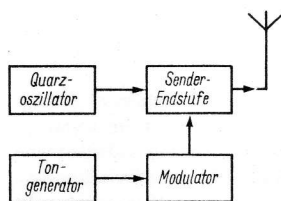
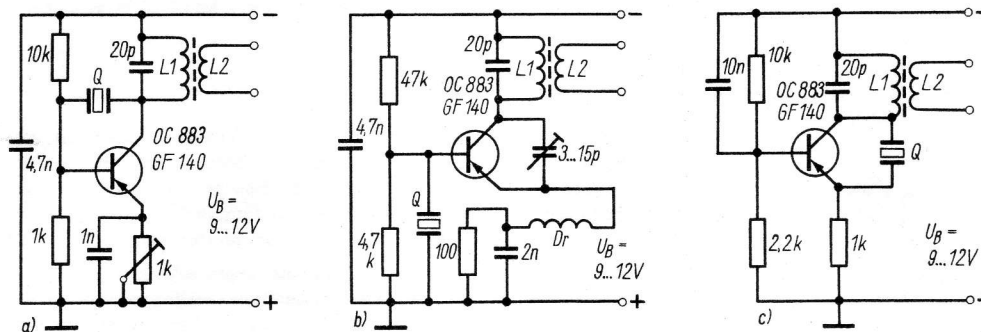


Bild 1 Blockschaubild eines Fernsteuersenders

Bild 4 Schaltungen für Tongeneratoren

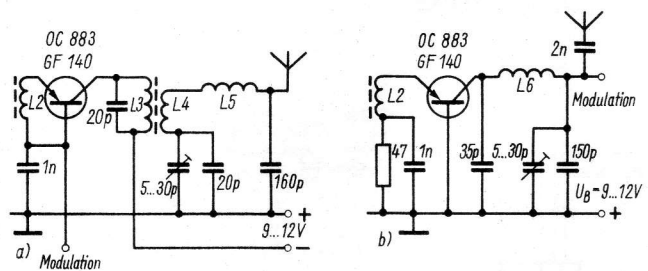
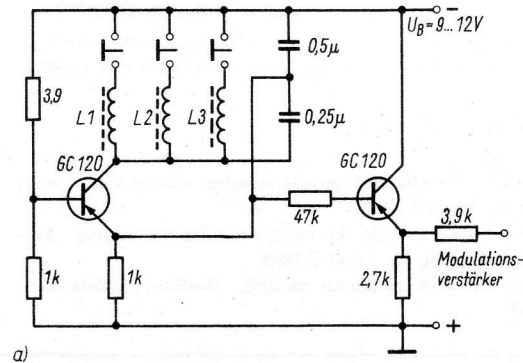


Bild 3 Senderendstufen in Basisschaltung



1. Einleitung

Der Geradeausempfang ist das einfachste Empfangsprinzip. Empfindlichkeit und Trennschärfe genügen ersten Ansprüchen. Industriell werden derartige Geräte nicht mehr hergestellt. Durch die unkomplizierte Schaltungstechnik eignen sich Geradeauschaltungen zum Nachbau durch den Anfänger. Die folgenden Erläuterungen sind dem angepaßt. Sie beschränken sich auf die bewährte Schaltungstechnik von Röhrengeräten, da diese dem Anfänger heute schon weniger geläufig sind als die mit Transistoren.

Der einfachste Geradeausempfänger besteht aus der Audionstufe und dem Niederfrequenzverstärker (NF-Teil). Dazu kommt noch die Stromversorgung (Netzteil) für beide Baustufen. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung dieses Empfängertyps.

2. Die Audionstufe

Die von der Antenne kommenden Sendersignale gelangen über die Antennenspule L_a induktiv an den abstimmbaren Schwingkreis LC des Empfängers (vgl. Bild 2). Mit dem Drehkondensator C stimmt man den Schwingkreis auf einen Sender des Empfangsbereichs (z. B. Mittelwelle = MW) ab. Das ausgewählte Sendersignal muß nun demoduliert werden, damit man zur weiteren Verstärkung die interessierende Niederfrequenzspannung (NF) erhält. Im Sender wird bekanntlich die Niederfrequenzspannung der Trägerfrequenz aufmoduliert, damit eine drahtlose Übertragung erfolgen kann. Beim Empfänger gewinnt man durch die Demodulation diese NF-Spannung zurück.

Zur Demodulation hochfrequenter Signale eignen sich im Empfänger

- der Diodengleichrichter,
- der Anodengleichrichter,
- der Gittergleichrichter,
- der Katodengleichrichter.

Bei Geradeausempfängern wird der Diodengleichrichter nicht benutzt, da er zu unempfindlich ist. Eine Ausnahme bilden der Detektorempfänger und einige halbleiterbestückte Schaltungen. Das Hauptanwendungsgebiet des Diodengleichrichters liegt beim Superhetempfänger.

Bei der Anodengleichrichtung (Bild 2) erhält das Gitter durch den Katodenwiderstand eine so hohe negative Vorspannung, daß sich der Arbeitspunkt im unteren Knick der Kennlinie befindet. Bei einer anliegenden HF-Spannung rufen nur die positiven Halbwellen einen verstärkten Anodenstrom hervor. Die NF-Spannung wird am Anodenwiderstand abgenommen, der Kondensator zwischen Anode und Masse unterdrückt die auftretende HF-Spannung. Vorteilhaft ist bei dieser Schaltung die geringe Bedämpfung des Schwingkreises; auch größere HF-Amplituden werden gut verarbeitet. Trotzdem benutzt man diese Schaltung nur wenig, weil sie zu unempfindlich ist. Bei kleinen HF-Amplituden erfolgt durch die Krümmung der Kennlinie im unteren Knick eine erhebliche Verzerrung.

Am meisten verwendet man im Geradeausempfänger die Gittergleichrichtung (Bild 3), in Verbindung mit einer Rückkopplung vielfach als Audionschaltung bezeichnet. Das Steuergitter wird einmal als Diodenanode zur Demodulation (Gleichrichtung), zum anderen als Steuergitter zur Verstärkung der erhaltenen NF-Spannung verwendet. Am Anodenwiderstand läßt sich die verstärkte NF-Spannung abnehmen. Der Gitterableitwiderstand ($1\text{ M}\Omega$) wird wie in Bild 3 geschaltet, er kann aber auch parallel zum Gitterkondensator (100 pF) liegen. Da die entstehende Richtspannung als Gittervorspannung wirkt, arbeitet die Schaltung bei kleinen Signalen gut. Bei größeren Signalen verzerrt sie, da der Arbeitspunkt in Richtung des Kennlinienknicks verschoben wird. Eine besonders verzerrungsarme Demodulationsschaltung ist der Katodendetektor (Bild 4), der allerdings größere Eingangsspannungen verlangt. Eine Anwendung empfiehlt sich bei Qualitätsempfang des Ortssenders (*Hi-fi*-Anlagen).

Eine wesentliche Verbesserung der Trennschärfe und der Empfindlichkeit erzielt man durch eine Rückkopplung. Dabei wird von der

Anode ein Teil der noch vorhandenen HF-Spannung zum Steuergitter phasengleich zurückgeführt. Die Rückkopplung entdämpft den am Steuergitter liegenden Schwingkreis, wodurch sich die genannten Verbesserungen erzielen lassen. Meist macht man die Rückkopplung einstellbar, damit ein Angleich an das empfangene Signal erfolgen kann. Kurz vor dem Schwingungseinsatz hat die Schaltung die günstigsten Werte. Kurz hinter dem Schwingungseinsatz ist der Empfang unmodulierter Telegrafenzeichen möglich. Die rückgekoppelte HF-Spannung wird meist induktiv zum Schwingkreis (der am Steuergitter liegt) zurückgeführt. Dabei gibt es verschiedene Schaltungen, die sich durch die Anordnung des Rückkopplungswegs und durch die Einstellung der Rückkopplung unterscheiden.

Bild 5 zeigt die sehr häufig verwendete Schaltung für die Audionstufe eines Geradeausempfängers. Von der Antenne gelangt die HF-Spannung über einen Kondensator 100 pF an die Antennenspule L_a . Induktiv wird sie dann an den Schwingkreis (L_g und 500-pF -Drehkondensator) geführt. Mit dem Drehkondensator stimmt man den Schwingkreis auf einen bestimmten Sender ab. Dieses Sendersignal wird zwischen Steuergitter und Katode der verwendeten Pentode *EF 80* gleichgerichtet, das entstehende NF-Signal zwischen Steuergitter und Anode der gleichen Röhre verstärkt. Am Anodenwiderstand von $200\text{ k}\Omega$ entnimmt man über

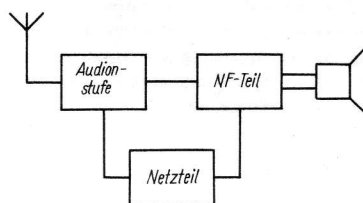


Bild 1 Prinzipschaltung eines einfachen Geradeausempfängers

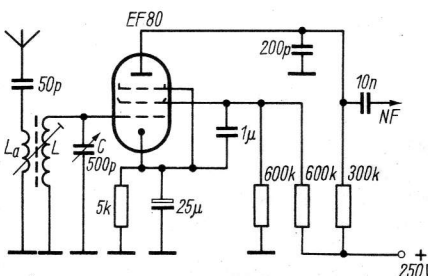


Bild 2 Schaltung für die Anodengleichrichtung

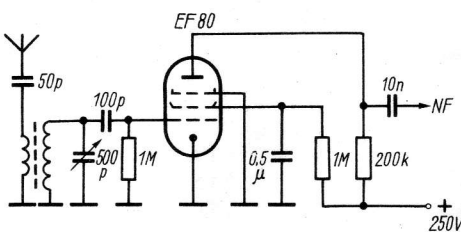


Bild 3 Schaltung für die Gittergleichrichtung

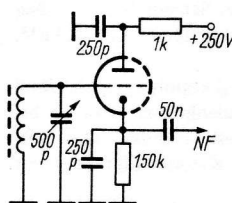


Bild 4 Schaltung für den Katodendetektor

einen Kondensator von 10 nF dieses verstärkte NF-Signal und führt es einem NF-Verstärker zu. Die Schirmgitterspannung stellt sich im Gegensatz zum Anodengleichrichter (s. Bild 2, dort Spannungsteiler) mit Hilfe eines Vorwiderstands von 1 MΩ ein. Der Widerstand von 50 kΩ sowie die Kondensatoren 0,5 μF und 1 μF dienen zur Siebung.

An der Anode ist noch eine restliche HF-Spannung vorhanden, die zur Rückkopplung ausgenutzt wird. Der 100-pF-Kondensator und der 10-kΩ-Widerstand (oder HF-Drossel, etwa 2,5 mH) verhindern, daß diese HF-Spannung in den NF-Verstärker abwandert.

Es bleibt also nur der Weg über den 250-pF-Drehkondensator und die Rückkopplungsspule L_r . Diese Spule koppelt induktiv die rückgeführte HF-Spannung an den Schwingkreis. Der Rückkopplungswert wird am 250-pF-Drehkondensator eingestellt. Da an die Güte der Bauelemente des Rückkopplungswegs keine besonderen Anforderungen gestellt werden, genügt für diesen Drehkondensator eine Hartpapierausführung.

Die richtige Phasenlage am Schwingkreis ergibt sich durch entsprechende Polung der Spulen L_g und L_r . Werden beide Spulen mit gleichem Windungssinn hintereinander gewickelt, so kommen die beiden inneren Enden an Masse, die äußeren an die Drehkondensatoren 500 pF und 250 pF. Die Antennenspule L_a wird wie die Schwingkreisspule angeschlossen.

Bei manchen Hartpapier-Drehkondensatoren ist die Achse nicht isoliert, sondern mit dem Rotorpaket verbunden. Dafür gilt die Schaltung nach Bild 6. Die Rückkopplung funktioniert aber in der gleichen Weise.

Bild 7 zeigt eine interessante Rückkopplungsschaltung, bei der man für die Rückkopplung eine getrennte Röhre verwendet. Diese Schaltung arbeitet sehr stabil, denn der Schwingkreis wird nur schwach bedämpft. Außerdem entfällt der frequenzverstimmende Einfluß durch die Rückkopplung. Auch die NF-Spannung wird an der Rückkopplungsröhre ausgekoppelt. Die Rückkopplungsregelung erfolgt elektronisch durch die Veränderung der Anodenspannung der Eingangsröhre. Für diese Schaltung eignet sich eine Doppeltriode. Das 1. Röhrensystem arbeitet in Anodenbasisschaltung, das 2. in Katodenbasisschaltung.

Als Audionröhre eignen sich Trioden und Pentoden (letztere bringen durch die mögliche größere Verstärkung bessere Ergebnisse).

Tabelle 1 gibt Richtwerte für beide.

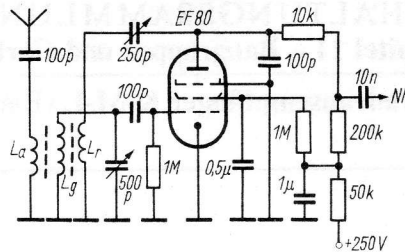


Bild 5 Audionstufe mit induktiver Rückkopplung

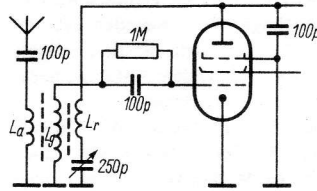


Bild 6 Andere Rückkopplungs-Schaltungsmöglichkeit der Audionstufe nach Bild 5

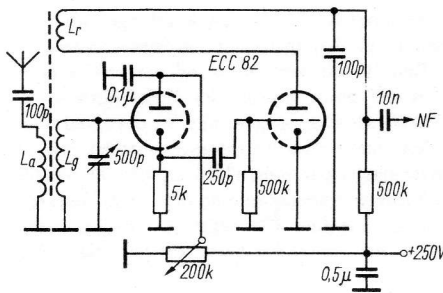


Bild 7 Audionschaltung mit getrennter Rückkopplungsröhre

Tabelle 1 Richtwerte

	Triode	Pentode	Werte
Anodenspannung	35...55	20 ... 30	V
Anodenwiderstand	100	200 ... 300	kΩ
Schirmgitterspannung	—	15 ... 25	V
Schirmgitterwiderstand	—	0,5... 1,0	μΩ
Gitterkondensator	100	50 ... 100	pF
Gitterableitwiderstand	1	1 ... 2	μΩ

Bild 8 zeigt den Spulensatz eines Einkreisgeradeempfängers für 3 Wellenbereiche: Kurzwelle (KW) 6...20 MHz, Mittelwelle (MW) 510...1620 kHz, Langwelle (LW) 150...400 kHz. Die Bedeutung der einzelnen Wicklungen geht aus Tabelle 2 hervor.

Tabelle 2 Wicklungen

	KW	MW	LW
Antennenspule	L1	L4	L7
Schwingkreisspule	L2	L5	L8
Rückkopplungsspule	L3	L6	L9

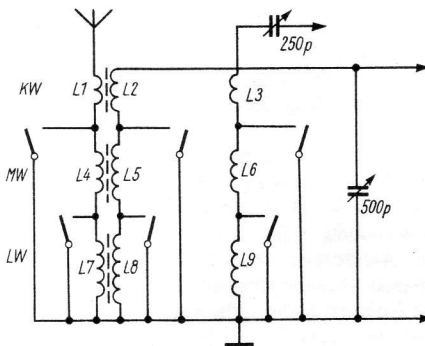


Bild 8 Schaltung eines Einkreiserspulensatzes für 3 Wellenbereiche

Mit einem Drehkondensator von 500 pF im Schwingkreis ergeben sich für den Spulensatz etwa folgende Induktivitäten: L2 - 1,3 μH, L5 - 0,180 mH, L8 - 1,8 mH.

Für Antennenankopplungsspule und Rückkopplungsspule muß man je nach Röhrensteilheit und HF-Spulenkörper etwa 15 bis 30% der Windungen der Schwingkreisspule rechnen. Die Umschaltung am Spulensatz kann mit einem Kreisschalter oder mit einem Tastenschalter erfolgen.



3. Der NF-Verstärker

Von der Audionstufe erhält man über einen Kopplungskondensator (5 bis 10 nF) das niederfrequente Signal des empfangenen Senders.

Für einen Lautsprecher ist das Signal noch zu schwach. In einem Niederfrequenzverstärker wird es daher auf eine ausreichende Größe verstärkt. Die mit einer Pentode bestückte Audionstufe gibt so viel NF-Spannung ab, daß damit eine NF-Endröhre angesteuert werden kann. Eine geeignete Schaltung mit der Endpentode EL 95 zeigt Bild 9. Das Steuergitter liegt über den Kopplungskondensator 10 nF am Anodenwiderstand der Audionröhre. Eine zusätzliche Lautstärkeregelung erfolgt nicht, da man dies mit entsprechender Stellung der Rückkopplung erreicht. Die Röhre EL 95 gestattet eine Ausgangsleistung bis etwa 3 W. Verwendet man die Röhre EL 84, so erhält man etwa 5 W Ausgangsleistung. Allerdings sind dann ein Katodenwiderstand von 135 Ω und ein anderer Ausgangsübertrager ($R_a = 5,2 \text{ k}\Omega$) erforderlich. Der Ausgangsübertrager paßt die niederohmige Schwingspule des Lautsprechers an den Außenwiderstand R_a der Endröhre an.

Eine größere Verstärkungsreserve hat man zur Verfügung, wenn der NF-Verstärker 2stufig ausgeführt wird. Zu diesem Zweck produziert die Industrie Verbundröhren, die in einem Glaskolben 2 Röhrensysteme enthalten. z. B. die Röhre ECL 82. Das Triodensystem dient als NF-Vorverstärker, das Pentodensystem entspricht dem einer NF-Endröhre. Eine brauchbare Schaltung zeigt Bild 10, mit der etwa 2,5 W Ausgangsleistung erzielt werden. Damit das Endstufensystem nicht übersteuert wird, liegt am Eingang des 2stufigen NF-Verstärkers ein Potentiometer zur Lautstärkeregelung.

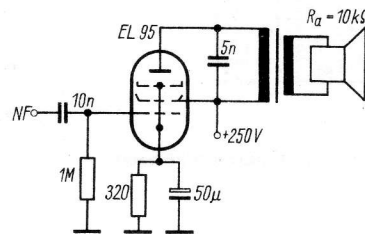


Bild 9 Schaltung eines einfachen NF-Verstärkers

4. Vollständige Empfängerschaltung

Die Empfängerschaltung nach Bild 11 entwickelte die Firma Gustav Neumann KG, Kreuzburg-Werra (Thür.), für ihren Einkreisaudion-Spulensatz Sp 122 (Bild 12). Dieser Spulensatz erfaßt in Verbindung mit einem Abstimm-drehkondensator von 500 pF 4 Wellenbereiche (Tabelle 3).

Tabelle 3 Spulensatz

Bereich	Frequenz	Wellenlänge
KW I	19,5 ... 11,5 MHz	15,5 ... 26 m
KW II	12 ... 6 MHz	25 ... 50 m
MW	1620 ... 510 kHz	185 ... 590 m
LW	400 ... 150 kHz	750 ... 2000 m

In den KW-Bereichen wird der Abstimm-drehkondensator durch einen vorgeschalteten Kondensator elektrisch verkürzt. Dadurch ergibt sich eine bequemere Einstellmöglichkeit (Prinzip der Bandspreizung). Zur Schaltung gelten die Ausführungen der vorhergehenden Abschnitte. Die Stromversorgung erfolgt durch einen Wechselstromnetzteil. Für den Aufbau eines Empfängers mit diesem Spulensatz können auch andere Röhren oder die angegebenen Teilschaltungen verwendet werden.

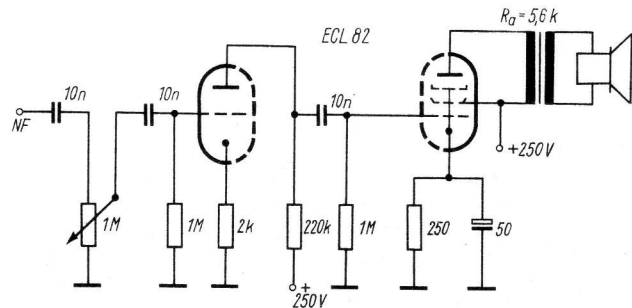


Bild 10 Schaltung eines 2stufigen NF-Verstärkers mit Verbundröhre

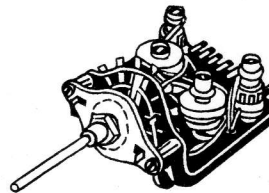


Bild 12 Spulensatz Sp 122 für Einkreisempfänger (Fa. G. Neumann)

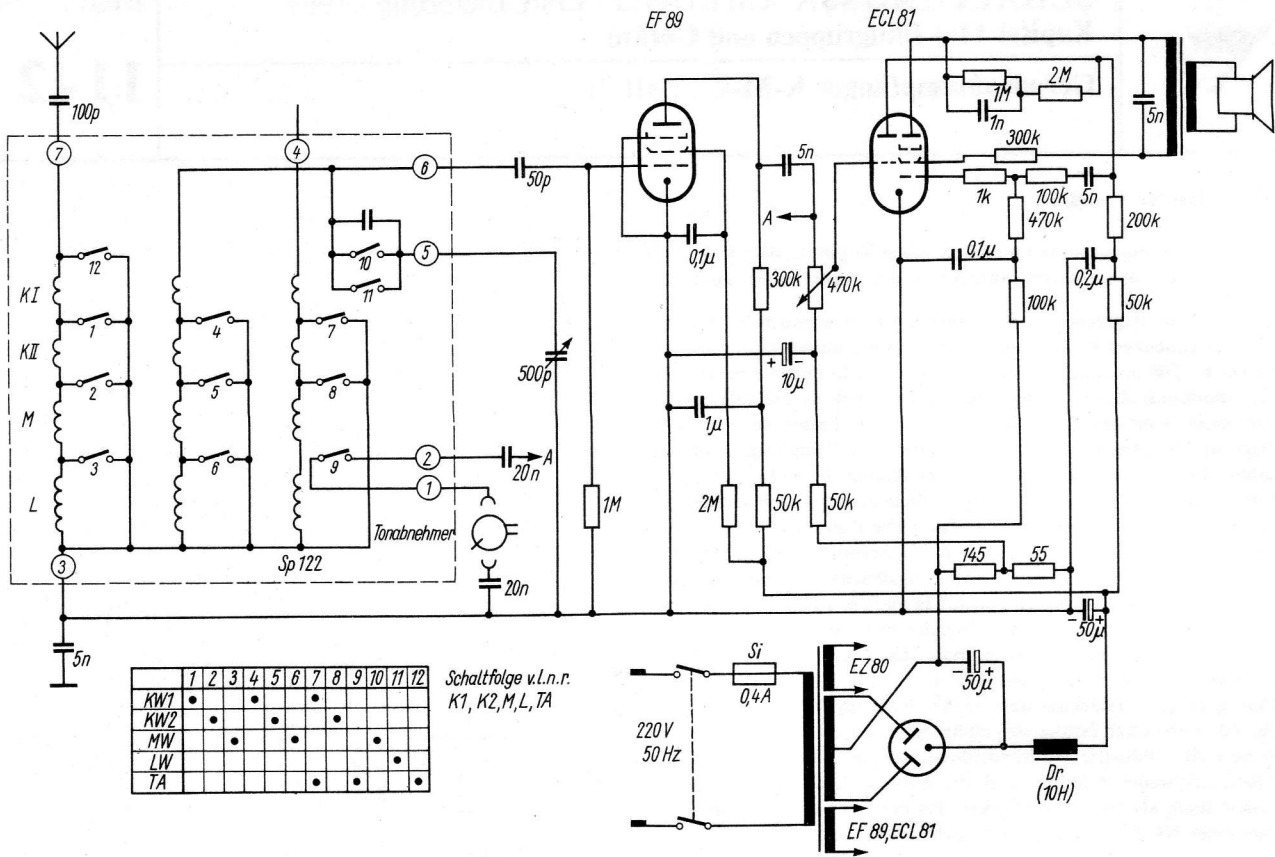


Bild 11 Schaltung eines vollständigen Einkreisempfängers



1. Einleitung

Der junge Funkamateurliebt meist als Höramateurliebt auf den KW-Amateurliebt. Durch diese Hörstätigkeit und die Ausbildung in der GST qualifiziert er sich auf dem Gebiet des Amateurliebt, und eines Tages kann er dann die Prüfung für eine Amateurliebt-genehmigung ablegen. Um als KW-Höramateurliebt arbeiten zu können, benötigt man einen geeigneten Empfänger. Der im Familienbesitz befindliche Rundfunkempfänger genügt den Anforderungen meist nicht, weil er

- meist nur einen KW-Bereich von 6 bis 20 MHz hat, so daß das Auffinden einer Amateurliebtstation sehr mühevoll ist; außerdem fehlen einige KW-Amateurliebtbänder;
- nicht den Empfang von unmodulierten Telegrafiezeichen erlaubt;
- nicht immer für die KW-Hörstätigkeit zur Verfügung steht.

Die brauchbarste Lösung besteht also darin, für die KW-Hörstätigkeit einen speziellen KW-Empfänger zu benutzen. Geht man davon aus, daß es im Handel keinen geeigneten KW-Empfänger zu kaufen gibt, so bleibt nur der Eigenbau. Da der Anfänger lediglich über bescheidene Kenntnisse verfügt, sollte er mit einem einfachen Geradeempfänger beginnen. Superhets oder gar Doppelsuper erfordern umfangreiche Kenntnisse und Fertigkeiten für den Aufbau sowie einige Meßgeräte für den Abgleich.

Der einfache Geradeempfänger besteht aus einer Audionstufe, dem Niederfrequenzverstärker und der Stromversorgung (Netzteil). Das entsprechende Prinzipschema zeigt Bild 1 (vgl. auch Blatt 11-1 Geradeempfänger K-M-L).

Im folgenden sollen die Besonderheiten beim Empfang von KW-Frequenzen behandelt werden. Bezeichnet man bei einem Geradeempfänger die Audionstufe mit einem „V“ und gibt man die Anzahl der davorliegenden HF-Verstärkerstufen mit der entsprechenden Zahl an, ebenso auch bei den Audionstufe nachfolgenden NF-Verstärkerstufen, so kann man den von den Funkamateuren verwendeten Schlüssel für Geradeempfänger verstehen. So bedeutet z. B. 0-V-1 Geradeempfänger mit Audionstufe (V), davor keine HF-Verstärkerstufe (0), nachfolgend 1 NF-Verstärkerstufe (1). Zu realisieren ist ein solcher Empfänger mit 2 Röhrensystemen, z. B. $2 \times EF 80$, $ECC 82$, $ECL 82$.

Ein 0-V-2 ist ein Geradeempfänger mit Audionstufe (V), davor keine HF-Verstärkerstufe (0), nachfolgend 2 NF-Verstärkerstufen (2). Zu realisieren ist ein solcher Empfänger mit 3 Röhrensystemen, z. B. $EF 80 + ECC 83$, $EF 80 + ECC 82$, $EF 80 + ECL 82$. Ein 1-V-2 ist ein Geradeempfänger mit Audionstufe (V), davor 1 HF-Verstärkerstufe (1), nachfolgend 2 NF-Verstärkerstufen (2). Man realisiert ihn mit 4 Röhrensystemen, z. B. $2 \times EF 80 + ECC 83$; $2 \times ECC 82$; $2 \times EF 80 + ECL 82$.

Nachfolgend wird der einfache Geradeempfänger ohne HF-Verstärkerstufe behandelt, der sogenannte Einkreisempfänger. Dieser empfiehlt sich für den Anfänger besonders, weil bei ihm keine Gleichlaufprobleme bei Schwingkreisen zu beachten sind.

2. Die Audionstufe

Die KW-Amateurliebt benutzen meist KW-Sender mit geringer Leistung. Zwar sind die Ausbreitungsbedingungen im KW-Bereich günstiger als bei Mittel- bzw. Langwelle, aber trotzdem muß die Audionstufe für eine gute HF-Empfindlichkeit ausgelegt werden. Das bedeutet, es ist in jedem Fall eine Rückkopplung vorzusehen.

Der richtigen Dimensionierung des Rückkopplungswegs hat man große Aufmerksamkeit und Geduld zu widmen, weil sonst nur ungenügende Empfangsergebnisse erzielt werden. Da man bei den schwachen Empfangssignalen sehr nahe am Selbsterregungspunkt arbeitet, muß die Schaltung stabil aufgebaut sein und die Rückkopplung weich einsetzen, sonst treten Frequenzsprünge auf, die den Empfang eines Senders erschweren.

Eine von den Rundfunkbereichen her bekannte Schaltung zeigt Bild 2. Die Rückkopplungsregelung erfolgt mit einem Drehkonden-

sator. Abhängig ist die Rückkopplung von der Windungszahl der Rückkopplungsspule L_3 , von der Anodenspannung und von der Schirmgitterspannung. Durch Verändern der Windungszahl oder der Werte entsprechender Vorwiderstände kann man die Rückkopplung günstig gestalten. Allerdings ist das Einstellen der Rückkopplung mit dem Drehkondensator in der Nähe der Selbsterregung der Schaltung nicht einfach. Aus diesem Grund hat sich bei den KW-Geradeempfängern eine elektronische Regelung der Rückkopplung eingebürgert.

Bild 3 zeigt eine gleichwertige Schaltung mit der günstigeren elektronischen Rückkopplungsregelung. Mit Hilfe eines Potentiometers kann man die Schirmgitterspannung der Audionröhre einstellen, wodurch sich die Verstärkung verändert. Mit dem Potentiometer ist eine feine Regelung auch in der Nähe der Selbsterregung möglich.

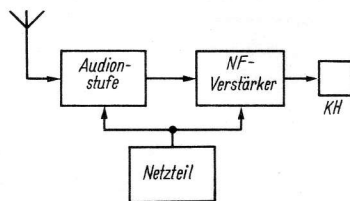


Bild 1 Prinzipschaltung für einen einfachen KW-Empfänger

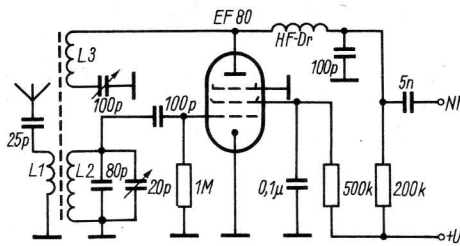


Bild 2 Audionschaltung mit induktiver Rückkopplung, Regelung durch Drehkondensator

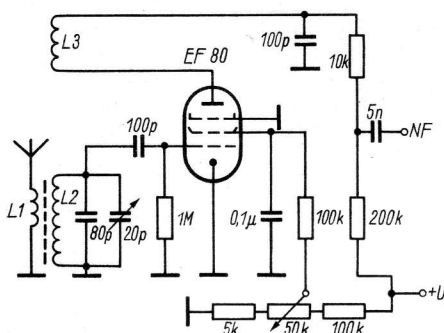


Bild 3 Audionschaltung mit induktiver Rückkopplung, Regelung durch Potentiometer

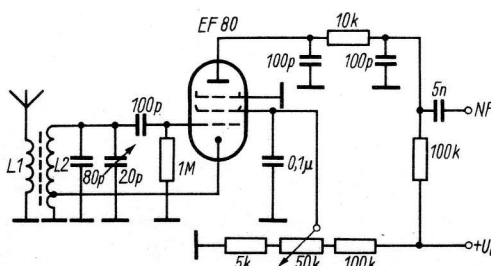


Bild 4 Audionschaltung mit ECO-Rückkopplung

Durch geeignete Wahl der Windungszahl der Rückkopplungsspule und durch geeignete Vorwiderstände (5 k Ω und 100 k Ω) am Potentiometer wird ein weicher Rückkopplungseinsatz eingestellt. Soll diese Art Rückkopplungseinstellung bei einer Triode erfolgen, so muß das Potentiometer die Anodenspannung verändern. Allerdings sollte man bedenken, daß eine Audionschaltung mit einer Triode unempfindlicher ist, so daß für befriedigende Empfangsergebnisse mindestens eine HF-Vorstufe gebraucht wird.

Eine beliebte Schaltung bei den Funkamateuren ist die Audionstufe in ECO-Schaltung, wie sie Bild 4 zeigt. Bei ihr wird auf eine getrennte Rückkopplungsspule verzichtet. Die Schwingkreisspule erhält eine Anzapfung, an die man die Katode der Audionröhre legt.

Diese Schaltung verlangt allerdings eine Pentode, bei der das Bremsgitter herausgeführt ist (es wird an Masse gelegt). Der Anzapfpunkt an der Schwingkreisspule liegt am masseseitigen Ende bei etwa 10% der Windungszahl. Die Rückkopplung wird wieder elektronisch durch die Veränderung der Schirmgitterspannung geregelt. Die Rückkopplung ist wiederum von der Wahl des Anzapfpunkts und vom Schirmgitterspannungsteiler abhängig. Ein wesentlicher Vorteil der Rückkopplung liegt neben der Empfindlichkeitsverbesserung in der Möglichkeit des Empfangs von unmodulierten Telegrafiesignalen. Dazu wird die Rückkopplung leicht bis zur Selbsterregung eingestellt, so daß die Telegrafiesignale hörbar werden.

3. Der KW-Schwingkreis

Wollte man den Empfänger mit z. B. 2 KW-Bereichen (3...9 MHz und 10...30 MHz) ausrüsten, so würden die relativ schmalen Amateurbereiche auf der Abstimmkala (bei Drehkondensator 500 pF) nur einige Millimeter breit sein. Das Einstellen eines Amateursenders wäre dadurch sehr schwierig. Deshalb benutzt der Funkamateurl für jedes KW-Amateurband einen getrennten Empfangsbereich. Die Abstimmung erfolgt mit einem Drehkondensator geringer Kapazitätsvariation (etwa 15 bis 20 pF), so daß eine sehr gute Bandspreizung erfolgt. Für die einzelnen KW-Amateurbänder werden Schwingkreiskapazitätswerte nach Tabelle 2 benutzt (einschließlich der Röhren und Schaltungskapazität).

Tabelle 1 Die KW-Bereiche der Funkamateure

80-m-Band	3 500 ... 3 800 kHz = 3,5 ... 3,8 MHz
40-m-Band	7 000 ... 7 100 kHz = 7,0 ... 7,1 MHz
20-m-Band	14 000 ... 14 350 kHz = 14,0 ... 14,35 MHz
15-m-Band	21 000 ... 21 450 kHz = 21,0 ... 21,45 MHz
10-m-Band	28 000 ... 29 700 kHz = 28,0 ... 29,7 MHz

Tabelle 2 Schwingkreiskapazitätswerte

Band	Kapazität	Induktivität
80 m	100 ... 200 pF	15 µH
40 m	75 ... 100 pF	6 µH
20 m	50 ... 75 pF	2,5 µH
15 m	30 ... 50 pF	1,5 µH
10 m	20 ... 40 pF	1 µH

Tabelle 2 enthält auch die für mittlere Kapazitäts- und Frequenzwerte erforderlichen Schwingkreisinduktivitäten.

Bild 5 zeigt einige Schaltungsmöglichkeiten für den KW-Schwingkreis, Schaltung 5a die Methode mit dem Bandsetzdrehkondensator (100 pF) und dem Bandabstimm-drehkondensator (20 pF). Bei voll eingedrehtem Bandabstimm-drehkondensator wird mit dem Bandsetzdrehkondensator die Bandanfangsfrequenz des KW-Bandes eingestellt, z. B. beim 80-m-Band auf 3,5 MHz. Mit dem Bandabstimm-drehkondensator stimmt man das KW-Band ab, bei 80 m also 3,5...3,8 MHz. Ähnlich verfährt man in den Schaltungen 5b bis 5d. Bei voll eingedrehtem Drehkondensator wird mit dem Abgleichkern der Spule und einer entsprechenden Parallelkapazität der Bandanfang festgelegt. Schaltung 5c verwendet einen handelsüblichen Rundfunkdrehkondensator von 500 pF, der durch die Reihenschaltung mit dem Kondensator 20 pF elektrisch verkürzt wird, so daß sich eine bequeme Bandspreizung ergibt. Parallel zur Spule ist ein Kondensator zu schalten, damit man eine günstige Bandspreizung erreicht. Schaltung 5d enthält statt des größeren Drehkondensators von Schaltung 5a umschaltbare Kapazitäten.

Bild 6 zeigt einige Möglichkeiten zur Ankopplung der Antenne an den Schwingkreis. Bei der kapazitiven Antennenankopplung (Bild 6a) verringert sich mit zunehmender Antennenlänge die Ankopplungskapazität. Günstiger ist die induktive Antennenankopplung (Bild 6b). Die Antennenspule wird neben die Schwingkreisspule auf den gleichen Spulenkörper gewickelt, sie hat etwa 20 bis 40% der Windungszahl der Schwingkreisspule. Bei der ECO-Schaltung kann der Ankopplungskondensator auch an die Anzapfung der Schwingkreisspule geschaltet werden (Bild 6c).

4. Der NF-Verstärker

Zur Aufnahme der Sendungen benutzt man meist den Kopfhörer, so daß der NF-Verstärker des KW-Empfängers nur eine geringe Leistung abzugeben braucht. Eine geeignete Schaltung mit der Röhre EF 80 zeigt Bild 7. Der Kopfhörer wird über einen NF-

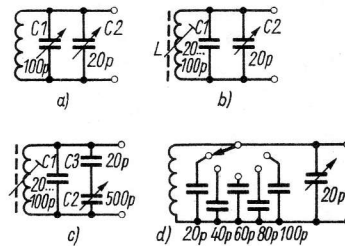


Bild 5 Verschiedene Möglichkeiten der Schwingkreisschaltung

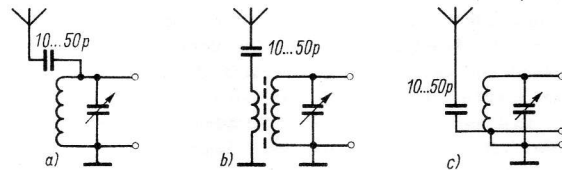


Bild 6 Verschiedene Möglichkeiten der Antennenankopplung

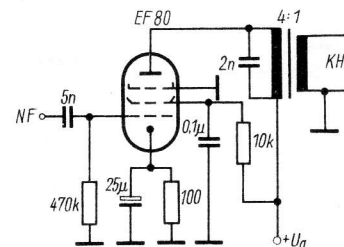


Bild 7 1stufiger NF-Verstärker mit Pentode

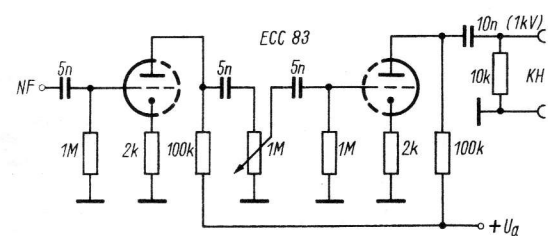


Bild 8 2stufiger NF-Verstärker mit Doppeltriode

Übertrager 4:1 angeschlossen. Mit einer Doppeltriode kann ein einfacher 2stufiger NF-Verstärker aufgebaut werden (Bild 8). Die dargestellte Schaltung für den Anschluß des Kopfhörers darf man nur bei Anwendung von Wechselstromnetzteilen bei geringer Anodenspannung (100...150 V) benutzen. Bei Allstromschaltungen ist auf jeden Fall ein NF-Übertrager zwischen Verstärkerausgang und Kopfhörer zu schalten.

5. Vollständige Empfängerschaltungen

Bild 9 zeigt die vollständige Schaltung eines 0-V-1 für den KW-Empfang. Die Audionstufe ist mit der steilen Spanngitterröhre EF 183 bestückt. Verwendet man dafür eine Röhre EF 80, so muß die Rückkopplungsanzapfung höher liegen. Benutzt wird die ECO-Schaltung, wobei die Rückkopplungsregelung mit dem Potentiometer 50 kΩ/lin erfolgt. Im Anodenkreis ist eine HF-Drossel günstiger als ein Widerstand. Der NF-Verstärker weist keine Besonderheiten auf. Für den NF-Übertrager wird ein Kern M42 verwendet, der primärseitig 2700 Wdg., 0,1-mm-CuL, und sekundärseitig 900 Wdg., 0,1-mm-CuL, erhält. Die Stromversorgung erfolgt über einen kleinen Netztransformator. Eine Anodenspannung von 180 V

(bei 25 mA) ist ausreichend. Die Gleichrichtung in Graetz-Schaltung kann mit Selen- oder Halbleitergleichrichtern erfolgen. Für den Schwingkreis ergeben sich Anhaltswerte nach Tabelle 3, Spulenkörper, 10 mm Durchmesser, mit HF-Abgleichkern.

Tabelle 3 Anhaltswerte für den Schwingkreis

Band	C1 pF	L1 Wdg.	L2 Wdg.	Anzapfung von unten	Draht- durchmesser mm
80 m	100	10	30	1	0,3
40 m	80	7	20	3/4	0,4
20 m	33	5	9	1/2	0,6
15 m	20	3	6	1/2	0,8
10 m	10	2	4	1/2	1,0

Für die KW-Hörer des Nachrichtensports der GST wurde von E. Fischer, DM 2 AXA, der KW-Empfänger *pionier 1* entwickelt, der 1 Audionstufe und 2 einfache NF-Verstärkerstufen hat (0-V-2). Bild 10 zeigt die Schaltung. Die Rückkopplung erfolgt induktiv (L3), geregelt wird sie mit dem Potentiometer P1. Der 2stufige NF-Verstärker enthält 1 Doppeltriode, so daß der Empfangsteil mit 2 Röhren auskommt. Im Stromversorgungsteil wird eine Gleichrichterröhre verwendet; es können auch Selen- oder Halbleitergleichrichter vorgesehen werden.

Tabelle 4 Spulendaten

Band	L1 Wdg.	L2 Wdg.	L3 Wdg.	Draht- durchmesser	Spulen- durchmesser mm	Bemerkung
80	7	36	5	0,4-mm-CuL	30	K2 + K3 verbunden
40	5	29	4	0,4-mm-CuL	18	
20	5	14	3	0,8-mm-CuL	18	

Verwendete Bauteile:

- C1 = 10 pF
 - C2 = 60 pF
 - C3 = 40 pF
 - C4 = 15 pF
 - C6, 7, 9 = 100 pF
 - C8 = 0,1 µF
 - C10, 11, 12 = 5 nF
 - C13, 14 = 32 µF
 - C5 = UKW-Drehkondensator Schalkau (eine Hälfte)
 - C_p = 10 pF
 - R1, 5, 8 = 1 MΩ
 - R2, 11 = 10 kΩ
 - R3 = 500 kΩ
 - R4 = 50 kΩ
 - R6 = 2 kΩ
 - R7, 10 = 100 kΩ
 - R9 = 600 Ω
 - P1 = 100 kΩ/lin
 - P2 = 1 MΩ/log
 - Rö1 = EF 85
 - Rö2 = ECC 83
 - Rö3 = EZ 80
 - Ü = NF-Übertrager 4:1
 - Tr = Netztransformator (Neumann N85 U)
 - Dr = Siebdrossel (Neumann D 55/60)
 - Si = Feinsicherung 250 mA (träge)
- Die Spulendaten bringt Tabelle 4.

Bild 9 Vollständige Schaltung für einen einfachen KW-Empfänger vom Typ 0-V-1

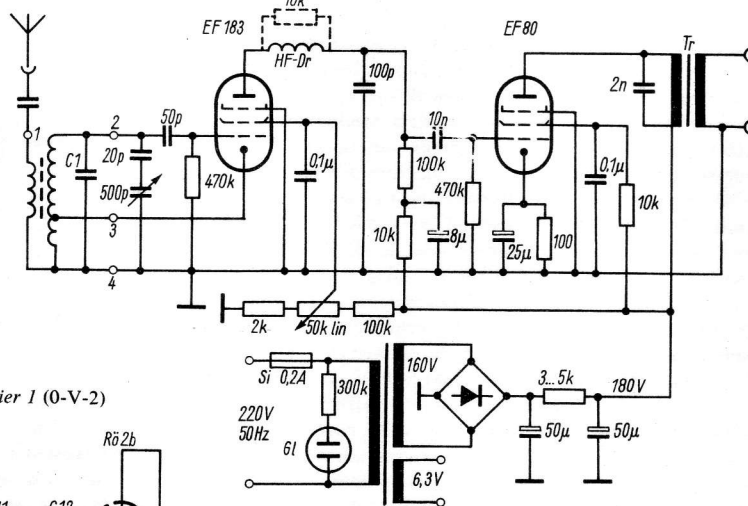
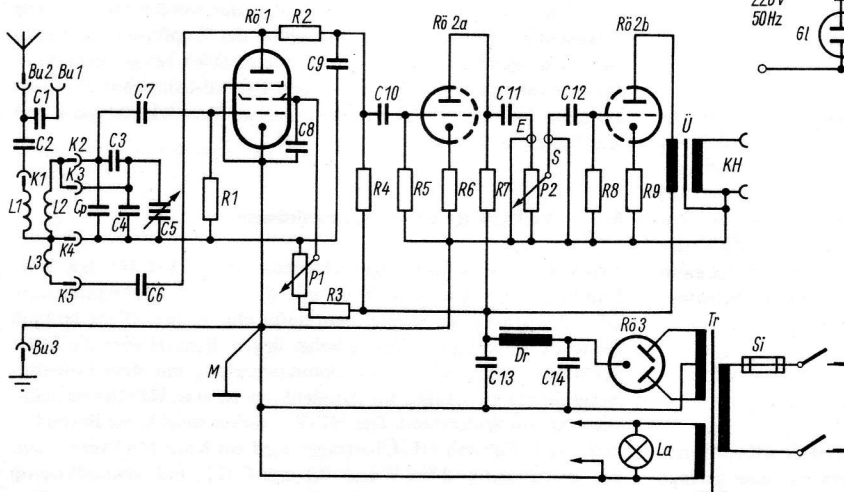


Bild 10 Komplette Schaltung des KW-Empfängers *pionier 1* (0-V-2)



1. Einleitung

Obwohl der KW-Hörer mit dem KW-Empfänger vom Typ 0-V-1 befriedigende Empfangsergebnisse erzielen kann, stören ihn bald einige Mängel dieser einfachen Schaltung. Damit steht er vor dem Problem, entweder diese Schaltung zu verbessern oder zum Superhet überzugehen. Dem Anfänger sei empfohlen, die Schaltung des 0-V-1 zu erweitern. Aufbau und Abgleich eines KW-Empfängers nach dem Superhetprinzip erfordern nicht nur größere Kenntnisse, sondern bedingen auch einige Meßmittel, über die der Anfänger meist noch nicht verfügt. In der praktischen Betriebstechnik der Funkamateure wird allerdings heute fast ausschließlich der Superhet verwendet. Dabei dominieren Schaltungen mit einem erheblichen Materialaufwand.

2. Die HF-Vorstufe

Der Hauptmangel des 0-V-1 besteht darin, daß die Skala des Empfängers nicht in Frequenzen geeicht werden kann, weil die Antenne direkt an den frequenzbestimmenden Schwingkreis angekoppelt ist. Die Antenne aber stellt einen offenen Schwingkreis dar. Jede Änderung der Antennenwerte bewirkt auch eine Änderung der Schwingkreiswerte. Da im KW-Bereich kleine Kapazitätsänderungen schon erhebliche Frequenzänderungen ergeben, ist also eine Skaleneichung des 0-V-1 nicht möglich. Außerdem muß man die Antenne sehr lose an den Schwingkreis ankoppeln, was natürlich zu einem Verlust an HF-Empfindlichkeit führt. Im Zusammenhang mit diesem Nachteil sind auch die sogenannten Schwinglöcher zu sehen. Es kann passieren, daß an einigen Stellen des Empfangsbereichs beim Regeln der Rückkopplung die Rückkopplungsschwingungen aussetzen. Auch das ist dem direkten Einfluß der Antenne zuzuschreiben. Als offener Schwingkreis hat ja die Antenne auch eine Eigenresonanz, und stimmt man den Empfänger auf diese (oder entsprechende harmonische Frequenz) ab, so wird dem Audion durch die Antenne Energie entzogen. Die Rückkopplung setzt dann aus.

Eine Verbesserung des 0-V-1 ist also möglich, wenn man den Einfluß der Antenne auf den frequenzbestimmenden Schwingkreis möglichst geringhält. Das geschieht, indem man zwischen Antenne und Schwingkreis eine Elektronenröhre schaltet. Da sowohl die Antenne als auch die Audionstufe im HF-Gebiet arbeiten, muß also auch die zwischengeschaltete Elektronenröhre als HF-Verstärker dimensioniert werden. Der 0-V-1 wird zum 1-V-1. Bild 1 zeigt für einen solchen Empfängertyp die Prinzipschaltung. Nach der Antenne folgen die HF-Verstärkerstufe, dann die Audionstufe und zum Schluß der NF-Verstärker. Alle diese Stufen werden vom Netzteil mit den Betriebsspannungen versorgt. Da sich mit diesem Empfängertyp bessere Empfangsleistungen erzielen lassen, sollte man den NF-Verstärker 2stufig aufbauen (1-V-2). Dabei läßt sich auch die im Rundfunkempfänger übliche Schaltung verwenden, die aus NF-Vorverstärker und NF-Endverstärker für Lautsprecher besteht.

Die einfachste Schaltung für eine HF-Verstärkerstufe vor der Audionstufe zeigt Bild 2. Die Antenne wird direkt oder über eine kleine Kapazität an das Steuergitter der HF-Röhre angeschlossen. Da sich im Gitterkreis kein abgestimmter Schwingkreis befindet, werden alle durch die Antenne herangeführten HF-Spannungen verstärkt. Diesen Vorgang nennt man aperiodische Verstärkung.

Als Röhre empfiehlt sich eine Pentode, denn ihr Innenwiderstand belastet den nachfolgenden Audionschwingkreis nur wenig. Außerdem ist die Schwingneigung gering, weil die Röhrenkapazitäten klein sind. Eine Triode hat in dieser Schaltung wesentlich ungünstigere Eigenschaften. Weniger störanfällig wird die Eingangsschaltung, wenn man statt des Gitterwiderstands eine HF-Drossel vorsieht (Bild 3). Bei längeren Antennen kann es vorkommen, daß starke Sender im Empfangsbereich des Empfängers durchschlagen. In einem solchen Fall muß man den Antennenankopplungskondensator verkleinern.

Für die Ankopplung des HF-Verstärkers an den Audionschwingkreis

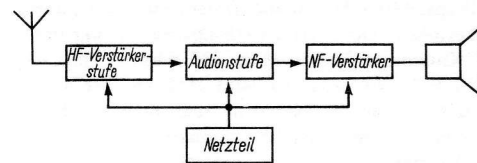


Bild 1 Prinzipschaltung eines Geradeempfängers mit HF-Verstärkerstufe

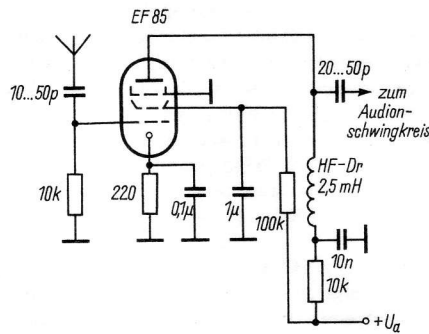


Bild 2 Aperiodische HF-Verstärkerstufe mit kapazitiver Ankopplung

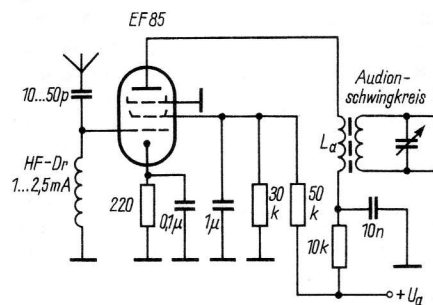


Bild 3 Aperiodische HF-Verstärkerstufe mit induktiver Ankopplung

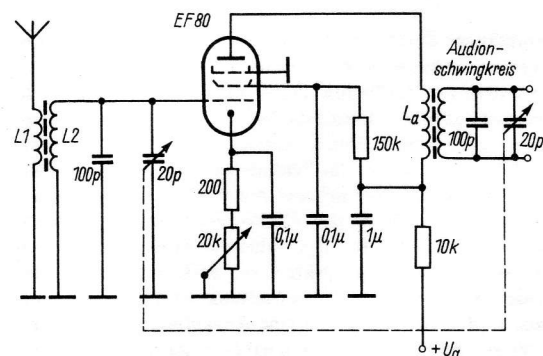


Bild 4 Abstimmbare HF-Verstärkerstufe mit Verstärkungsregelung

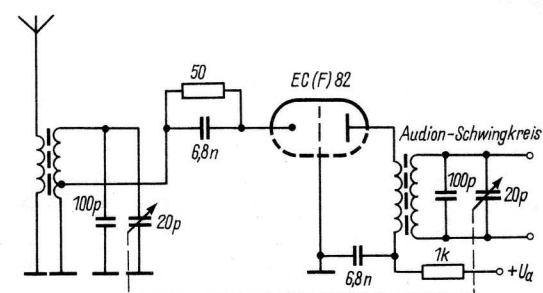


Bild 5 HF-Verstärkerstufe mit Triode in Gitterbasisschaltung

gibt es mehrere Möglichkeiten. Bild 2 deutet die einfachste Schaltungsmöglichkeit an, die man getrennt aufbauen kann, um sie einem vorhandenen 0-V-2 vorzusetzen. Als Außenwiderstand der HF-Röhre wirkt eine HF-Drossel. Der Audionschwingkreis wird kapazitiv angekoppelt. Mit der Wahl der Größe des Koppelkondensators hat man es in der Hand, Empfindlichkeit und Trennschärfe günstig zu gestalten. Die Ankopplung kann an die Schwingkreisspule (kleinere Koppelkapazität) oder an die Antennenspule (größere Koppelkapazität) erfolgen. Der Wert der HF-Drossel ist unkritisch, es genügt ein HF-Kammerspulenkörper mit HF-Abgleichkern, der mit dünnem CuL-Draht vollgewickelt wird (150 bis 300 Wdg.). Diese Schaltung läßt sich auch verwenden, wenn man im Gitterkreis der HF-Verstärkerstufe einen abstimmbaren Schwingkreis vorsieht. Eine HF-Verstärkungsregelung ist möglich, wenn man den Katodenwiderstand regelbar macht (s. z. B. Bild 4). Dazu wird mit dem Katodenwiderstand ein Potentiometer von 5 bis 20 k Ω in Reihe geschaltet.

Bild 3 zeigt eine andere Möglichkeit der Ankopplung der HF-Stufe. Die Antennenspule des Audionschwingkreises bildet den Außenwiderstand der HF-Verstärkerstufe. Allerdings hat in einem solchen Fall die Antennenspule etwa 80 bis 100% der Windungszahl der Schwingkreisspule. Will man einen vorhandenen 0-V-2 auf diese Art erweitern, so muß einmal die Antennenspule von Masse abgetrennt werden, zum anderen ist die Windungszahl zu erhöhen. Auch bei der Schaltung nach Bild 3 kann man eine HF-Verstärkungsregelung und einen abstimmbaren Schwingkreis am Gitter vorsehen.

Die wirksamste Schaltung für eine HF-Verstärkerstufe zeigt Bild 4. Sie bietet alle genannten Vorzüge und ist daher besonders zu empfehlen. Die Schaltung sieht einen Gleichlauf der Schwingkreisabstimmung mit einem Zweifach-Drehkondensator vor (z. B. UKW-Drehkondensator Schalkau). Man kann aber den Eingangsschwingkreis auch getrennt abstimmen, wobei eine Grobabstimmung ausreicht. Eine Feinabstimmung ist dann nur für den Audionschwingkreis erforderlich. Man kann dem Eingangsschwingkreis einen Drehkondensator von 500 pF und 2 umschaltbare Spulen zuordnen, so daß etwa die Bereiche 3 bis 9 MHz und 10 bis 30 MHz erfaßt werden. Im ersten Bereich liegen 80-m- und 40-m-Band, im zweiten 20-m-, 15-m- und 10-m-Band. Beim Audionschwingkreis benutzt man für jedes KW-Amateurband eine Schwingkreisspule, außerdem eine Feinabstimmung durch einen Drehkondensator kleiner Kapazität. Der Drehkondensator des Audionschwingkreises wird mit der Skalenabstimmung verbunden, während der Drehkondensator des Eingangskreises einen einfachen Drehknopf erhält. Mit der Feinabstimmung stellt man auf der Skala den KW-Sender ein, mit dem Drehknopf des Eingangskreises wird dann nur auf größte Lautstärke nachgestellt. Dieser Drehknopf erhält auf der Frontplatte nur Markierungen für die einzelnen KW-Amateurbänder.

Soll der Empfänger durch den Einsatz von Doppelsystemröhren verbilligt werden, so hat man meist für die HF-Verstärkerstufe nur ein Triodensystem zur Verfügung. Dafür sind die bisher gezeigten Schaltungen nicht geeignet, da sich die Schaltung durch die größere Rückwirkung selbst erregt. Einen Ausweg zeigt Bild 5. Bei der Röhre ECF 82 verwendet man das Pentodensystem für die Audionstufe. Die HF-Verstärkerstufe arbeitet mit dem Triodensystem in Gitterbasisschaltung, einer in der UKW-Technik viel benutzten Schaltungsart. Das Steuergitter liegt dabei auf Massepotential, so daß Eingangskreis und Ausgangskreis gut entkoppelt sind. Der Eingangswiderstand der Gitterbasisschaltung ist allerdings sehr niederohmig, so daß die Katode an eine Anzapfung der Schwingkreisspule gelegt werden muß. Dadurch wird eine zu starke Bedämpfung des Eingangskreises vermieden. Die Anzapfung liegt bei etwa 10% der Windungszahl der Schwingkreisspule, vom masseseitigen Ende aus gerechnet.

gibt es mehrere Möglichkeiten. Bild 2 deutet die einfachste Schaltungsmöglichkeit an, die man getrennt aufbauen kann, um sie einem vorhandenen 0-V-2 vorzusetzen. Als Außenwiderstand der HF-Röhre wirkt eine HF-Drossel. Der Audionschwingkreis wird kapazitiv angekoppelt. Mit der Wahl der Größe des Koppelkondensators hat man es in der Hand, Empfindlichkeit und Trennschärfe günstig zu gestalten. Die Ankopplung kann an die Schwingkreisspule (kleinere Koppelkapazität) oder an die Antennenspule (größere Koppelkapazität) erfolgen. Der Wert der HF-Drossel ist unkritisch, es genügt ein HF-Kammerspulenkörper mit HF-Abgleichkern, der mit dünnem CuL-Draht vollgewickelt wird (150 bis 300 Wdg.). Diese Schaltung läßt sich auch verwenden, wenn man im Gitterkreis der HF-Verstärkerstufe einen abstimmbaren Schwingkreis vorsieht. Eine HF-Verstärkungsregelung ist möglich, wenn man den Katodenwiderstand regelbar macht (s. z. B. Bild 4). Dazu wird mit dem Katodenwiderstand ein Potentiometer von 5 bis 20 k Ω in Reihe geschaltet.

Bild 3 zeigt eine andere Möglichkeit der Ankopplung der HF-Stufe. Die Antennenspule des Audionschwingkreises bildet den Außenwiderstand der HF-Verstärkerstufe. Allerdings hat in einem solchen Fall die Antennenspule etwa 80 bis 100% der Windungszahl der Schwingkreisspule. Will man einen vorhandenen 0-V-2 auf diese Art erweitern, so muß einmal die Antennenspule von Masse abgetrennt werden, zum anderen ist die Windungszahl zu erhöhen. Auch bei der Schaltung nach Bild 3 kann man eine HF-Verstärkungsregelung und einen abstimmbaren Schwingkreis am Gitter vorsehen.

Die wirksamste Schaltung für eine HF-Verstärkerstufe zeigt Bild 4. Sie bietet alle genannten Vorzüge und ist daher besonders zu empfehlen. Die Schaltung sieht einen Gleichlauf der Schwingkreisabstimmung mit einem Zweifach-Drehkondensator vor (z. B. UKW-Drehkondensator Schalkau). Man kann aber den Eingangsschwingkreis auch getrennt abstimmen, wobei eine Grobabstimmung ausreicht. Eine Feinabstimmung ist dann nur für den Audionschwingkreis erforderlich. Man kann dem Eingangsschwingkreis einen Drehkondensator von 500 pF und 2 umschaltbare Spulen zuordnen, so daß etwa die Bereiche 3 bis 9 MHz und 10 bis 30 MHz erfaßt werden. Im ersten Bereich liegen 80-m- und 40-m-Band, im zweiten 20-m-, 15-m- und 10-m-Band. Beim Audionschwingkreis benutzt man für jedes KW-Amateurband eine Schwingkreisspule, außerdem eine Feinabstimmung durch einen Drehkondensator kleiner Kapazität. Der Drehkondensator des Audionschwingkreises wird mit der Skalenabstimmung verbunden, während der Drehkondensator des Eingangskreises einen einfachen Drehknopf erhält. Mit der Feinabstimmung stellt man auf der Skala den KW-Sender ein, mit dem Drehknopf des Eingangskreises wird dann nur auf größte Lautstärke nachgestellt. Dieser Drehknopf erhält auf der Frontplatte nur Markierungen für die einzelnen KW-Amateurbänder.

Soll der Empfänger durch den Einsatz von Doppelsystemröhren verbilligt werden, so hat man meist für die HF-Verstärkerstufe nur ein Triodensystem zur Verfügung. Dafür sind die bisher gezeigten Schaltungen nicht geeignet, da sich die Schaltung durch die größere Rückwirkung selbst erregt. Einen Ausweg zeigt Bild 5. Bei der Röhre ECF 82 verwendet man das Pentodensystem für die Audionstufe. Die HF-Verstärkerstufe arbeitet mit dem Triodensystem in Gitterbasisschaltung, einer in der UKW-Technik viel benutzten Schaltungsart. Das Steuergitter liegt dabei auf Massepotential, so daß Eingangskreis und Ausgangskreis gut entkoppelt sind. Der Eingangswiderstand der Gitterbasisschaltung ist allerdings sehr niederohmig, so daß die Katode an eine Anzapfung der Schwingkreisspule gelegt werden muß. Dadurch wird eine zu starke Bedämpfung des Eingangskreises vermieden. Die Anzapfung liegt bei etwa 10% der Windungszahl der Schwingkreisspule, vom masseseitigen Ende aus gerechnet.



3. Die Audionstufe

Die Schaltungspraxis der Audionstufe wurde ausführlich in den Blättern 11-1 bis 11-4 *Geradeempfänger* behandelt.

4. Der NF-Verstärker

Meist sieht man für den KW-Empfänger Kopfhörerbetrieb vor. Es eignen sich deshalb für den 1-V-1 bzw. 1-V-2 auch die Schaltungen der NF-Verstärker nach Blatt 0-V-1 bzw. 0-V-2. Da aber durch die Anwendung einer abstimmbaren HF-Verstärkerstufe die Empfangsleistungen des KW-Empfängers wesentlich verbessert wurden, kann man auch Betrieb mit Lautsprecher vorsehen. Bild 6 zeigt eine dafür geeignete Schaltung mit der Doppelsystemröhre *ECL 82*. Am Eingang liegt ein Potentiometer zur Lautstärkeregelung. Die übrige Schaltung ist konventionell und bedarf keiner weiteren Erklärung. Der Ausgangsübertrager, ein handelsüblicher Typ, hat eine Primärimpedanz von 5,6 k Ω ; sekundärseitig muß sie dem Schwingpulenwiderstand des Lautsprechers entsprechen. Das RC-Glied (4,7-nF-/100-k Ω -Potentiometer) parallel zur Primärseite des Ausgangsübertragers dient als einfache Klangregelung. Für den Anschluß des Kopfhörers ist ein gleichspannungsfreier Ausgang vorgesehen.

5. Die Stromversorgung

Schaltungsbeispiele für die Stromversorgung findet man bereits im obengenannten Blatt 0-V-1. Für Kopfhörerbetrieb ohne entsprechenden NF-Übertrager ist auf jeden Fall ein Wechselstromnetzteil mit Netztransformator vorzusehen. Als Anodenspannung genügen 200 bis 250 V. Die übrigen Belastungswerte stellt man sich an Hand einer Röhrentabelle zusammen. Ob man zur Gleichrichtung eine Gleichrichterröhre (z. B. *EZ 80*) oder einen Halbleitergleichrichter benutzt, bleibt in der Wirkung gleich. Um die Anodenspannung genügend brummfrei zu halten, sollte man mindestens eine Zweiweggleichrichtung sowie eine Siebkette mit Siebdrossel (etwa 10 H) und größeren Kapazitätswerten der Elektrolytkondensatoren (etwa 50 μ F) vorsehen.

6. Vollständige Schaltungen

Bild 7 zeigt die vollständige Schaltung eines KW-Geradeempfängers vom Typ 1-V-2. Die Ankopplung der Antenne und der HF-Verstärkerstufe erfolgt induktiv. Beide Schwingkreise werden gemeinsam mit einem Doppeldrehkondensator 2×20 pF abgestimmt. Für die Rückkopplung wurde die ECO-Schaltung verwendet, mit P2 ist sie regelbar. Das Potentiometer P1 dient zur HF-Verstärkerregelung, P3 als Lautstärkeregler. HF-Stufe und Audionstufe sind mit der Pentode *EF 80* bzw. *EF 85* bestückt. Der 2stufige NF-Verstärker für Kopfhörerbetrieb arbeitet mit der Doppeltriode *ECC 83*. Am Ausgang wurde ein NF-Übertrager 4:1 angeordnet, der den Kopfhörer sicher von der Gleichspannung trennt. Der Wechselstromnetzteil weist keine Besonderheiten auf. Die Spulendaten sind aus Tabelle 1 ersichtlich.

Tabelle 1 Spulendaten

Band	L1	L2	L3	L4	Anzapfung	Draht- durchmesser
	Wdg.	Wdg.	Wdg.	Wdg.		
80 m	6	28	25	28	5	0,5
40 m	5	11	10	11	3	0,8
20 m	3	6	5	6	2	1,0
15 m	2,5	4	4	4	1,5	1,0
10 m	1	2	2	2	1	1,5

Spulenkörper 35 mm Durchmesser, mit Röhrenfuß einer alten *Europaröhre* kombiniert.

Da diese Schaltung schon sehr leistungsfähig ist, kann man unter Verwendung von Drehkondensatoren mit größerer Kapazitätsvariation auch einen KW-Empfänger konstruieren, der z. B. von 2 bis 30 MHz in mehreren Frequenzbereichen alle KW-Frequenzen erfaßt. Mit einem parallelgeschalteten Drehkondensator kleinerer Kapazität kann man dann an beliebigen Stellen eine Bandspreizung vornehmen.

Dafür eignet sich auch die nachfolgende Schaltung (Bild 8), die günstige Empfangseigenschaften bringt. Es werden 3 Doppelsystemröhren verwendet, so daß eine ausreichende Verstärkungsreserve vorhanden ist. Da für die Eingangsröhre nur ein Triodensystem zur Verfügung steht, muß die Gitterbasisschaltung verwendet werden. Allerdings kann man sie in diesem Fall aperiodisch gestalten, so daß der nachfolgende Schwingkreis voll zur Verbesserung der Selektivität des Empfängers beiträgt, weil er nur gering bedämpft wird. Da die beiden ersten Röhrensysteme im HF-Bereich, die der Audionstufe nachfolgenden im NF-Bereich arbeiten, stellt diese Schaltung praktisch einen 2-V-3 dar. Zu den einzelnen Stufen wurden in den vorangegangenen Abschnitten schon Erklärungen gegeben. Abweichend bei dieser Schaltung sind: die elektronische Ankopplung der Antenne an den ersten Schwingkreis (über die Gitterbasissstufe), die Rückkopplungsregelung mittels Drehkondensator (100 pF) und die Zuführung der Anodenspannung zu den ersten 3 Röhrenstufen. Im Gegensatz zu den bisher gezeigten Schaltungen erfolgt die Gleichspannungszuführung parallel zu den HF-Kreisen. Aus diesem Grund liegen an den Anoden jeweils eine HF-Drossel (Sperr für HF) und ein Kondensator (Sperr für Gleichspannung). Die Rückkopplung kann selbstverständlich auch elektronisch durch Regelung der Schirmgitterspannung variiert werden, ebenso läßt sich auch die ECO-Schaltung anwenden. Die Stromversorgung erfolgt durch einen Wechselstromnetzteil, wobei die Gleichspannung mit etwa 60 mA belastbar sein sollte (Spulendaten siehe Tabelle 2).

Als Spulenkörper dient ein Keramik- oder Kunststoffrohr von 20 mm Durchmesser, das auf einen Röhrenfuß montiert wird.

Tabelle 2 Spulendaten

Band	L1	L2	L3	L4	L5	Draht- durch- messer
	Wdg.	Wdg.	Wdg.	Wdg.	Wdg.	
80 m	25	36	25	12	36	0,5
40 m	12	18	12	6	18	0,8
20 m	6	9	6	3	9	1,0
15 m	3	6	3	3	6	1,0
10 m	2	4	2	2	4	1,5

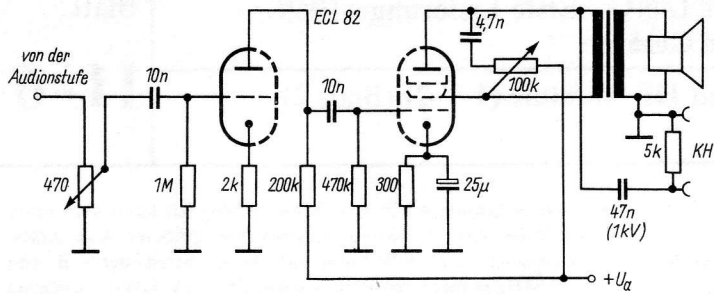


Bild 6 NF-Verstärker für Kopfhörer- und Lautsprecherbetrieb

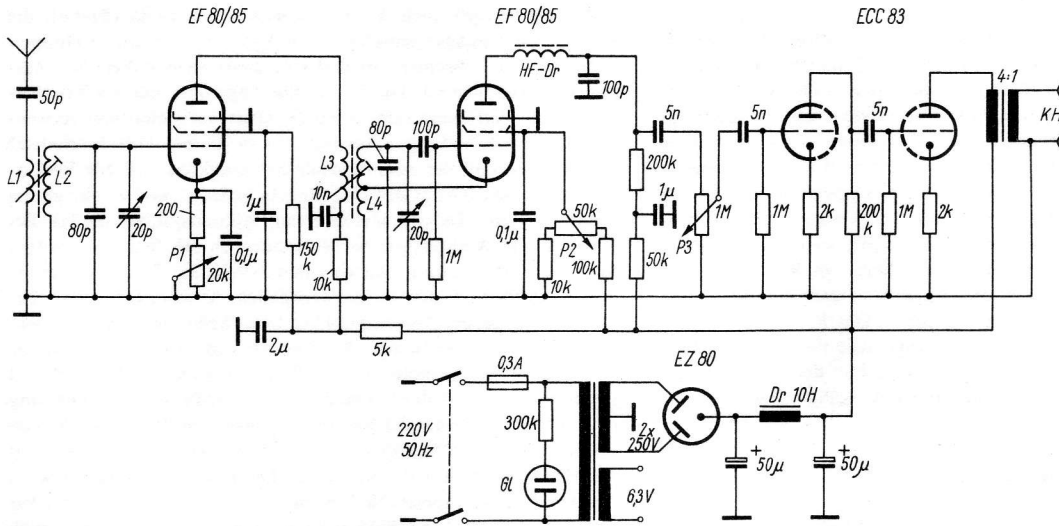


Bild 7 Komplett Schaltung eines 1-V-2 für den KW-Empfang

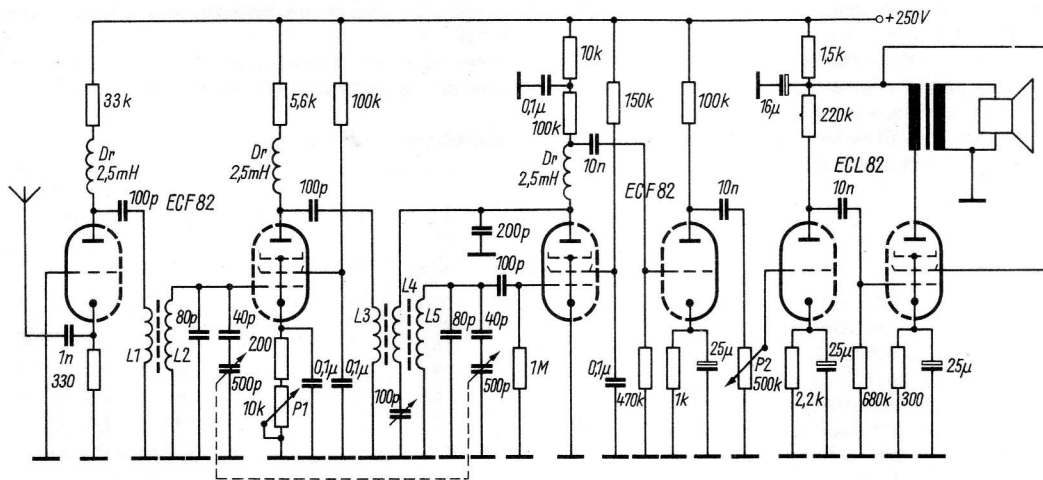


Bild 8 Schaltung eines Geradeempfängers für den KW-Empfang

1. Einleitung

Kleine Taschenempfänger für Mittelwelle bilden für Anfänger oft die Brücke zum großen Gebiet der Elektronik. Die folgende Schaltung ist sehr einfach gehalten und hat sich bereits in vielen Exemplaren bewährt. In der vorliegenden Variante wird von vornherein auf eine Dämpfungsdiode verzichtet, da ihre richtige Einstellung bezüglich der Grundvorspannung dem Anfänger erfahrungsgemäß meist Schwierigkeiten bereitet.

Nicht viel anders steht es mit dem Festlegen der Arbeitspunkte, wenn Maßnahmen zu ihrer thermischen Stabilisierung vorgesehen werden. Das Grundgerät arbeitet optimal in einem gewissen Bereich um die Zimmertemperatur ($\approx 25^\circ\text{C}$) bei höherer Dauertemperatur neigt es zum Schwingen in der ZF, bei niedriger sinkt seine Empfindlichkeit. Die angedeuteten Maßnahmen begegnen diesen Effekten, vergrößern aber das erforderliche Volumen.

ZF-Kreise sind im Handel erhältlich; für Antennenkreis und Oszillatorkreis gibt das Blatt die erforderlichen Daten. Statt des ZF-Filter-Verstärkers kann man auch die im Blatt *Piezo-ZF-Verstärker* beschriebene Schaltung verwenden.

2. Prinzipschaltung

Bild 1 zeigt die Blockschaltung des Geräts: Mischstufe, 2stufiger ZF-Verstärker, Demodulator, NF-Vorstufe, Gegentaktdstufe mit Treiber. Optimaler Betrieb ergibt sich mit 6 V Batteriespannung, die beim Mustergerät einer 6-V-NK-Batterie (225 mAh) entnommen wird. Geringere Ausgangsleistung, aber in jedem Elektrogeschäft erhältliche Batterie bietet 4-V-Betrieb mit 2 RZP2-Akkus. Für diese Variante ist die Gesamtschaltung (Bild 2) dimensioniert. Änderungen für 6 V: Erhöhen von R1, R5, R9, R11, R14, R15 um einen Richtfaktor von etwa 1,5.

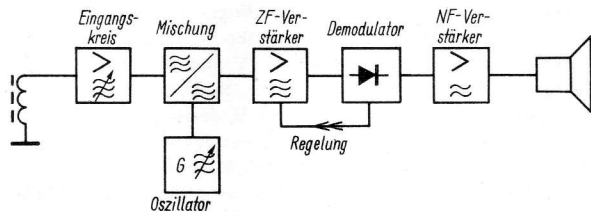


Bild 1 Blockschaltung des AM-Taschensupers

3. Vollständige Schaltung

Die selbstschwingende Mischstufe (Originaldimensionierung mit *Sternchen*-Oszillatorkreis und *Sternchen*-Drehko) gibt das ZF-Signal an einen Einzelkreis, an dessen Koppelwicklung wahlweise auch der obengenannte Piezoverstärker angeschlossen werden kann. Die Musterschaltung ist für *Sternchen*-Filter und für die vom VEB Stern-Radio Berlin benutzten ZF-Kreise (in der Reihenfolge *AM5*, *AM5*, *AM6*) geeignet. Von der feldstärkeabhängigen Ladespannung an C11 wird der 1. ZF-Transistor basisseitig geregelt. Bei richtiger Einstellung ergibt der Ortssender eine »Regeltiefe« von etwa 10:1, gemessen im Kollektorkreis (I geht von $\approx 1\text{ mA}$ ohne Signal auf etwa $100\ \mu\text{A}$ zurück). Der NF-Verstärker weist keinerlei Besonderheiten auf. Zur besseren Entkopplung der Versorgungsspannung bei alternder Batterie kann man statt R13 eine *GY 100* o. ä. einbauen, die Rückwirkungen auf die Vorstufen bei größerer Aussteuerung der Endstufe verhindert.

4. Aufbau

Bild 3 zeigt einen Vorschlag für die Anordnung der Bauelemente; er lehnt sich an [1] an und geht von *Sternchen*-Teilen aus. Diese Anordnung berücksichtigt einen freien Raum für den Lautsprecher. Beim *LP 558* entfällt die Öffnung.

Die Wickeldaten für Eingangskreis und Oszillatorkreis bei Verwendung eines *Sternchen*-Drehkos gehen aus Bild 4 und Tabelle 1 hervor. Für *Sternchen*-Teile enthält [1] einen vollständigen Zeichnungssatz des gesamten Geräts einschließlich Gehäuse. (Den entsprechenden Verdrahtungsplan gibt Bild 5 wieder.) Bild 6 zeigt, wie sich statt dessen die Filter *AM5* (1. und 2. Stufe) und *AM6* des VEB Stern-Radio Berlin einsetzen lassen.

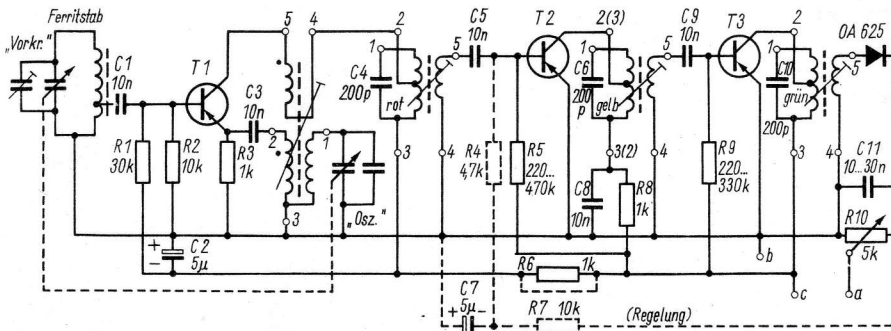
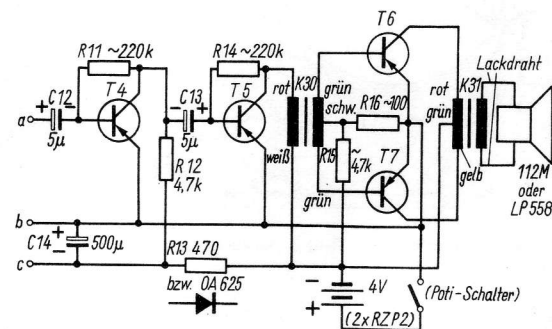


Bild 2 Schaltung eines AM-Taschensupers für 4 V, T1 bis T3: HF-Transistoren (*GC 121* oder *GC 130*), T4, T5: beliebige NF-Transistoren (*GC 100*, *LA 30* o. ä.), T6, T7: gepaarte Transistoren (2 \times *GC 116*, 2 \times *GC 121* o. ä.)

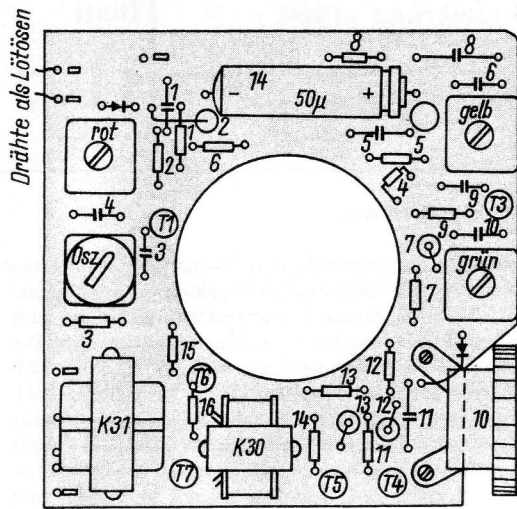


Bild 3 Bauelementeverteilung für Schaltung nach Bild 2

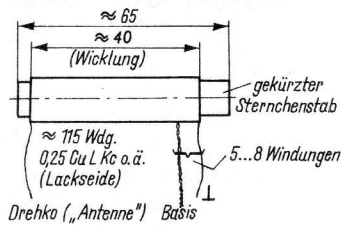
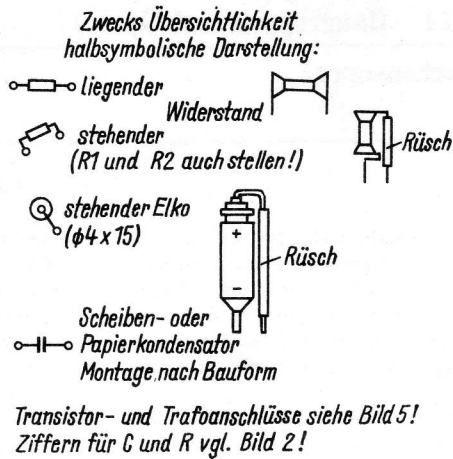


Bild 4 Ferritstabwicklung

Tabelle 1 Oszillatortrafo bei Selbsterstellung (Spulenkörper 2016)

Kammer	gleicher Wickelsinn! Kreiswicklung	Anschlüsse
I	60	1
II	60	
III	90	3
	Emitterkopplung	
I	15	2 3
	Kollektorkopplung	
II	30	5 4

Draht CuL $\leq 0,09$ mm Durchmesser

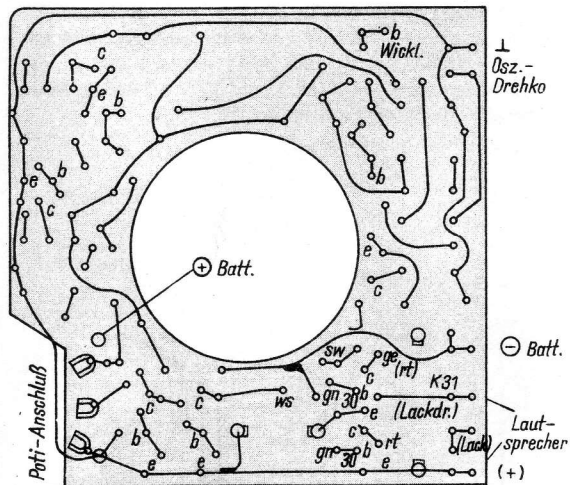


Bild 5 Verdrahtungsplan nach Bild 3 (Sternchen-Teile)

5. Spezielle Hinweise

Thermische Stabilisierung der Arbeitspunkte empfiehlt sich, wenn das Gerät unter wechselnden Betriebsbedingungen eingesetzt wird. In diesem Fall sind die Stufen mit Emitter-RC-Kombinationen in der Größenordnung $1 \text{ k}\Omega / 30 \text{ nF}$ in der ZF und $1 \text{ k}\Omega / 10$ bis $50 \mu\text{F}$ in NF-Vorstufe und Treiber zu versehen. Die Basiswiderstände ersetzt man durch Spannungsteiler. Oberer Widerstand (nach Minus) 18 bis $27 \text{ k}\Omega$, unterer 4,7 bis $6,8 \text{ k}\Omega$. Diese Werte wählt man so, daß am Emitterwiderstand etwa 1 V abfällt (Batteriespannung 6 V). Der $100\text{-}\Omega$ -Widerstand in der Endstufe wird durch etwa 220Ω parallel zu einem Heißleiter von 150 bis 220Ω ersetzt.

6. Literatur

[1] K. Schlenzig: Transistortaschensuper JUNIOR 1 bis 3. Originalbauplan Nr. 6, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

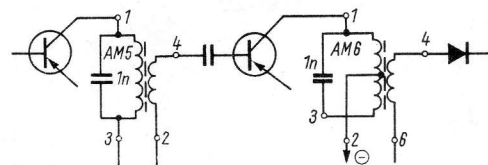


Bild 6 Einsatz anderer Filter



1. Einleitung

Ein reiner UKW-Empfänger bietet die Möglichkeit, sich an die speziellen Eigenarten von Transistorschaltungen bei solchen Frequenzen zu gewöhnen. Der »Ballast« zusätzlicher Teile für den AM-Empfang entfällt. Das erlaubt im Aufbau recht eigenwillige Lösungen, ohne daß sich ein unhandliches Volumen ergibt. Der im folgenden vorgestellte Taschenempfänger ist das Ergebnis der Kombination eines ursprünglich für ein großes Gerät entwickelten Tuners mit getrenntem ZF-Verstärker und eines im verbleibenden Raum anzuordnenden NF-Teiles. Der ZF-Verstärker wurde dabei in einem Blechgehäuse mit 3 Kammern untergebracht.

Ähnlich kann man vorgehen, wenn ein fertiger Industrietuner vorliegt. Statt der im Muster verwendeten Blechteile sind auch Kombinationen aus kupferkaschierten Halbzeugstreifen möglich.

2. Schaltung

Aus der Darstellung (Bild 1) geht bereits die Aufteilung in die einzelnen Baugruppen hervor. Der Antennenkreis ermöglicht den Anschluß von Antennen mit 60 Ω und 240 Ω Impedanz. Er ist als π-Glied aufgebaut und fest mit dem Vorstufentransistor (GF 132) gekoppelt. Der Anschluß der selbstschwingenden Mischstufe (GF 131) erfolgt kapazitiv. Die Rückkopplung nimmt man in bekannter Weise mit einem phasenkorrigierenden LC-Glied vor. Um eine Rückwirkung der ZF zu verhindern, wird die Speisespannung des Tuners mit dem LC-Glied Dr, C13 gesiebt. Dazu bieten sich die Durchführungsfilter des VEB Keramische Werke Hermsdorf an.

Über den ZF-Kreis L6, C10 im Tunerausgang gelangt die ZF zum 3stufigen ZF-Verstärker mit Bandfilterkopplung. Die Transistoren GF 130 arbeiten in Emitterschaltung mit einem Arbeitspunkt von $I_E = 1 \text{ mA}$.

Die Kreiskapazitäten sind so groß, daß sich die Durchlaßkurve des Verstärkers mit der Aussteuerung kaum ändert. In Verbindung mit den 3 schirmenden Kammern für die einzelnen ZF-Stufen brachte das außerdem auch ohne Neutralisation ausreichende Sicherheit gegen Selbsterregung.

Die ZF-Kreise sind an die niedrigen Eingangswiderstände der Transistoren durch Teilung der sekundären Kreiskapazität anzupassen. Damit wird der Aufbau der Filter recht einfach.

Zur Demodulation dient ein symmetrischer Ratiodetektor mit OAA 646. Die NF-Spannung nimmt man von der Mitte des Lastwiderstands ab. Daher konnte die Tertiärspule des Ratiofilters an Masse gelegt werden.

Der NF-Verstärker besteht aus einer Vorstufe mit GC 101, einem Treiber mit GC 116 und einem Pärchen GC 121. Als Übertrager dienen die Typen K 30 und K 31. Als Lautsprecher für das angebotene breite Frequenzband eignet sich im Taschenempfänger sehr gut der Typ 112 M. Einwandfreie Erdverhältnisse ergeben sich, wenn der negative Batteriepol an Masse liegt. Der NF-Teil erfordert daher relativ große Emitterkapazitäten.

3. Aufbau

Tuner und ZF-Teil sind konventionell in 3dimensionaler Verdrahtung ausgeführt und in Blechgehäusen untergebracht. Die Aufteilung geht aus Bild 1 hervor (gestrichelte Umrahmungen, die selbstverständlich an Massepotential liegen).

3.1. Tuner

Er besteht aus 3 Kammern (Bild 2). Die linke Kammer enthält den auf einen 8-mm-Stiefelkern gewickelten Antennenübertrager und die zur Eingangs-π-Schaltung gehörenden Kondensatoren C1 und C2. In der mittleren Kammer sind sämtliche Bauelemente des Zwischen- und des Oszillatorkreises untergebracht. Zwischenkreis- und Oszillatortspule werden ebenfalls von 8-mm-Spulenkörpern getragen. Die in die Trennwand zur Antennenkammer eingeklebte Phasen-

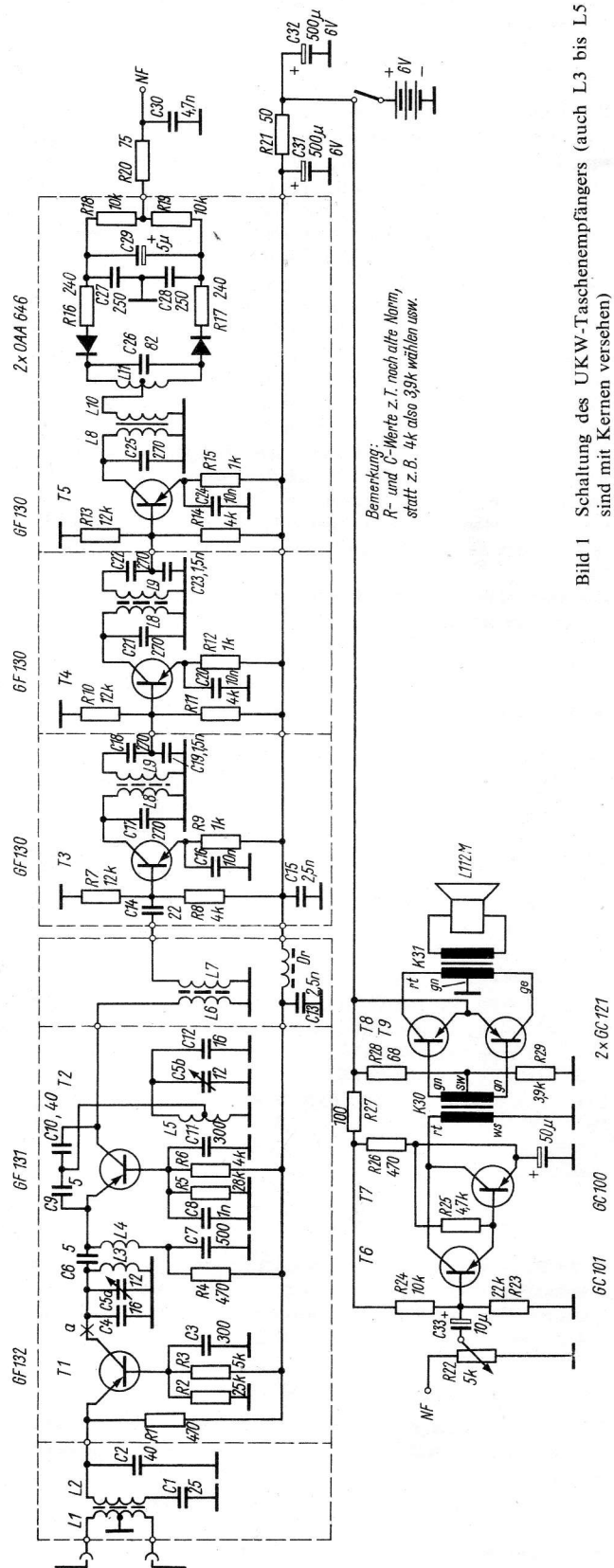


Bild 1 Schaltung des UKW-Taschenempfängers (auch L3 bis L5 sind mit Kernen versehen)

korrekturspule befindet sich auf einem 6-mm-Körper. Alle Spulen wurden im Muster mit HF-Eisenkern abgeglichen. Ist kein 100-MHz-Material greifbar, so verwendet man Ms- oder Al-Kerne und entsprechend größere Windungszahlen.

Die rechte Kammer enthält den Stiefelkern des ZF-Kreises und der Auskoppelspule sowie die Drossel und den Kondensator für die Siebung der Speisespannung. Alle Masseanschlüsse wurden direkt an das Gehäuse gelötet. Den Tunerboden verschließt man durch eine Blechplatte.

3.2. HF-Teil

Die 3 Kammern des ZF-Verstärkers enthalten jeweils eine Verstärkerstufe. Die ZF-Filter wurden auf 5-mm-Spulenkörper gewickelt. Sehr gut eignen sich dafür die Stegbuchsen der Schalenkerne des Typs 36 × 22. Je 2 von ihnen klebt man an der verdickten Stelle mit Benzol zusammen, dann kürzt man sie auf die erforderliche Länge von 40 mm und klebt sie nach dem Wickeln in passende Bohrungen des Gehäuses. Die Wicklungen von L8 und L9 zieht man auf 7 mm auseinander; der Abstand beider Spulen soll etwa 2 mm sein. Die Außenanschlüsse der mit Kleber festgelegten Wicklungen werden direkt an das Chassis gelötet. Beim Ratiofilter liegt der Spulenabstand zwischen 3 und 4 mm. L10 wird auf 7 mm auseinandergezogen. L11 wickelt man bifilar; die Windungen liegen dicht nebeneinander. Auf die kalte Seite von L10 kommt Isolierpapier und darüber L12, dicht gewickelt.

Als Abgleichkerne eignen sich zu den Spulenkörpern passende Gewindekerne auf Pulvereisen. Die Leerlaufgüte soll bei 10,7 MHz um 100 liegen. Das erreicht man z. B. mit Schraubkernen M4,5 × 0,5 × 8 aus Manifer 220, die allerdings nur schwer zu beschaffen sind. Andere Kerne bringen entsprechend schlechtere Verstärkerdaten.

Alle Spulendaten wurden in Tabelle 1 zusammengefaßt. Den Filteraufbau zeigt Bild 2.

Tabelle 1 Spulendaten

Spule	Wicklung	Bemerkungen
L1	2 × 2 Wdg., 0,4-mm-CuLS	bifilar zwischen L2-Wdg.; Enden über Kreuz angegeschlossen, mittlere Verbindung an Masse
L2	5 Wdg., 0,8-mm-CuAg	
L3	3 Wdg., 0,8-mm-CuAg	
L4	4 Wdg., 0,6-mm-CuL	
L5	3 Wdg., 0,8-mm-CuAg	Abgriff bei 2,5 Wdg. vom kalten Ende
L6	25 Wdg., 10 × 0,05	
L7	2 Wdg., 0,2-mm-CuLS	Lage über kaltem Ende von L6
L8	11 Wdg., 0,2-mm-CuLS	
L9	11 Wdg., 0,2-mm-CuLS	
L10	6 Wdg., 0,2-mm-CuLS	
L11	2 × 10 Wdg., 0,2-mm-CuLS	bifilar
Dr	30 Wdg., 0,2-mm-CuLS	direkt auf Ferritkern, Durchmesser 4 mm

3.3. NF-Teil

Er mußte im Interesse kleiner Gesamtmaße auf sehr engem Raum zusammengedrängt werden. Das geschah in der Nähe des Lautsprechers. Dort befinden sich außerdem die beiden versenkbaren Teleskopantennen. Der Skalentrieb ist Bestandteil des Tuners.

3.4. Stromversorgung

3 RZP2-Kleinakkus gewährleisten während etwa 20 bis 30 Betriebsstunden, daß die Oszillatorabstimmung nicht laufend nachgestellt werden muß.

4. Literatur

[1] L. Knapschinsky und K. Schlenzig: UKW-Taschenempfänger, radio und fernsehen 14 (1965), H. 24, S. 757-760

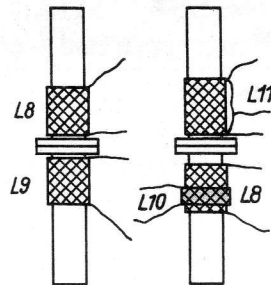


Bild 2 Filteraufbau (rechts Ratiofilter)



1. Einleitung

Dieses Gerät wurde ausschließlich aus handelsüblichen (bzw. aus diesen gewonnenen) Bauelementen aufgebaut. Lediglich die Beschaffung der im Tuner verwendeten 100-MHz-Kerne ist nicht immer ganz einfach. Nimmt man eine etwas geringere Gesamtempfindlichkeit in Kauf, so kann man jedoch auf Al- oder Ms-Kerne ausweichen, wobei die L -Werte entsprechend zu korrigieren sind. Die Schaltung lehnt sich an die üblicher AM-FM-Reiseempfänger an. Die getrennte Abstimmung von AM und FM gestattet den Einsatz eines Luftdrehkos für FM. Es wird vom örtlich-zeitlichen Angebot an Bauelementen abhängen, welche Aufteilung sich aus der vorliegenden Schaltung beim Nachbau ergibt, daher wurde keine Leiterzeichnung mit Bestückungsplan angegeben.

2. Prinzipschaltung

Bild 1 zeigt die Blockschaltung des Geräts. Selbstverständlich sind die im AM- und FM-Zweig angedeuteten Transistoren jeweils identisch. Der 1. ZF-Transistor bei FM dient als Mischer bei AM.

3. Schaltungsbeschreibung

Elektrisch läßt sich die Gesamtschaltung (Bild 2) in 3 Gruppen zerlegen, die aber konstruktiv innerhalb einer einzigen Leiterplatte untergebracht wurden.

3.1. UKW-Tuner

Das Eingangssignal gelangt über Antenneneingang und π -Kreis an den Emitter des in Basisschaltung arbeitenden $GF 132$, in dessen Kollektorleitung der abgeschirmte Zwischenkreis liegt. Von dort erhält es über ein Koppel-C die selbstschwingende Mischstufe mit $GF 131$. Der Oszillatorkreis ist bei etwa $2\frac{3}{4}$ Wdg. angezapft. Damit konnte die Verstimmung des Oszillators bei Speisespannungsänderung kleingehalten werden. Dadurch und durch die Verwendung von Bleiakkus für die Stromversorgung entfallen besondere Spannungsstabilisierungsmaßnahmen. Die Wickeldaten von Tuner und AM-Teil sind aus Tabelle 1 ersichtlich.

Am Kollektorkreis des Oszillators liegt das erste ZF-Filter mit einer Primärkapazität von 100 pF. Die Speisespannung wird über ein keramisches Durchführungsfilter zugeführt.

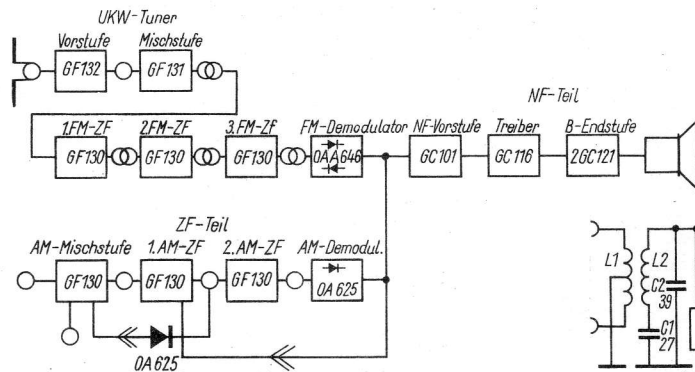


Bild 1 Blockschaltung des AM/FM-Taschenempfängers

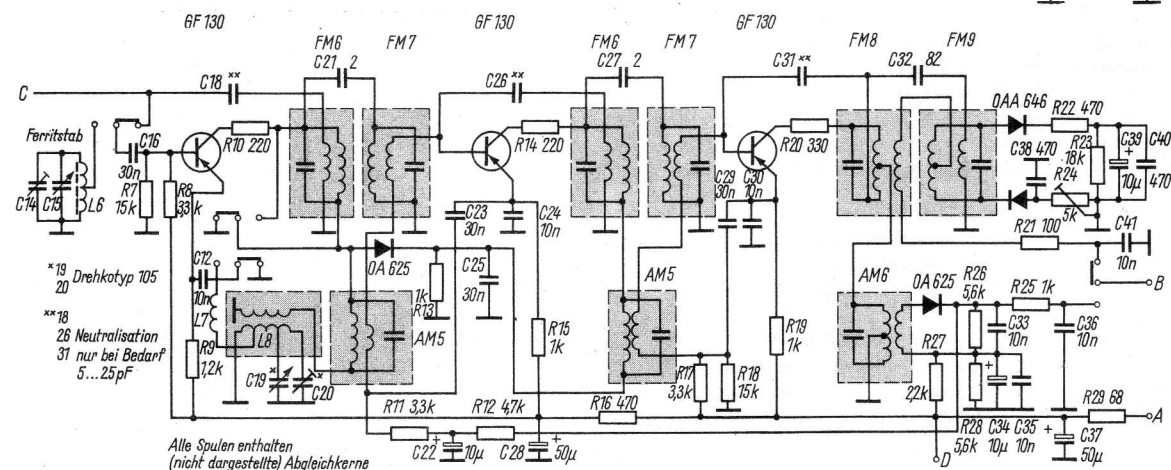
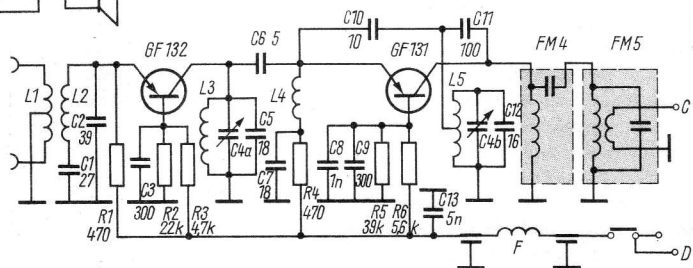
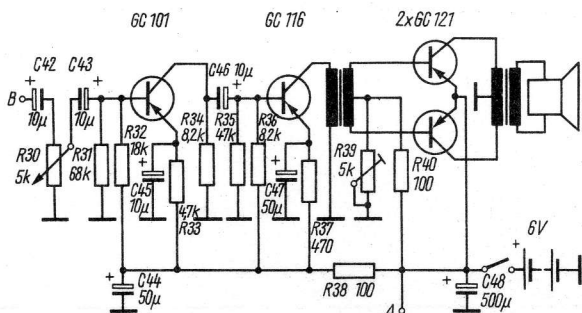


Bild 2 Gesamtschaltung des Geräts (Spulenkern nicht dargestellt)



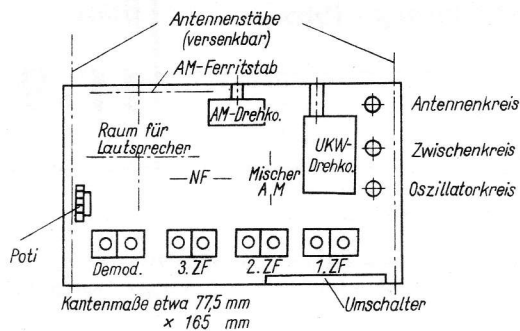


Bild 3 Vorschlag für die Anordnung der Teile

Tabelle 1 Spulendaten

Spule	Wicklung	Bemerkungen
L1	2 × 2 Wdg.	bifilar zwischen L2
L2	6 Wdg., 0,8-mm-CuAg	
L3	4 Wdg., 0,8-mm-CuAg	
L4	9 Wdg., 0,2-mm-CuL	auf Ferritkern, Durchmesser 2 × 7
L5	4 Wdg., 0,8-mm-CuAg	Abgriff bei 2 ³ / ₄ Wdg. vom kalten Ende
L6		Ferritantenne des Mikki, 20 Wdg., abwickeln
L7	20 Wdg., 0,2-mm-CuLS	auf Stiftkern, Durchmesser 3, Manifer 143 o. ä.
L8	Oszillatortspule Sternchen	

3.2. FM-ZF- und AM-Teil

Der ZF-Teil enthält Filter des VEB Stern-Radio Berlin (vgl. Bild 2). Alle Stufen arbeiten in Emitterschaltung. Wie auch im UKW-Tuner werden die Arbeitspunkte mit Emitterwiderständen und Basisspannungsteilern stabilisiert. Die Widerstände in den Kollektorleitungen vermindern die Kreisverstimmung durch die sich mit der Aussteuerung ändernden Kollektorkapazitäten der Transistoren. Die Neutralisation der FM-ZF – falls erforderlich – erfolgt durch LC-Glieder zur Basis. Die entsprechenden Koppelwicklungen sind in den Filtern enthalten. Der Radiodetektor mit *OAA 646* ist unsymmetrisch aufgebaut, was eine größere NF-Spannung ergibt und weniger Bauelemente erfordert als ein symmetrischer. Die AM-Unterdrückung mit einem Einstellwiderstand gleicht kennlinienbedingte Unsymmetrien der Demodulatorkurve aus. Bei AM wird der 1. FM-ZF-Transistor auf Betrieb als selbstschwingender Mischer umgeschaltet. Er erhält seine Eingangsspannung von einer Anzapfung der Ferritantennenwicklung. Der Arbeitspunkt, gegeben durch die FM-ZF-Bedingungen, liegt mit etwa 1 mA relativ hoch.

Die vom *Sternchen* übernommene Oszillatortspule erforderte eine zusätzliche Drossel in der Leitung zwischen Emitter und Koppelkondensator (hinter dem Schalter). Andernfalls sind die Oberwellen des Oszillators so stark, daß sich Mischung mit Kurzwellenstationen ergibt.

Die AM-ZF braucht keine Neutralisation. In üblicher Weise erhält der 1. ZF-Transistor von der Demodulatordiode eine Regelspannung. Die Regelwirkung wird durch eine Dämpfungdiode am 1. ZF-Kreis unterstützt, die bei großer Eingangsamplitude dämpfend wirkt.

Bei sehr schwachen Eingangssignalen wirkt sich die schmale Durchlaßkurve der Einzelkreise nachteilig auf die Tonqualität aus.

3.3. NF-Teil

Der NF-Teil besteht aus den üblichen Stufen: Vorstufe mit rauscharmem *GC 101*, Treiber mit *GC 116* und Gegentakt-B-Endstufe mit 2 Transistoren *GC 121*.

4. Praktischer Aufbau

Für den Aufbau ist eine Leiterplatte erforderlich. Die Freizügigkeit des Musters wird durch verschiedene Faktoren eingeengt. Dazu gehört die Umschaltung AM-FM. Außerdem müssen UKW-Vorstufe und Verhältnisgleichrichter möglichst weit voneinander entfernt sein.

Eine möglichst einfache Abstimmmechanik, verbunden mit flacher Bauweise, zwingt den Lautsprecher etwas an den Rand; sein Magnet erfordert entsprechende Fläche auf der Platte. Die sich aus diesen Betrachtungen ergebende prinzipielle Anordnung zeigt Bild 3. Der Schiebeshalter ist ein leicht geändertes Modell aus dem *A 100*, direkt mit dem Leitungsmuster verbunden.

5. Literatur

- [1] L. Knapschinsky und K. Schlenzig: AM/FM-Taschenempfänger *DT 64 ukw*, radio und fernsehen 15 (1966), H. 8, S. 245 bis 249



1. Einleitung

Zur Ergänzung unserer Schaltungssammlung bringen wir mit Genehmigung des Herstellers die einzelnen Baugruppen eines Schwarzweiß-Fernsehempfängers, der ab 1964 in Produktion war. Es handelt sich um den Typ *Turnier* des VEB Rafena-Werke Radeberg. Baugruppen dieser und ähnlicher Art liegen fertig vor. Die Wiedergabe von Schaltung und Leiterplatte ermöglicht dem Fortgeschrittenen auch den Nachbau.

Allerdings setzt eine solche Arbeit nicht nur entsprechende Kenntnisse voraus, sondern auch eine Reihe von Meßmitteln, so daß man sich meist mit der Kombination fertiger Baugruppen zu einem Gerät begnügen wird. Auch dann bleiben noch genügend Probleme, bis diese Zusammenschaltung tatsächlich funktioniert. Zunächst dürfte aber jeder Amateur einmal vor die Notwendigkeit gestellt werden, einen Defekt im Fernsehempfänger zu beheben. Die folgenden Blätter sollen ihm indirekt auch bei der Entscheidung darüber helfen, ob er sich diesen Eingriff im Einzelfall selbst zutrauen kann. Spezialwissen zur Fernsehtechnik zu vermitteln, muß allerdings der entsprechenden Fachliteratur vorbehalten bleiben – die Schaltungssammlung kann nur ein Speicher bereits aufbereiteten, angewandten Wissens sein.

2. Technische Daten des vorgestellten Modells

Stromart	Wechselstrom 50 Hz
Netzspannung	220 V
Leistungsaufnahme	etwa 160 W
Antennenanschluß	240 Ω symmetrisch
Empfangsbereich	11 Kanäle nach CCIR-Norm, durchstimmbar
Zwischenfrequenz	Bildträger 38,9 MHz Tonträger 33,4 MHz Ton-ZF 5,5 MHz

Nachbarkanalunterdrückung	≥ 1:250 Nachbarbildträger ≥ 1:150 Nachbarbentonträger
Empfindlichkeit	etwa 100 µV bei 1 V am Bildgleichrichter ≤ 400 µV bei 20 dB Rauschabstand an 240 Ω
ZF-Gleichrichter	Germaniumdiode für Bild- und Ton-ZF
Tonausgangsleistung	1,5 W bei ≤ 10% Klirrfaktor für 1 kHz
Lautsprecher	1 Breitbandlautsprecher 1,5 W
Kontrastregler	stetig, mit automatischer Verstärkungsregelung kombiniert
Helligkeitsregler	stetig
Synchronisation	für Bild direkt, Integration für Zeile indirekt, Phasenvergleich
Zeilenzahl	625
Bildwechsel	25/s
Bildgröße	280 mm × 362 mm (<i>Turnier 12</i>); 293 mm × 373 mm (<i>Turnier 14</i>)
Hochspannung am Bildrohr	etwa 14 kV
Ablenkwinkel	110°, elektrostatisk fokussiert
Bestückung	16 Röhren, 4 Germaniumdioden, 1 Se- lengleichrichter
Abmessungen	etwa 550 mm × 447 mm × 366 mm
Masse	etwa 22 kg

3. Lageplan und Netzteil

Die Anordnung der Röhren im Gerät zeigt Bild 1. Ihre Heizfäden werden in Serie direkt aus dem Netz geheizt; auch der Gleichrichter ist eine »Allstromschaltung« (Bild 2). Die Bilder 3 und 4 zeigen die Verteilung der Baugruppen auf dem Chassis, von beiden Seiten gesehen.

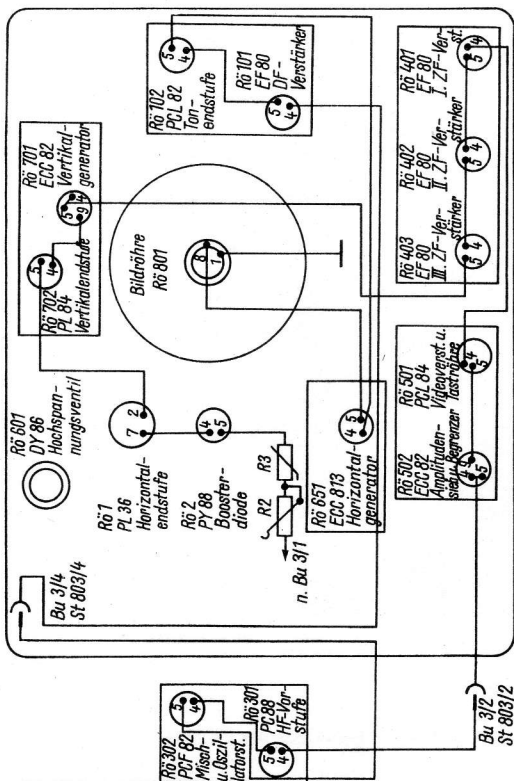


Bild 1 Lage der Röhren und Verlauf des Heizkreises

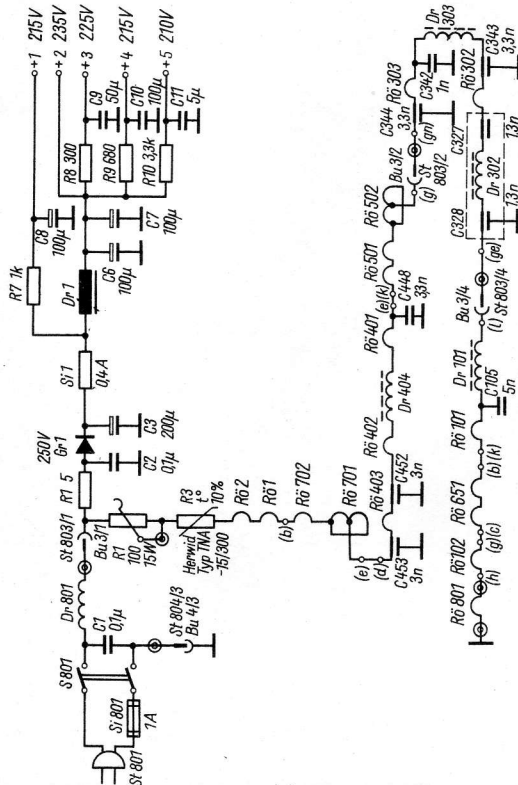


Bild 2 Netzteil

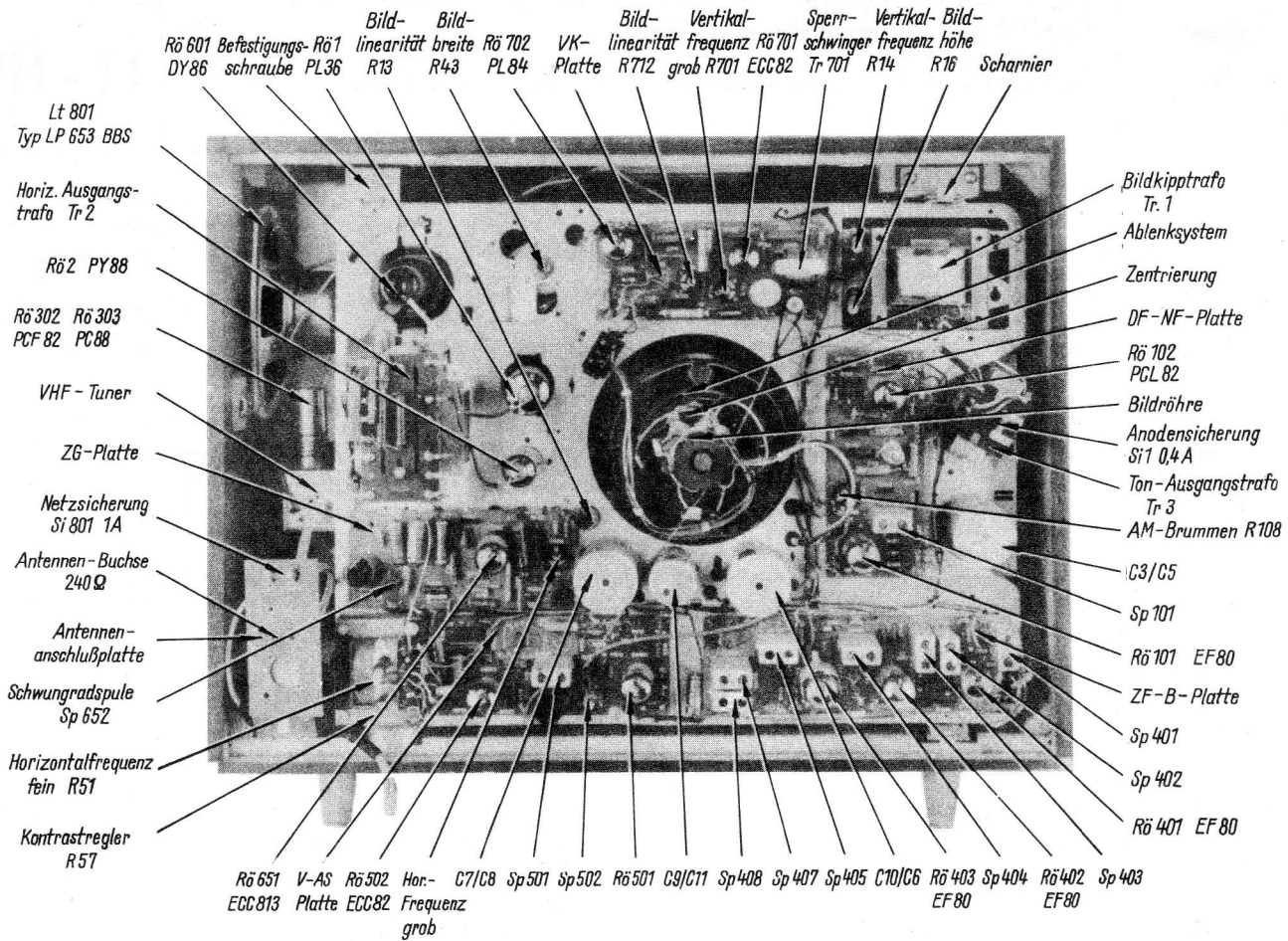


Bild 3 Bauelementeseite des Chassis

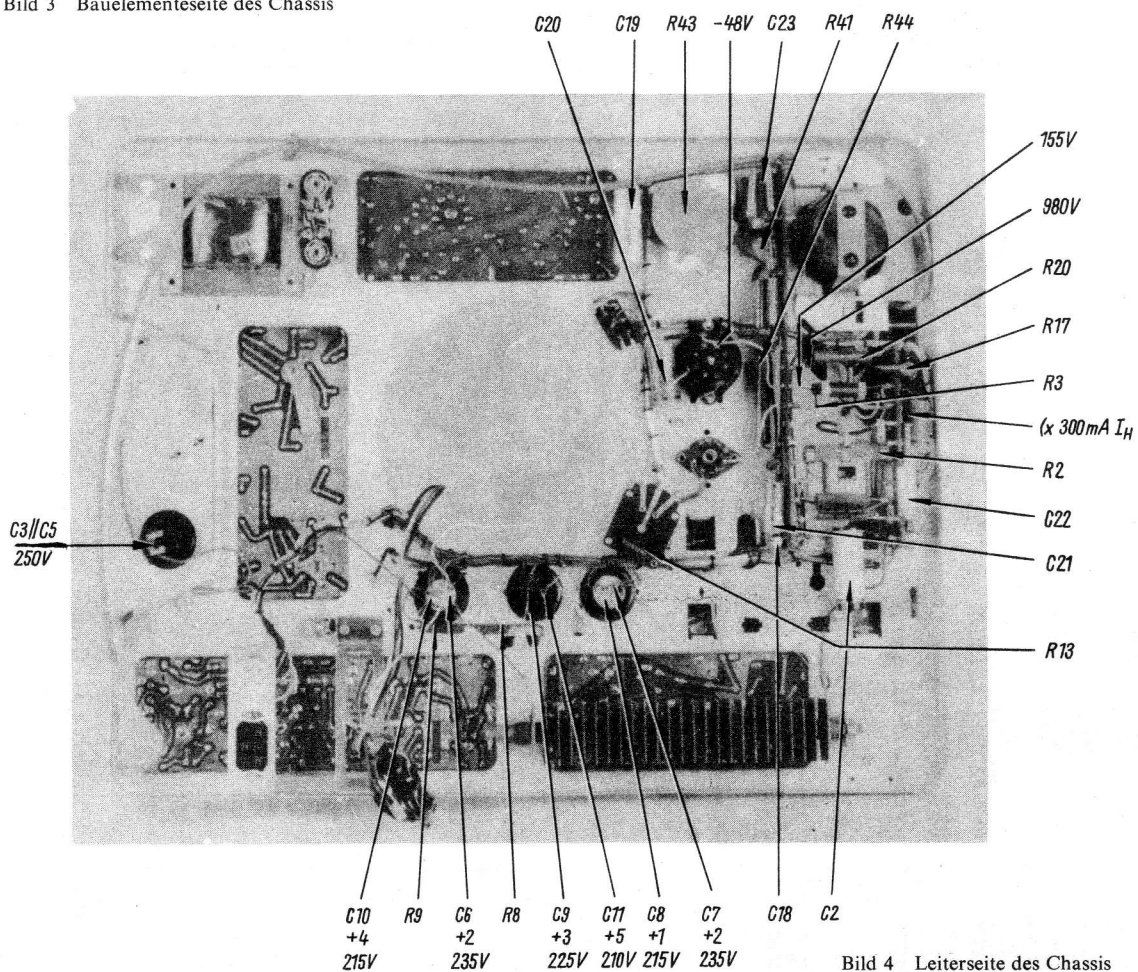


Bild 4 Leiterseite des Chassis



4. Gesamtschaltung

Zur besseren Übersicht wurde die Gesamtschaltung nur in Blockform dargestellt, allerdings mit den notwendigen Zwischenverbindungen außer der Heizung (Bild 5). Die einzelnen Baugruppen folgen in den entsprechenden Blättern. Ihr grundsätzliches Zusammenwirken muß als bekannt vorausgesetzt werden. Zwecks besserer Konzentration der Informationen gehen wir zunächst davon aus, daß das Gerät bereits zusammenschaltet und daß keine Verdrahtungs- oder Bauelementefehler vorliegen. Die Baugruppen sollen grundsätzlich funktionieren (die Voraussetzungen dazu enthalten die folgenden Blätter), so daß ein Testbild bzw. das Programm empfangen werden kann. Mit seiner Hilfe stellt man das Bild ein.*

5. Hinweise zum Einstellen des Bildes

Bildlage

Das Ablensystem muß fest am Röhrenkolben anliegen. Seine richtige Lage ist Voraussetzung, daß das Bild waagrecht steht. Zentriert wird das Bild mit dem drehbaren Justiermagneten (Höhe und Seite).

Bildbreite

Am Regler R43 (Teilschaltbild Horizontalendstufe) wird bei richtiger Bildhöhe die Bildbreite so eingestellt, daß ein Kreis auch tatsächlich als Kreis erscheint. Voraussetzung: Netzspannung genau 220 V, Hochspannung 14 bis 16 kV, Booster-Spannung 960 bis 1050 V (vgl. Bild 3).

* Achtung!

- Gerät über Trenntrafo betreiben!
- Vorsicht - Hochspannung!
- Schutzmaske und Stulpenhandschuhe tragen, wenn Bildröhre ausgebaut werden muß. Dazu Gerät abschalten und nach Abziehen des Anodengegenkontakts Bildröhre über 10-k Ω -Widerstand entladen.
- Nur Amateure mit der entsprechenden Berufserfahrung dürfen sich an Reparaturen von Fernsehempfängern wagen!

Bildhöhe

Einstellung erfolgt mit R16, der funktionell zum Vertikalbaustein gehört, aber an der Rückseite des Geräts liegt. Bild soll Rahmen etwa 5 mm überschreiben.

Bildlinearität

Dafür sorgen die Einstellwiderstände R712 (oben) und R13 (unten), beide zum Vertikalbaustein gehörend.

Zeilenlinearität

Einstellung erfolgt am Kern der Spule Sp603 (Horizontalstufe). Vorsicht - dort liegt Hochspannung!

Bildfrequenz (vertikal)

Feinregeln: R14 (Rückwand), bei Bedarf grob mit R701 (Vertikalbaustein); R14 in diesem Fall auf Mittelstellung.

Zeilenfrequenz (horizontal)

Kern von Sp651 (Zeilengenerator) ganz eindrehen. Sp652/C665, vom Werk auf 19 kHz \pm 100 Hz eingestellt, fällt fast nie aus. R51 auf Mittelstellung bringen, mit R666 Frequenz so einstellen, daß Synchronisation über gesamten Bereich des Feinreglers stabil bleibt.

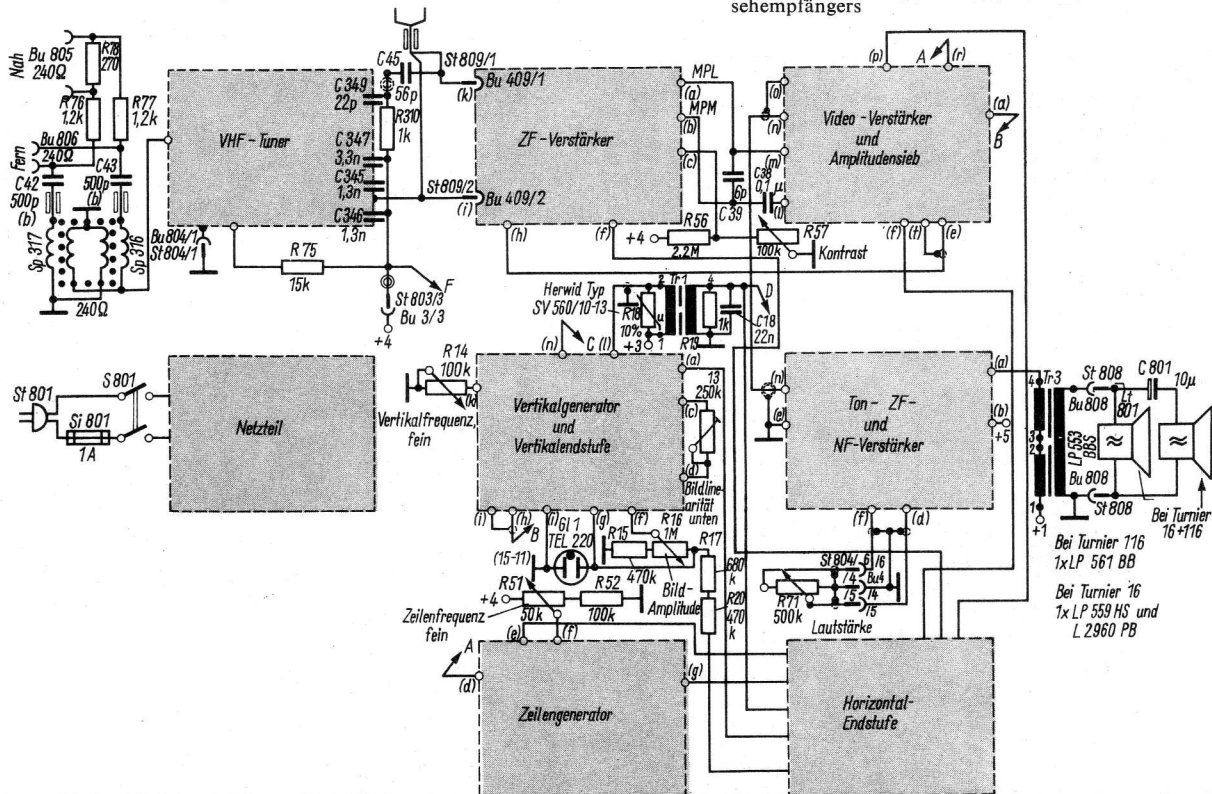
Helligkeit

Mit R62 wird bei voll aufgedrehten Reglern für Kontrast und Helligkeit ohne Signal ein maximaler Strahlstrom von 400 μ A eingestellt. R62 befindet sich am Bedienungsblock.

AM-Brummen

Man bringt es mit R108 auf Minimum (Baugruppe Ton-ZF- und NF-Verstärker).

Bild 5 Blockschaltung des in seinen Baugruppen vorgestellten Fernsehempfängers



6. Hinweise für Messungen und Reparaturen

Das Gerät enthält mehrere Bausteine in gedruckter Schaltung. Ihre Leiterseite ist mit einem Schutzlack überzogen, den man bei Messungen mit der Prüfspitze durchstoßen muß. Löten soll man nie länger als 5 s mit einem Kolben von höchstens 75 W und maximal 250 °C Spitzentemperatur. Defekte Bauelemente möglichst isolierstoffseitig abschneiden, stehengebliebene Drähte als Anschlußstellen für das neue Bauelement verwenden. Eindeutig fehlerhafte Bandfilter entfernt man stückweise: zuerst seitliche Becherbefestigungen auflöten, Becher abziehen. Dann Grundplatte des Filters vorsichtig zerstören und Lötstifte einzeln auslöten; Löcher lötfrei machen.

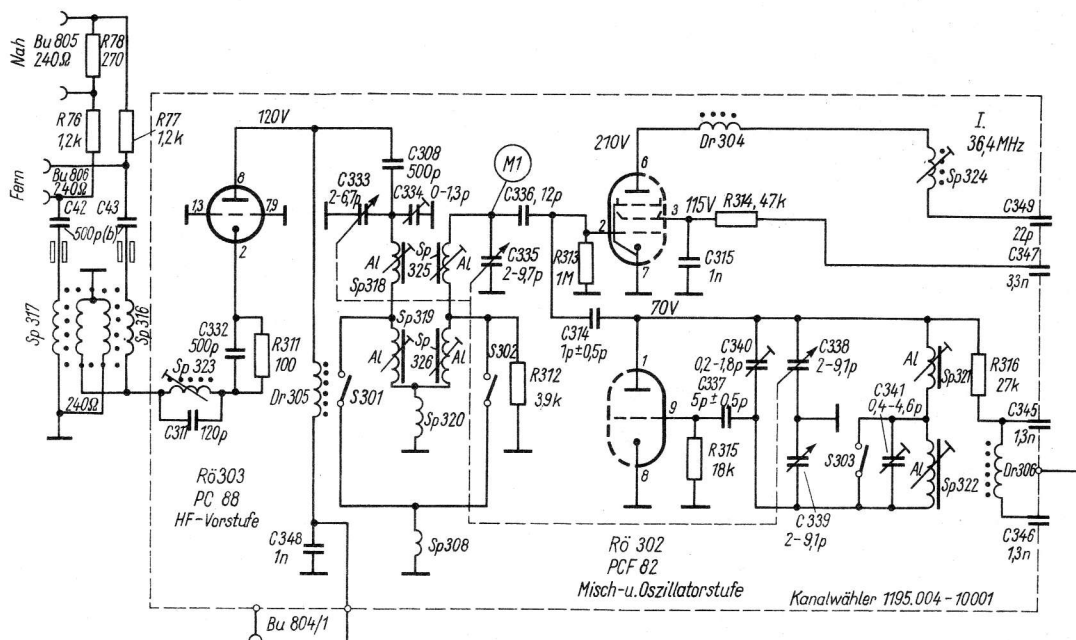


Bild 1 Schaltung des VHF-Tuners

1. Funktion

Bild 1 zeigt eine HF-Vorstufe in GB-Schaltung mit der steilen Spannungsgittertriode PC 88 und eine Misch- und Oszillatorstufe mit der PCF 82. Der niedrige Eingangswiderstand der GB-Stufe erfordert eine Transformation des symmetrischen 240-Ω-Antenneneingangs.

In Serie zur Katodenkombination verhindert ein Bildträger-ZF-Sperrkreis Störungen auf dieser Frequenz. Das Signal gelangt über ein durchstimmbares Bandfilter zur Mischstufe. Eine Schaltlocke stellt dabei den Übergang von Band I auf Band III sicher. Die Oszillatorspannung der Triode wird kapazitiv an das Mischgitter der Pentode geführt (C314). Auch den Oszillatorkreis schaltet eine Schaltlocke zwischen Band I und III um. Über Dr304 und Sp324 wird die ZF ausgekoppelt.

2. Nachgleich des Oszillators

Achtung! Nach Arbeiten dieser Art Deckel wieder sorgfältig aufsetzen, damit die Störstrahlungsbedingungen eingehalten werden!

Zum Nachgleich ist ein Frequenzmesser notwendig, den man lose an die PCF 82 ankopfelt. Bei ganz eingedrehtem Drehko (Platten bündig) wird zunächst auf Band III abgeglichen. Das geschieht am Kern von Sp321 (vgl. Bild 2); Sollfrequenz 212,15 MHz. Danach Drehko um 180° herausdrehen und 265,15 MHz mit C340 einstellen. Wechselweises Wiederholen dieses Vorgangs bringt schließlich Einhalten der Bedingungen an beiden Enden. Danach Drehko auf 249,15 MHz einstellen. Kanalwählerscheibe muß jetzt Kanal 10 zeigen; wenn nicht, dann ist sie zu verstellen. Nun erfolgt Abgleich auf Band I; Kanalwähler auf Kanal 2, Kern von Sp322 (s. Bild 3) auf 87,15 MHz einstellen. Mit C341 Kanal 4 analog abgleichen. Oszillatorfrequenz dort 101,15 MHz. Abgleich wiederholen.

Falls kein Frequenzmesser vorhanden ist, schlägt der Hersteller folgenden Weg vor (zitiert nach Servicehelfer 24):

Voraussetzung ist ein einwandfreier ZF-Abgleich. Dazu wird die Spule Sp401 (Gitterkreis im ZF-Filter I) mit einem Dämpfungsglied 1 kΩ/3 nF bedämpft. Dieses Glied legt man zwischen G1 (Rö401) und Masse. Der ZF-Verstärker nimmt dann eine spitze Durchlaufkurve an. Die bei 37 MHz liegende Spitze dient als Abgleichsbezugspunkt. An C513 ist wie beim ZF-Abgleich eine negative Vorspannung von etwa 3 V zu legen. Der Oszillatorabgleich für Band III

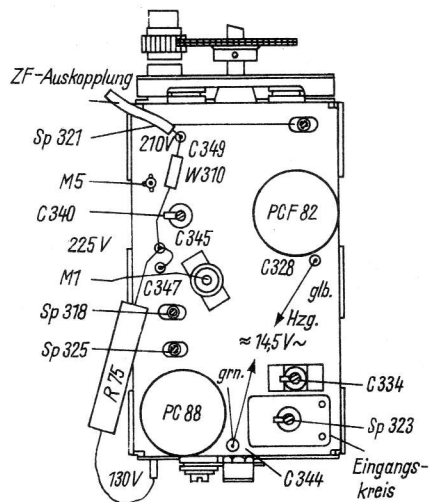


Bild 2 Blick auf den Kanalwähler von oben mit Lage der Abgleichpunkte

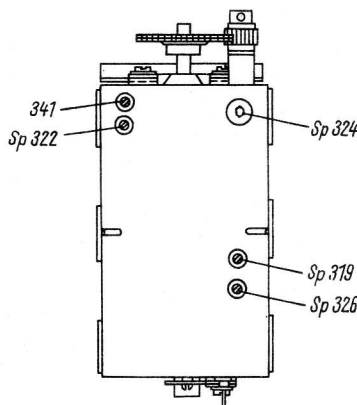


Bild 3 Ansicht des Kanalwählers von unten mit Lage der Abgleichpunkte

beginnt wieder mit bündig eingedrehtem Drehko. An den Meßpunkt MPL/MPM wird ein Meßinstrument 20 k Ω /V angeschlossen. Auf den Antenneneingang gibt man nun eine Frequenz von 175,15 MHz und stellt mit Sp 321 am Instrument Maximum ein. Danach Drehko 180° herausdrehen, Meßsender auf 228,15 MHz stellen und an C340 Maximum einstellen. Vorgang wechselweise wiederholen, bis sich die Maxima nicht mehr verändern. Zur Kontrolle der Skalenanzeige Meßsender auf 212,15 MHz stellen. Der Kanalwählerdrehko wird nun so weit durchgedreht, bis am Instrument ein maximaler Ausschlag auftritt. Die Skalenscheibe muß jetzt auf „10“ stehen. Danach erfolgt Abgleich auf Band I: Kanalwähler auf Kanal 2 stellen und auf Antenneneingang 50,15 MHz geben. Sp321 auf Maximum hin einstellen. Mit C341 Nachgleich auf Kanal 4 bis 64,15 MHz, Abgleich mehrmals wiederholen. Bei Oszillatornachgleicharbeiten Meßsenderausgangsspannung so einstellen, daß Diodenspannung an MPL etwa 1 V beträgt.

3. Abgleich des HF-Bandfilters

Ein solcher Nachgleich wird nur in Sonderfällen nötig, denn selbst bei Röhrenwechsel arbeitet das Gerät normal. Verhalten bei Verstimmung: Meßsender über Anpassungsglied an 240- Ω -Eingang und 20 k Ω /V-Instrument an MPL/MPH anschließen. Vorher Oszillatorabgleich und Skalenscheibe kontrollieren!

Abgleich beginnt in Band III auf Kanal 6. Zwischen M1 und Masse Bedämpfungswiderstand von etwa 100 Ω legen. Sp318 auf 185 MHz abgleichen. Danach Drehko auf Kanal 11 stellen und mit C334 auf 220 MHz abgleichen. Abgleich so lange wiederholen, bis am Meßinstrument für beide Abgleichfrequenzen ein Maximum der Spannung erscheint.

Nun Drehko auf Kanal 3 stellen und Sp319 auf 58 MHz abgleichen. Abgleich ebenfalls wiederholen.

Nach Abgleich der Anodenkreise Bedämpfungswiderstand entfernen und zwischen Punkt Sp318/C308/C334 und Masse legen. Jetzt erfolgt Abgleich des Gitterkreises: Drehko auf Kanal 11, Sp325 auf 220 MHz abgleichen. Maximum in Kanal 6 kontrollieren; liegt es weit neben 185 MHz, dann kann man auf einen mechanischen Defekt am Kanalwähler schließen. Er muß dann ausgetauscht werden.

In Band I mit Sp326 wie mit Sp319 verfahren.

4. Abgleich des ZF-Sperrkreises

Auch diese Arbeit ist nur erforderlich, wenn ein unbefugter Eingriff o. ä. vorliegt.

Über Anpaßglied an Antenneneingang Meßsender und an M5 gegen Masse ein HF-Röhrenvoltmeter anschließen. Mit 38,9 MHz Sp323 auf Minimum bringen.



1. Funktion

Der 3stufige ZF-Verstärker (Bild 1) ist mit 3 Röhren EF 80 bestückt. Er verstärkt die AM-Bildträger-ZF von 38,9 MHz und die FM-Tonträger-ZF von 33,4 MHz. Die Durchlaßbreite bestimmt die Güte der Bildauflösung. Daher erfolgt die Kopplung durch Bandfilter. Im Tuner befindet sich das erste Halbglied von ZF-Kreis I (Sp324). Es ist mit dem 2. Halbglied (Sp401) im ZF-Verstärker fußpunktgekoppelt und auf 36,4 MHz abgeglichen. Die Tonfalle F1, kapazitiv an Sp401 angekoppelt, senkt den Eigen-tonträger ab und wird auf 33,6 MHz min. abgeglichen. Das M-Filter ZF-Kreis II/III ist fußpunktseitig kapazitiv mit den Wellenfallen F2 und F3 gekoppelt. Die Nachbarbildfalle F2 ist auf 31,9 MHz min. abgeglichen, die Nachbartonfalle F3 auf 40,4 MHz min. Ihre Sperrtiefe beträgt mindestens 42 dB. ZF-Filter IV liegt etwa auf Bandmitte (36,4 MHz). C422 gestattet das Einstellen des Koppelgrads. Im VI. ZF-Kreis wird mit Gr401 demoduliert. Das letzte ZF-Filter ist im Kopplungsgrad induktiv veränderbar. Rö401 und Rö402 erhalten eine eingangsspannungsabhängige Regelspannung. Die Schirmgitterwiderstände sind mit 27 kΩ so groß gewählt, daß die Röhren ohne Signal nicht überlastet werden. Rö403 erhält ihre Schirmgitterspannung aus der Booster-Spannung. Das verhindert eine Überlastung der Demodulatordiode bei fehlender Regelspannung. Im Videodemodulator wird die AM-Bild-ZF gleichgerichtet, außerdem entsteht an der nichtlinearen Gleichrichterkennlinie die Differenzfrequenz. Als RC-Kombination wirken C430 und R436. Dr401 und Dr403 sowie C639 bilden eine Siebkette. Dr407 linearisiert den Frequenzgang. Der Spannungsteiler R56/R57 außerhalb der Baugruppe (s. Gesamtschaltung) spannt den Videogleichrichter positiv vor. Das hebt infolge der galvanischen Kopplung zwischen ihm und der Videoendstufe einen Teil der am Katodenwiderstand der PCL 84 entstehenden Gittervorspannung auf. Dadurch wird der Arbeitspunkt der Videoendröhre eingestellt.

2. Abgleich

Die Meßschaltung zeigt Bild 2. Zum exakten Abgleich werden benötigt: 1 Wobbelgenerator für 30 bis 42 MHz mit Markengeber, 1 Spannungsmesser 20 kΩ/V und 1 Serviceoszillograf. Erst nach der üblichen Einlaufzeit aller Geräte (einschließlich Empfänger) ist mit dem Abgleich zu beginnen. Dazu stellt man zunächst den VHF-Tuner auf den Leerkanal (Kanal 1) und schließt die regelbare Gitterspannung am Anschlußpunkt (h) der V-AS-Platte und an Masse an. Sie wird so eingestellt, daß an R402/C411 4,5 V entstehen. Die PCL 84 (Rö501) wird entfernt, an ihre Stelle kommt ein Heizersatzwiderstand 50 Ω/2 W. MPM wird mit Masse verbunden. An ihn und an MPI schließt man den Oszillografen an.

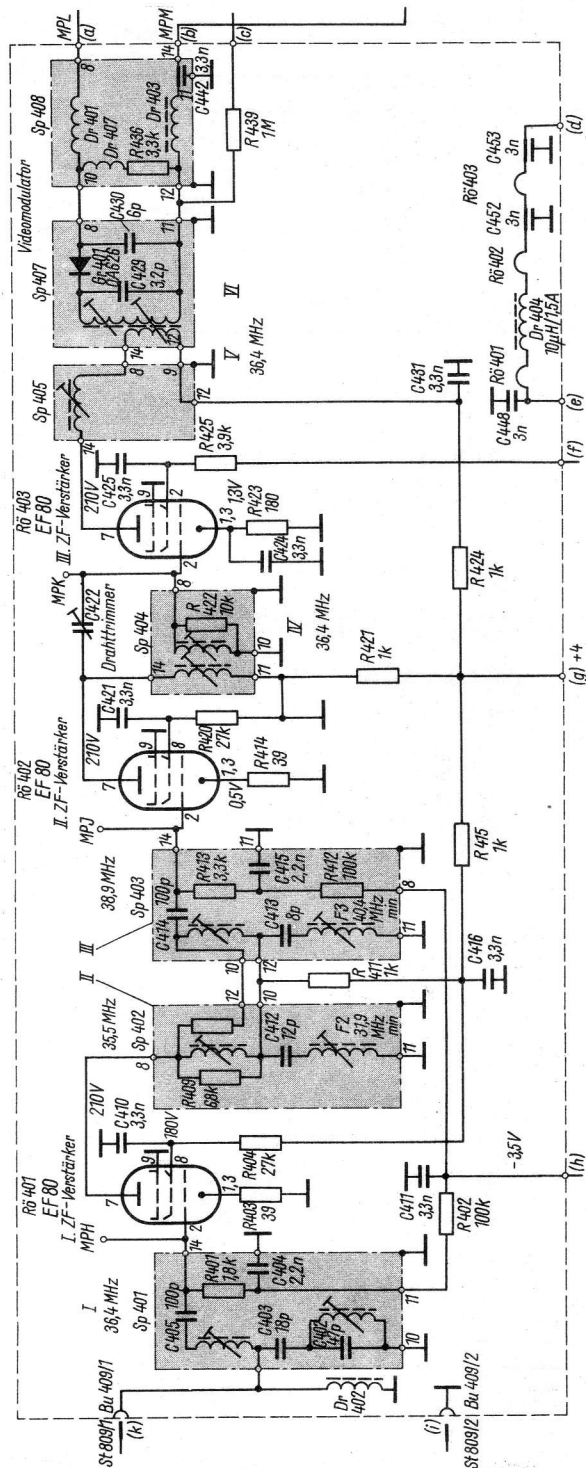


Bild 1 Schaltung des ZF-Verstärkers

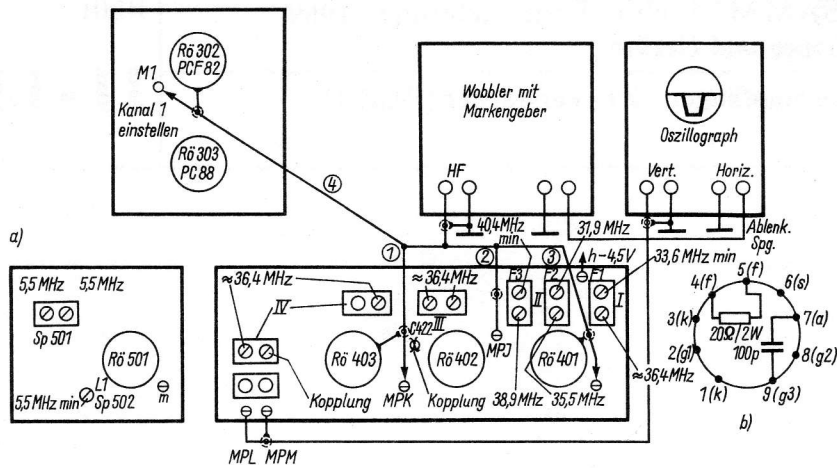


Bild 2 a – Anschluß der Geräte für den ZF-Abgleich, b – Adapteranschlüsse für Heizersatzwiderstand und Verstimmungskondensator

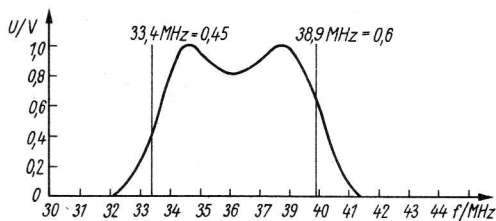


Bild 3 Sollkurve für Filter IV

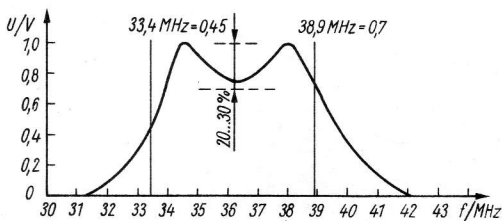


Bild 4 Sollkurve bei Abgleich von Filter III

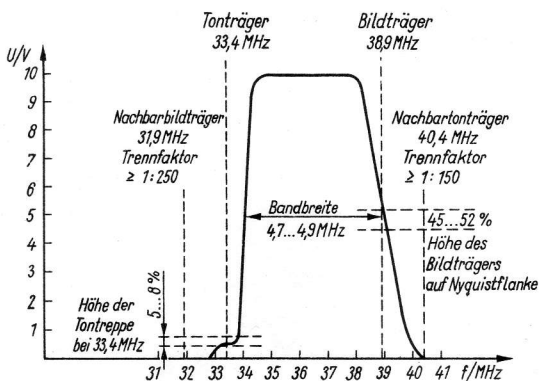


Bild 5 Sollkurve bei Abgleich von Filter II

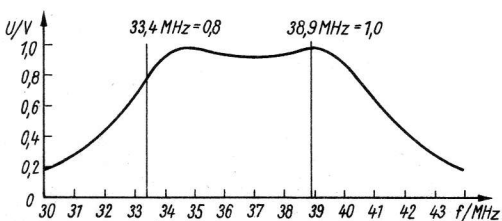


Bild 6 Gesamte Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

Der Abgleich erfolgt vom IV. Filter an bis zum I.

IV – R6402 ziehen, Verstimmungsadapter einsetzen (Bild 2 b). Wobblersender über 1 nF an MPK. Sp405 und 407 auf 36,4 MHz abgleichen. Mit Koppelspule Sollbandbreite einstellen (Bild 3).

III – R6402 wieder einsetzen, Wobbler an MPJ über 1 nF anschließen. Mit Sekundär- und Primärkreis Kurvenverlauf auf gleiche Höckergröße einstellen (Bild 4). Mit C422 Sollbandbreite einregeln. Verformungen der Durchlaßkurve durch wechselseitigen Abgleich beider Spulen ausgleichen.

II – Wobbler über 1 nF an MPH anschließen. F3 auf 40,4 MHz min., F2 auf 31,9 MHz min. abgleichen. Dazu Wobbelhub verringern und Oszillografen empfindlicher stellen, damit der abzugleichende Bereich der Durchlaßkurve gedehnt wird. Danach Sp402 auf 35,5 MHz max. und Sp403 auf 38,9 MHz max. abgleichen. Anschließend nochmals Lage von Nachbar- und -bildfalle überprüfen und gegebenenfalls Abgleich wiederholen, bis Sollkurve erreicht wird. Kurvenverlauf siehe Bild 5.

I – Wobbler an M1 im Tuner anschließen; F1 auf 33,6 MHz min. abgleichen. Sp305 und Sp401 auf etwa 36,4 MHz bringen. Frequenz von F1 erneut kontrollieren und wechselseitig abgleichen, bis eine Durchlaßkurve über alles erreicht wird, wie sie Bild 6 zeigt.

3. Filterdaten

Bild 7 faßt die einzelnen Filter in Schaltung und Daten zusammen. Dadurch wird auch ein Nachbau möglich.

4. Reparatur

Die hohe Verstärkung dieser Baugruppe erfordert beim Wechsel von Bauelementen das genaue Einhalten von Wert, Abmessungen und Lage. Dazu hilft der Lageplan (Bild 8). Aus Bild 8 ist auch das Leitungsmuster zu erkennen, so daß ein erfahrener Amateur durchaus einen Nachbau wagen kann – allerdings angesichts der greifbaren Industriebaugruppen ein meist nicht sinnvolles Unterfangen.

Beim Wechseln eines Filters (vgl. Übersichtsblatt 11-11) muß die Durchlaßkurve mit einem Wobbelmeßsender überprüft werden.

5. Fehlersuche

Tabelle 1 erleichtert das Auffinden charakteristischer Fehler im ZF-Verstärker.

Tabelle 1 Fehlersuche im ZF-Verstärker

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
kein Bild, kein Ton	Röhre im ZF-Verstärker defekt, ZF-Filter defekt, Betriebsspannung fehlt	Röhren versuchsweise wechseln, stufenweise Verstärkung überprüfen
kein Bild, Ton leise und unsauber	Spannung an G2 der Röhre 403 fehlt	R36 (s. Bl. 11-21), R425 überprüfen
Bild unempfindlich, schwach, teilweise Doppelkonturen	Demodulationsdiode defekt	Gr401 wechseln oder Sp407 wechseln und ZF nachgleichen
Bild plastisch, Einschwingkanten oder keine Auflösung	ZF-Durchlaßkurve nicht in Ordnung	ZF nachgleichen
Ton verbrummt bei kräftigen Weißwerten im Bild	Tontreppe liegt zu hoch	ZF nachgleichen, F1 und F2 genau einstellen
Kontrast zu stark oder zu schwach bei normalem Eingangssignal	Regelspannung an Röhre 401, Röhre 402 fehlt oder ist zu niedrig bzw. zu hoch	Regelspannung nach Prinzipschaltbild der Regelspannungserzeugung überprüfen (vgl. Blatt 11-15/16)
Bild schwach	EF 80 verbraucht, Abblockkondensator im ZF-Filter ohne Kapazität, Schienenspannung zu niedrig	defekte Röhre auswechseln, ZF-Kurve überprüfen, Spannungen messen

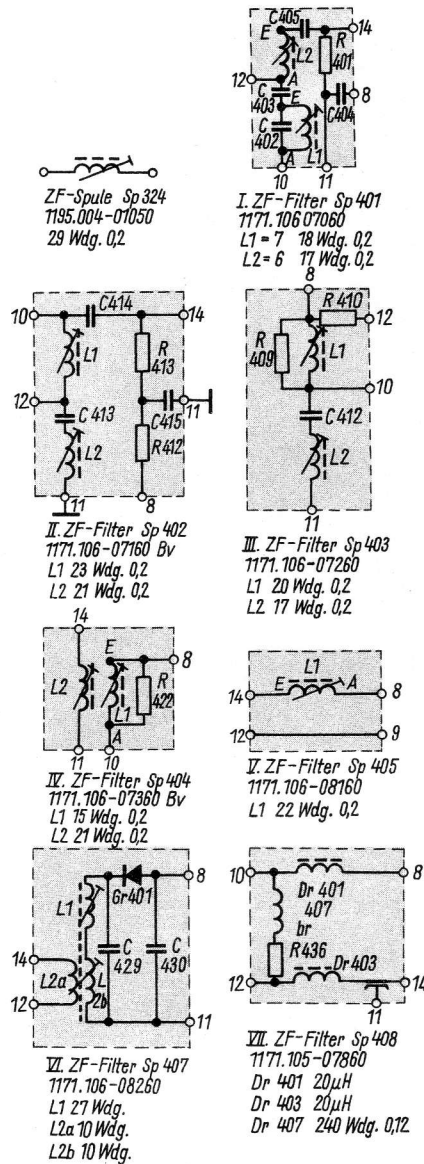


Bild 7 Schaltung und Daten der Filter des ZF-Verstärkers



1. Videoendstufe und Taststufe

Die Schaltung der gesamten Funktionseinheit einschließlich Amplitudensieb zeigt Bild 1. Bild 2 gibt die beim einwandfreien Funktionieren auf einem Serviceoszilloskop sichtbaren Impulse bei Antasten der einzelnen Meßpunkte nach Bild 1 wieder. Das am Bildmodulator gewonnene BAS-Signal gelangt zur Videoverstärkerröhre PCL 84 (Rö 501). Sp408 und Dr501 unterdrücken Oberwellen und kompensieren Übertragungsverluste an hohen Videofrequenzen. Der ebenfalls im Videoverstärker verstärkte Differenzton (5,5 MHz) wird über Sp501 ausgekoppelt und dem DF-Verstärker zugeführt. Den Videofrequenzgang korrigieren Dr502 und Dr503; L1 hält 5,5-MHz-DF-Anteile von der Bildröhrenkatode fern. C511/R510 hebt die höherfrequenten Videofrequenzen weiter an.

Mit R57 wird die Verstärkung der Videostufe geregelt. Dabei gelangt über den Teiler R56/R57 eine mehr oder weniger positive Vorspannung an das Steuergitter des Pentodenteils von Rö 501. Je nach Höhe des ebenfalls anliegenden BAS-Signals stellt sich der Arbeitspunkt der Videoröhre ein (und damit ihre Verstärkung).

Durch Anodenstromänderung wird auch die Spannung an der Bildröhrenkatode geregelt, so daß sich analog zur Kontraständerung auch die Bildhelligkeit ergibt. Da das BAS-Signal auf seinem Weg keine Koppelkondensatoren durchläuft, ergibt sich keine Schwarzwertvernachlässigung.

Prinzipiell arbeitet die Bildröhre in Gitterbasisschaltung. Gitter 1 (der Wehnelt-Zylinder) liegt zwar ebenfalls »positiv hoch«, gegen Katode ist es aber negativ. Die positive Wehnelt-Vorspannung läßt sich mit R61, R62, R65 regeln. R62 stellt den Helligkeitsgrobregler dar, mit dem man Röhrentoleranzen ausgleicht. An R61 wird fein eingestellt.

2. Regelspannung

Die Regelspannung entsteht im Triodenteil von Rö 501, die in Gitterbasisschaltung arbeitet. Er erhält katodenseitig das positiv gerichtete Horizontalsynchronisierimpuls-Steuersignal. An die Anode gelangen die aus einer Hilfswicklung des Zeilentrafos gewonnenen Rücklaufimpulse, die die Röhre öffnen, wenn sie mit den Katodensteuerimpulsen zeitlich zusammentreffen. Mit dem Grundkontrastregler R515 kann der Taststufenarbeitspunkt eingestellt werden.

Bei $U_{ss} = 3,5 V$ an MPL wird nun mit R515 eine Regelspannung von -18 bis $20 V$ an der Anode der Taströhre eingestellt.

3. Amplitudensieb

Es enthält Rö 502 und besteht aus 2 Stufen. In der ersten werden die für Vertikal- und Horizontalablenksynchronisierung benötigten Synchronisierimpulse vom Signalgemisch getrennt und in der zweiten weiterverstärkt und beschnitten. Sie gelangen dann von Punkt B über die Integriertkette C704/R704 an den Vertikalsynchronisiererteil und - unter Zwischenschaltung der Phasenvergleichsstufe - von Punkt A zum Horizontalsynchronisiererteil.

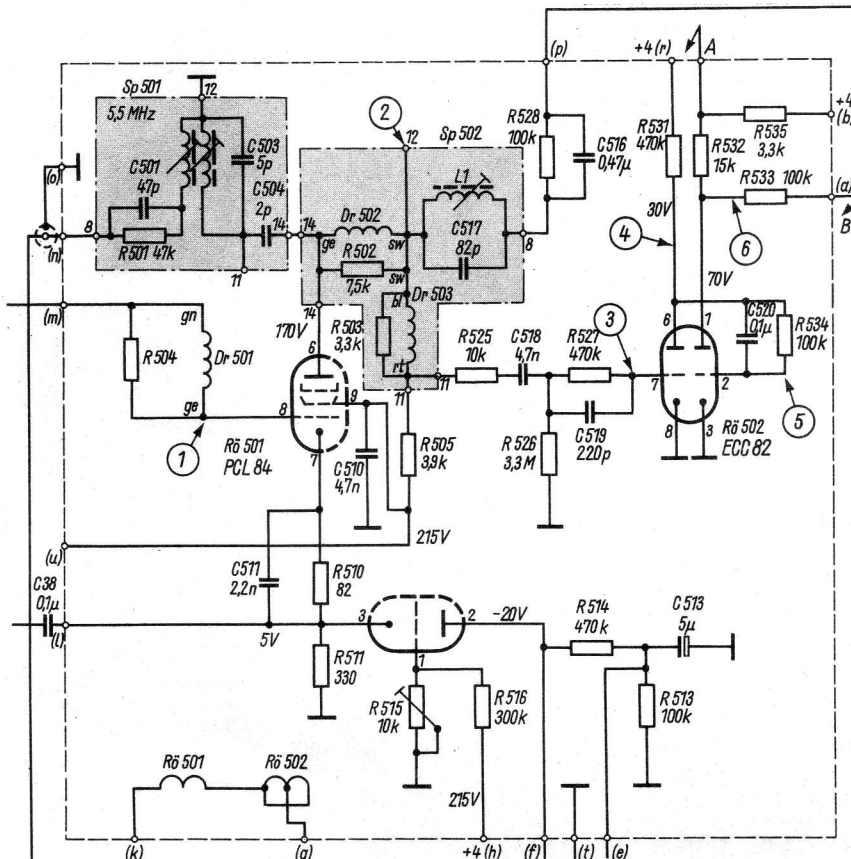


Bild 1 Schaltung der Baugruppe Videoverstärker und Amplitudensieb (V-AS)

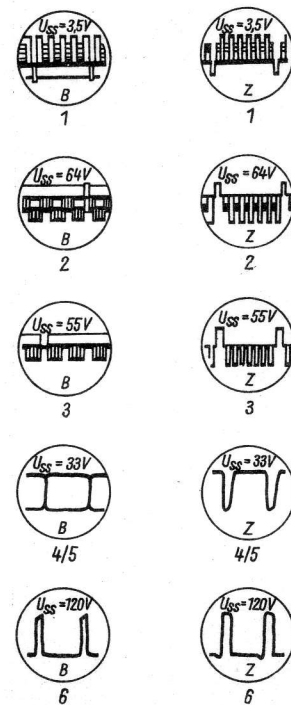


Bild 2 Impulsbilder an den in Bild 1 verzeichneten Meßpunkten



Schwarzweiß-Fernsehempfänger · Videoverstärker
 und Amplitudensieb (Blatt 2)

4. Leiterplatte

Bild 3 zeigt den Bestückungsplan mit untergelegtem Leitungsmuster.

5. Fehler im Videoverstärker

Die Korrekturdrosseln sind mechanisch sehr empfindlich. Sind die Wicklungsenden abgerissen, so färben sich bei Drosseln in der Anodenspannungszuführung die Dämpfungswiderstände wegen Überlastung häufig dunkel. Die Drosseln werden durch Farbpunkte auf den Widerständen gekennzeichnet. Defekte Drosseln kann man auch durch eine L-Messung ermitteln. Fehler im Videoverstärker ergeben unscharfes, verwaschenes Bild, geringen Kontrast oder fehlende Bildhelligkeit. Tabelle 1 bietet eine Zusammenfassung der typischen Fehler und der Möglichkeiten, sie zu beseitigen.

Tabelle 1 Fehler im Videoverstärker

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
Bild unscharf	Korrekturdrossel Dr501, Dr502 oder Dr503 defekt, C510 ohne Kapazität	fehlerhafte Korrekturdrossel gegen neue ersetzen, C510 austauschen
kein Bild	Rö501 defekt, Betriebsspannungen fehlen	Röhre überprüfen, Spannungszuführung kontrollieren
feines Moiré im Bild	Ton im Bild (5,5 MHz)	5,5-MHz-Sperre L1 nach Abgleichanweisung abstimmen

6. Fehler in der Taststufe

Solche Fehler ergeben ein flaes oder übersteuertes Bild. Steuergitter- und Katodenspannung der Taströhre sind mit einem Vielfachmesser zu kontrollieren. An der Anode mißt man die entstehende Regelspannung. Bei fehlender Regelspannung werden mit dem Oszillografen Impulsform und Amplitude des Horizontalrücklaufimpulses kontrolliert. Einwandfreie Funktion der Taststufe ergibt Werte nach Bild 4. Das Oszillogramm »23« erhält man dabei am Meßpunkt 23 in der Horizontalendstufe (genauer am Zeilenträfo).

Eine Fehlerübersicht enthält Tabelle 2.

Tabelle 2 Fehler in der Taststufe

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
Bild flau auch bei genügend starkem Signal	R513 hochohmig geworden	R513 austauschen
nur Spuren von Bild und Ton	R516 defekt, C27 defekt (durchgeschlagen)	R516 austauschen, C27 austauschen
Kontrast regelt nicht	Rö501 PCL 84 defekt	Rö501 austauschen
Bild übersteuert	C513 keine Kapazität	C513 austauschen

7. Fehler im Amplitudensieb

Solche Fehler bewirken Ausfall der Bild- und Zeilensynchronisation oder labile Synchronisierung. Man sucht diese Fehler durch Kontrolle der Impulsbilder nach Bild 2 (s. Blatt 1), am Pentodensteuergitter von Rö501 beginnend, und mit Hilfe eines hochohmigen Voltmeters.

Nachtrag

Laut Serviceunterlagen hat Dr502 einen Wert von 105 µH, Dr503 ist mit 175 µH angegeben.

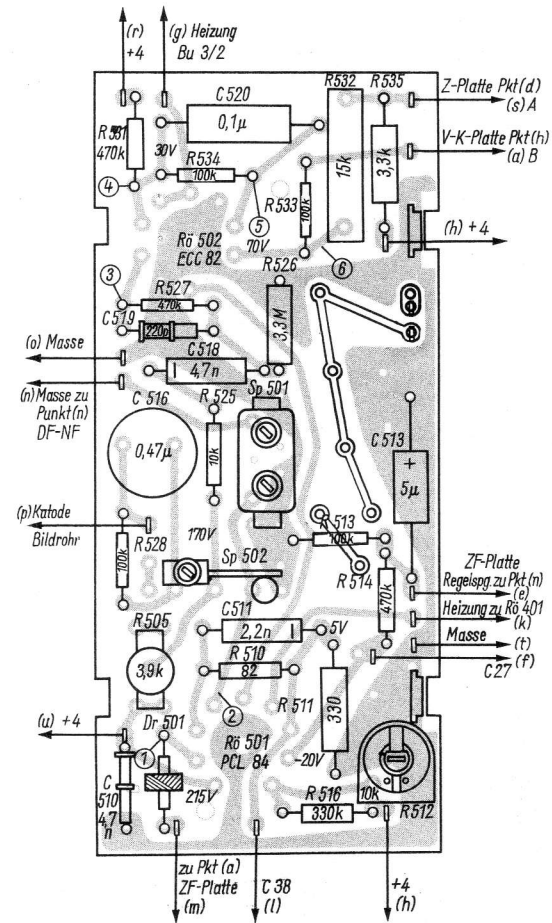


Bild 3 Bestückungsplan mit untergelegtem Leitungsmuster

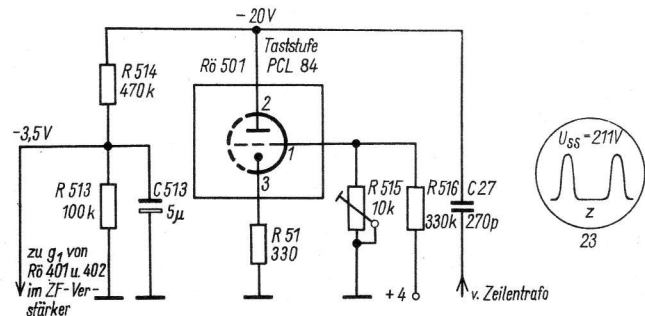


Bild 4 Taststufe mit Meßwerten

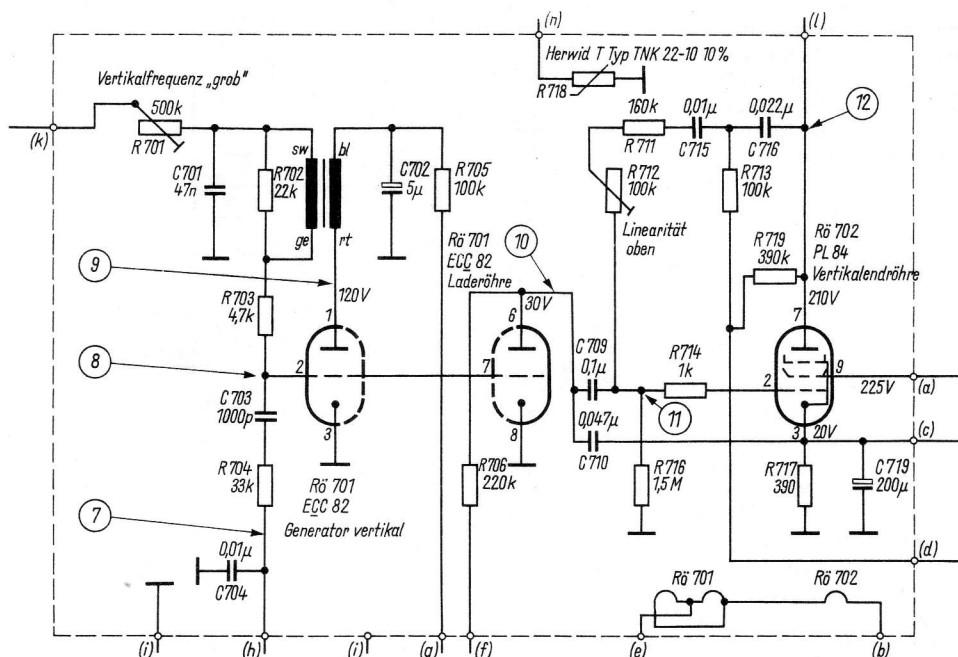


Bild 1 Schaltung der Baugruppe Vertikalgenerator und Vertikalendstufe

1. Funktion und Impulsbilder

Bild 1 zeigt die Schaltung dieser Baugruppe. Die Vertikalablenkstufe enthält Rö701 und Rö702. Die Bildsynchronimpulse gelangen von der Anode der Impulsbegrenzerstufe über eine Integriertkette zum Steuergitter des Vertikalgenerators. Das erste Triodensystem von Rö701 bildet den Vertikalgenerator in Sperrschwingerschaltung. Die Zeitkonstante im Generatorgitterkreis bestimmt die Vertikal-kippfrequenz; sie läßt sich im Bereich um 50 Hz mit Potentiometer einstellen. Zur Grobeinstellung dient R701 auf der VK-Platte. Das 2. Triodensystem der ECC 82 (Rö701) dient als Laderöhre. Ihre Anodenspannungsänderung ändert die Amplitude der erzeugten Impulse. Das Steuergitter der Laderöhre ist galvanisch mit dem der Generatorröhre gekoppelt, es öffnet oder schließt daher im gleichen Zeitpunkt. Sperrt die Laderöhre, so lädt sich C710 auf, öffnet sie, dann wird er entladen. Bei Änderung der Ladespannung durch den Bildamplitudenregler bleiben die Spannungen am Generator konstant und dadurch ohne Einfluß auf die Frequenz.

Am Ladecondensator C710 baut sich eine Sägezahnsschwingung auf, die über C709 dem Steuergitter der Vertikalendröhre (Rö702) zugeführt wird. Diese bringt den vom Ablenkensystem benötigten hohen Ablenkstrom auf. Wegen der zu kleinen Induktivität des Vertikal-ausgangstrafos und des dadurch unlinearen Sägezahn in den Ablenkspulen muß die Steuerspannung der Vertikalendröhre parabel-förmig vorverzerrt werden. Das gewährleistet das Gegenkopplungs-netzwerk C716, R713, R715, R711, R712 zwischen Anode und Steuergitter der Vertikalendröhre. An R712 und R713 kann man die Linearität im oberen und unteren Bilddrittel einstellen. R18 an der Primärseite des Vertikal-ausgangstrafos schützt ihn gegen hohe Rücklaufspannungsspitzen. Um die bei Erwärmung des Ablenkensystems eintretende Amplitudenänderung zu kompensieren, liegt in Serie mit dem Ablenkensystem ein TNK-Widerstand. An der Sekundärseite des Vertikal-ausgangstrafos wird zur Schwarzsteuerung des Bildrücklaufs eine Impulsspannung abge-nommen und dem Wehnelt-Zylinder zugeführt.

Die Pulsbilder an den einzelnen Meßpunkten nach Bild 1 gehen aus Bild 2 hervor, während Bild 3 die Wickeldaten der beiden Übertrager zeigt.

Bei den Impulsmessungen gibt man entweder ein HF-Sendersignal an den Antenneneingang oder ein videofrequentes Testsignal von

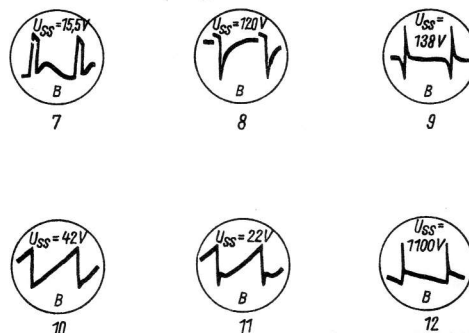


Bild 2 Pulsbilder an den in Bild 1 verzeichneten Meßpunkten

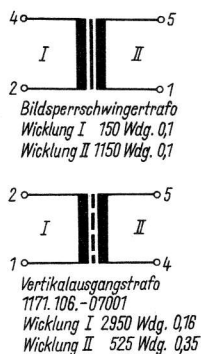


Bild 3 Wickeldaten der Übertrager

einem Bildmuster-generator an den Eingang der Videostufe. Alle Impulsmessungen sind in Spannung von Spitze zu Spitze angegeben. Schwankungen um $\pm 20\%$ sind möglich. Die Bezeichnungen »B« und »Z« bedeuten Bild- und Zeilenfrequenzen. Den Oszillografen reicht man vorher mit einer bekannten sinusförmigen Spannung (Heizspannung). Ein Vielfachinstrument mißt davon U_{eff} . Mit 2,82 multipliziert, erhält man daraus U_{ss} .

2. Fehlertabelle

Tabelle 1 faßt typische Fehler zusammen.

Tabelle 1 Typische Fehler dieser Baugruppe

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
keine Ablenkung (horizontaler weißer Strich)	Generator schwingt nicht, Endstufe arbeitet nicht, Ausgangstrafo unterbrochen, Ablenk-system unterbrochen	Generator überprüfen, Vertikalendstufe überprüfen, Messen der Betriebsspannung an den Elektroden, Oszillogramme kontrollieren, Röhren wechseln
Generator synchronisiert nicht	Röhre hat schwache Emission, Synchronisierimpuls fehlt, Betriebsspannungen stimmen nicht	Röhren auswechseln, Synchronisierimpulse am Gitter des Vertikalgenerators kontrollieren, Betriebsspannungen messen
Bildhöhe zu gering	R706 hochohmig geworden, R6702 nicht in Ordnung	R706 überprüfen, Betriebsspannungen an Laderöhre und Endröhre überprüfen diese Bauelemente überprüfen, PL 84 versuchsweise wechseln
Vertikalablenkung unlinear	C715, C716 oder C719 defekt, R711, R713 unterbrochen	diese Bauelemente überprüfen, PL 84 versuchsweise wechseln
Bild zittert	Überschläge am Bildausgangsübertrager, Fehler im Amplitudensieb	R34 überprüfen, Bildausgangsübertrager wechseln
Bildamplitude viel zu klein und ineinandergeschoben	C710 keine Kapazität	Kondensator wechseln
breite senkrechte dunkle Streifen, Zeilen paarig bzw. Zwischenzeile fehlt	C18 keine Kapazität	Kondensator wechseln
Vertikalamplitude schrumpft nach Erwärmung	R718 defekt	Widerstand wechseln

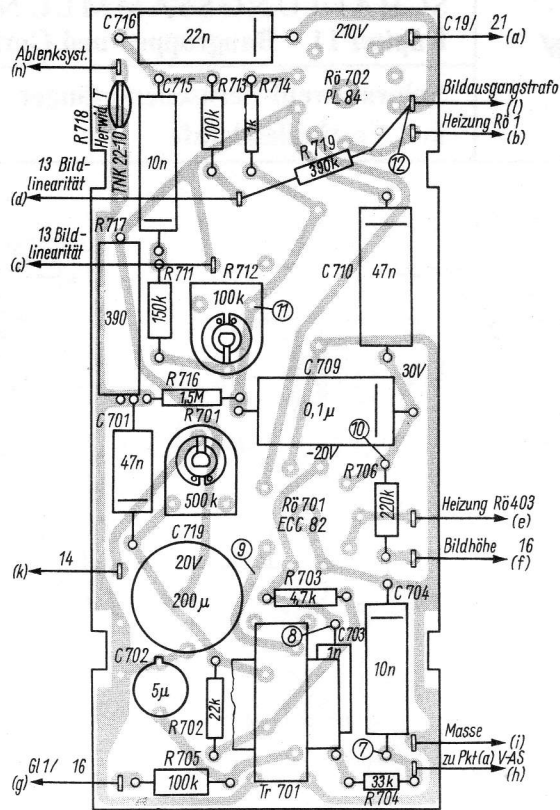


Bild 4 Bestückungsplan mit untergelegtem Leitungsmuster

3. Leiterplatte

Bild 4 gibt Bestückungsplan und Leitungsmuster der Baugruppe wieder.

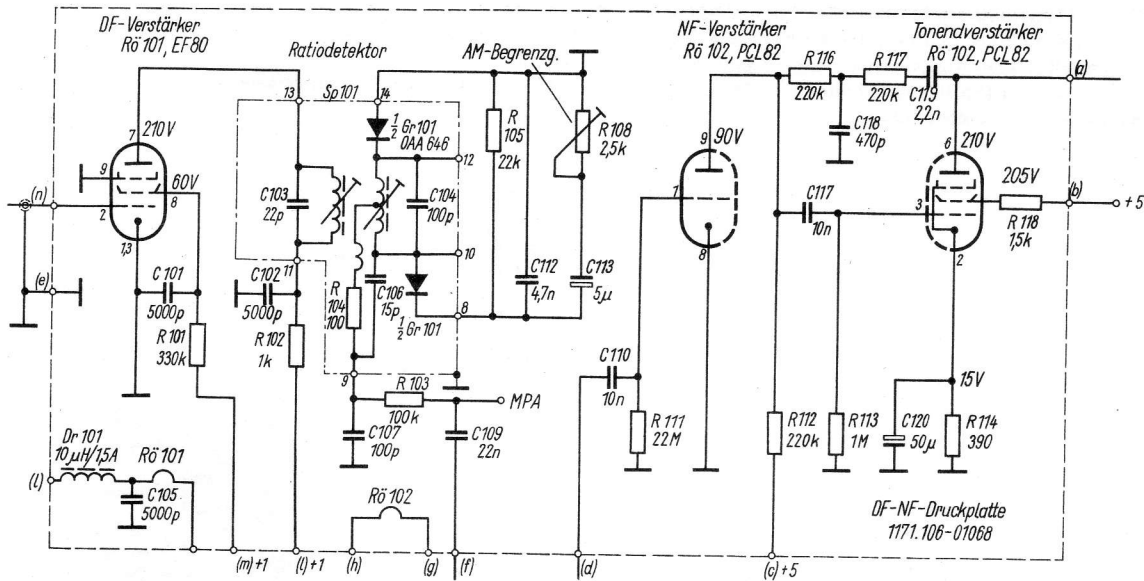


Bild 1 Schaltung der Baugruppe Ton-ZF- und NF-Verstärker

1. Funktion (s. Bild 1)

Sp501 hat die Ton-Differenzträger-ZF bereits aus dem Signalmisch ausgiebt. Rö501 verstärkt entsprechend das Tonsignal. Daher genügt im DF-Kanal eine Verstärkerstufe. Rö101 dient außerdem der AM-Begrenzung. Sie erfolgt mit der Audion-Kombination C501/R501 (vgl. Bl. 11-15) und durch die stark herabgesetzte Schirmgitterspannung.

Eine unsymmetrische Radiodetektorschaltung gewährleistet die FM-Demodulation. R108 kompensiert die Abhängigkeit der AM-Unterdrückung von der Feldstärke des empfangenen Senders. C112 schließt die 5,5-MHz-Spannung kurz. Von Meßpunkt MPA wird über C109 die NF abgenommen und den NF-Stufen zugeführt. Rö102 im Tonteil bildet Vor- und Endverstärker. Die Spannungsgegenkopplung mit C119, R117, C118 und R116 korrigiert den Frequenzgang und verbessert den Klirrfaktor des NF-Verstärkers. Bild 2 bringt die Wickelgüterdaten dieser Baugruppe.

2. Abgleich des DF-Tonverstärkers

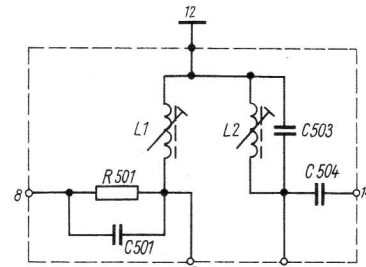
Man benötigt einen Meßsender 4 bis 12 MHz, einen Vielfachmesser mit mindestens 20 kΩ/V oder einen Wobbelmeßsender mit Sichtgerät.

Sp501 (Baugruppe V-AS): Meßsender mit FM an Anschlußpunkt (m) der V-AS-Platte anschließen. Sp501 auf 5,5 MHz max. abgleichen. Meßsenderamplitude so einstellen, daß 10 V an C113 liegen. Dabei darf Rö101 noch nicht bis in den Begrenzungseinsatzpunkt angesteuert sein. Das erkennt man daran, ob bei Vergrößern der Ausgangsspannung die angezeigte Spannung noch steigt. Sollkurve siehe Bild 3.

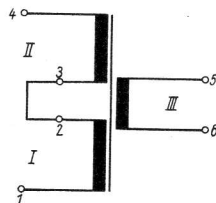
Sp101 (Radiodetektor): Meßsender an MPF, Abschirmung an Masse. 2 Widerstände von je 200 kΩ in Serie schalten und zwischen Pluspol des Elkos C113 und Masse legen. Instrument an Verbindungspunkt (»M« in Bild 5) der beiden Widerstände und Masse legen.

Primärkreis von Sp101 auf 5,5 MHz max. abgleichen. Ausgangsspannung dabei so einstellen, daß der Begrenzeinsatz erreicht wird. Nun Instrument zwischen MPA und Verbindungspunkt des beschriebenen Meßspannungsteilers anschließen. Sekundärkreis von Sp101 auf Nulldurchgang bei 5,5 MHz abgleichen. Die Umkehrpunkte der Richtspannungscharakteristik sollen bei (oder bei mehr als) 100 kHz liegen. Die Richtspannung muß bei 5,5 MHz ± 100 kHz größer oder gleich ± 2,5 V sein.

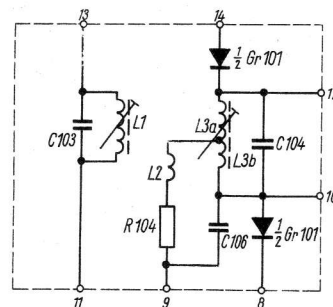
Bild 4 zeigt die Sollkurve.



DF-Filter 1.71.106-07062
 L1 78 Wdg. 0,12
 L2 105 Wdg. 0,12



Tonausgangsstraße 1171.106-07101
 I 1500 Wdg. 0,15
 II 1500 Wdg. 0,15
 III 85 Wdg. 0,7



Radiodetektorfilter 1171.106-07068
 L1 70 Wdg. 0,12; L2 8 Wdg. 0,1
 L3a 22 Wdg. 0,12; L3b 22 Wdg. 0,12

Bild 2 Wickelgüterdaten

AM-Unterdrückung (R108): Meßsender auf AM umschalten und $m = 60\%$ einstellen. Bei 5,5 MHz muß im Lautsprecher ein Tonminimum erkennbar sein. Korrekturen kann man mit R108 vornehmen. Empfindlichkeit des DF-Verstärkers: Meßsender an (m) der V-AS-Platte legen, Instrument an C113. Bei Begrenzereinsatz (etwa 20 V an C113) soll die Senderausgangsspannung bei 100 mV liegen.

Sp502 (V-AS-Platte): Unmodulierten Meßsender an (m) und Masse und HF-Voltmeter an Katode der Bildröhre anschließen. Mit Meßsender 5,5 MHz einstellen und Ausgangsspannung so einregeln, daß 8 V angezeigt werden. L1 (Sp502) auf Minimum stellen.

Anschlußschema der Meßgeräte siehe Bild 5.

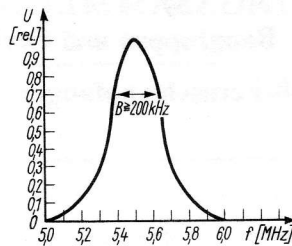


Bild 3 Durchlaßkurve des DF-Verstärkers

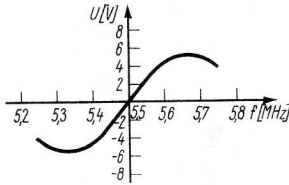


Bild 4 S-Kurve des Radiodetektors

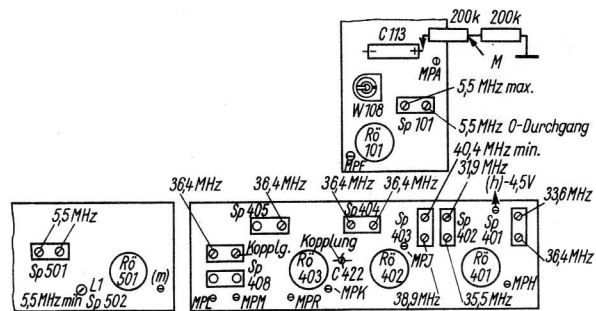


Bild 5 Lageplan der DF-Filter sowie Anschlußschema der Meßgeräte

3. Fehlerbeseitigung

Die typischen Fehler dieser Baugruppe wurden in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Tabelle 1 Typische Fehler im Ton-ZF- und NF-Verstärker

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
Ton setzt bei großen NF-Amplituden aus und kommt langsam wieder	R111 defekt	R111 auswechseln
Ton verzerrt	Ratiodetektorfilter verstimmt	Ratiodetektorfilter nachgleichen
Ton brummt	R108 falsch eingestellt, Tontreppe im Bild-ZF-Verstärker falsch abgeglichen, Sender-signal nicht einwandfrei, Ausgangskoppelkreis Sp501 verstimmt, Rö501 (PCL 84) nicht einwandfrei	R108 nach Abgleichvorschrift neu einregeln, Tontreppe kontrollieren, Ausgangskoppelkreis nach Abgleichvorschrift neu einregeln, Rö501 auswechseln
Ton zu leise a – NF	Rö102 Emissionsverlust, C120 Kapazitätsverlust, R112 hochohmig geworden	Rö102 auswechseln, C120 überprüfen, R112 auswechseln
b – DF	Rö101 Emissionsverlust, Betriebsspannungen an Rö101 überprüfen, C113 defekt, DF-Abstimmkreise verstimmt, Tontreppe falsch abgeglichen	Rö101 auswechseln, C113 auswechseln, DF-Kreise und Tontreppe nach Abgleichvorschrift nachgleichen
kein Ton a – NF	Rö102 defekt, R112 oder R118 defekt, Zuleitung zum Lautstärkereglers abgerissen, Lautsprecher-Verbindung unterbrochen	Rö102 prüfen, Betriebsspannungen messen, defekte Widerstände auswechseln, Leitungen überprüfen
b – DF	Rö101 defekt, Betriebsspannungen fehlen	Rö101 überprüfen, Betriebsspannungen messen

4. Leiterplatte

Bild 6 gibt Bestückungsseite und Leitungsmuster dieser Funktionseinheit wieder.

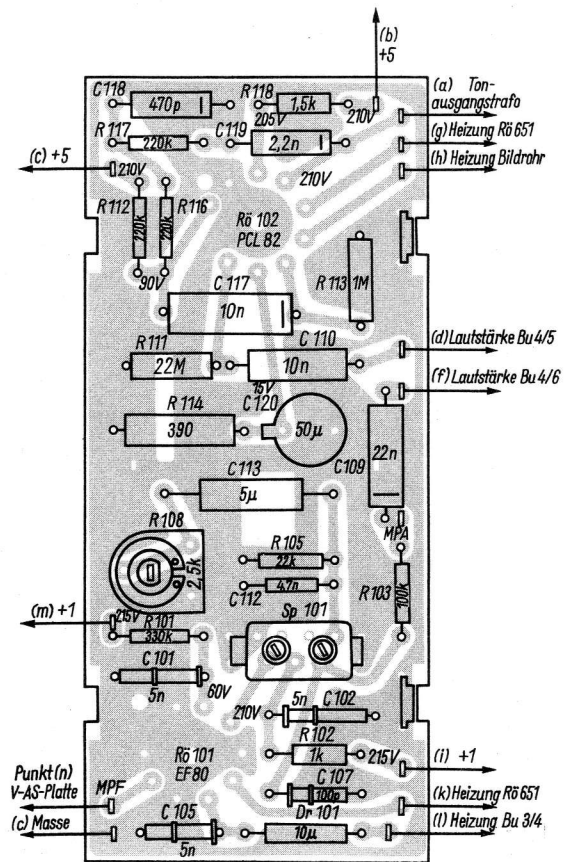
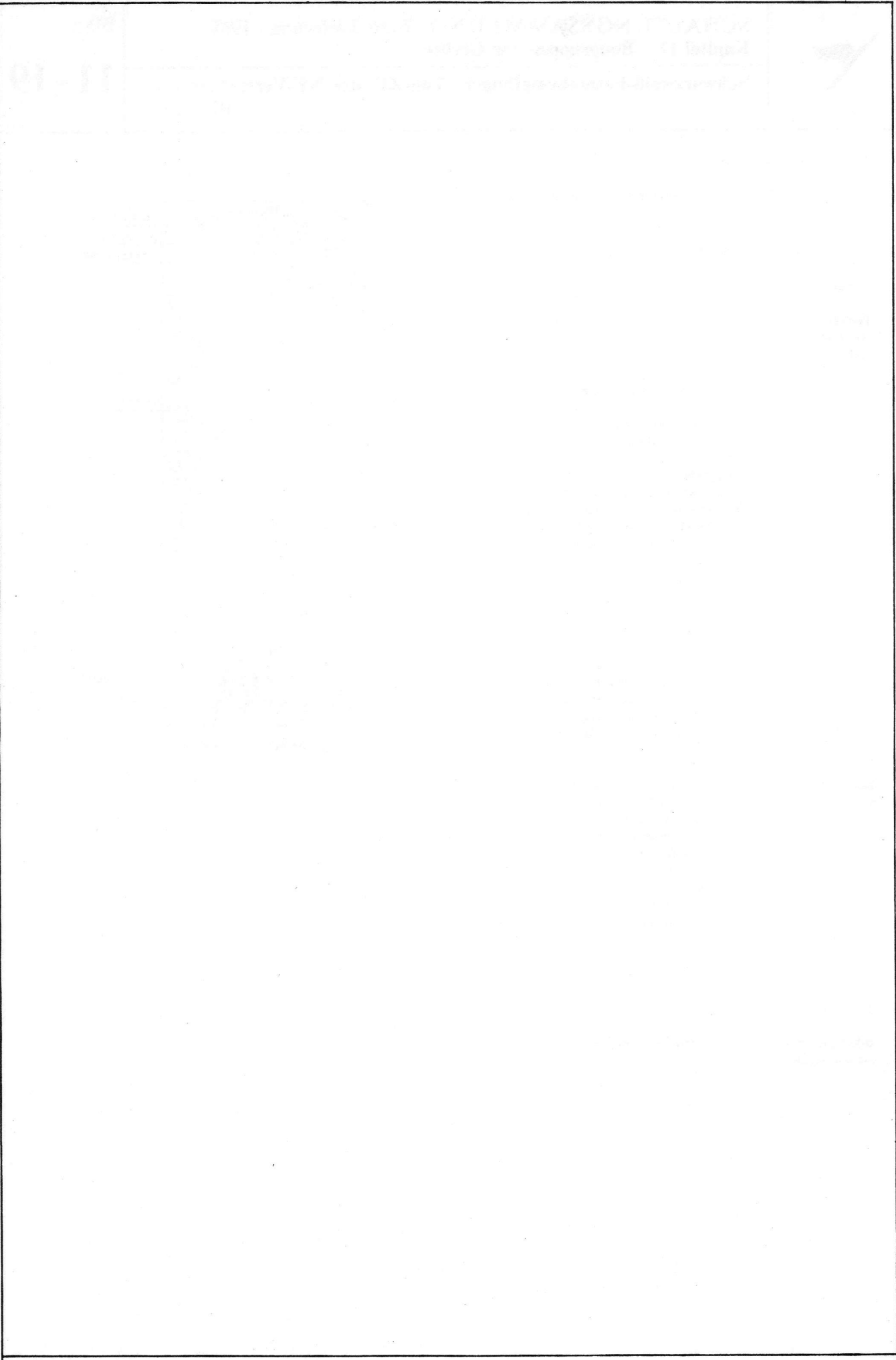


Bild 6 Bestückungsseite mit untergelegtem Leitungsmuster



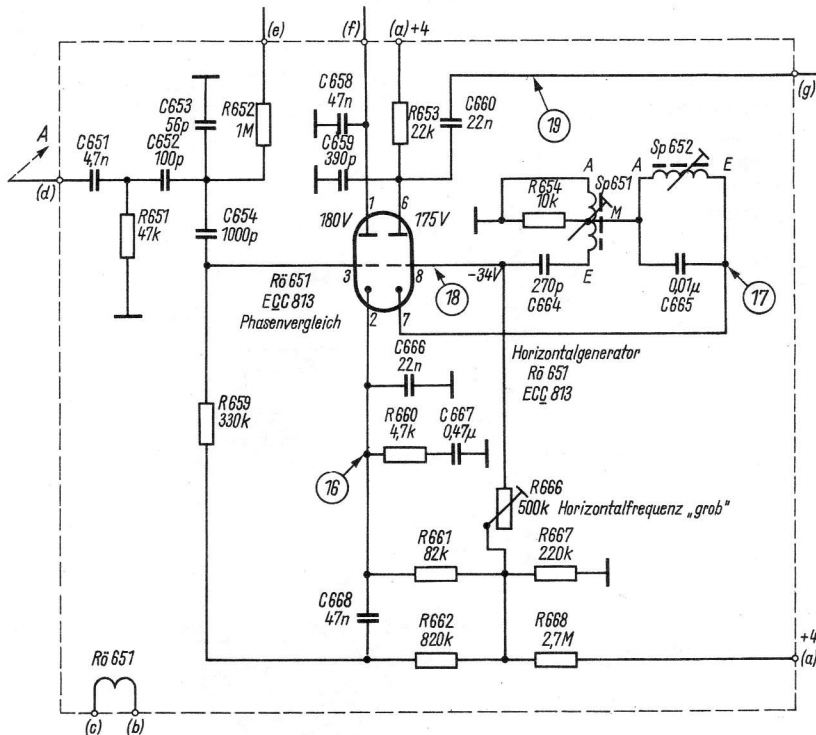


Bild 1 Schaltung des Zeilengenerators und Phasenvergleichs

1. Funktion und Impulse

Rö651 arbeitet als Zeilengenerator und Phasenvergleich. Die eine Triode bildet einen schwingradstabilisierten Sperrschwinger, die andere erzeugt die Regelspannung. Dem Steuergitter der Phasenvergleichsstufe, System I, wird außer dem Horizontalsynchronisierimpuls ein Vergleichsimpuls aus einer Hilfswicklung des Zeilentrafs zugeführt. Am Steuergitter ergibt sich eine Summenspannung, die je nach Phasenlage der einzelnen Impulse zueinander durch ihre Anodenstromänderung an der Katode eine Regelspannung erzeugt.

Diese wird über ein zur Glättung und Siebung dienendes RC-Netzwerk dem Gitter des Zeilengenerators als Vorspannung zugeführt.

Bei einer Frequenzänderung des Generators ergibt sich eine andere Kurvenform der Summenspannung am Gitter der Phasenvergleichsröhre. Je nach Richtung dieser Frequenzänderung führt dies zu einer mehr oder weniger hohen Regelspannung. Diese korrigiert die Generatorfrequenz entsprechend, so daß sich eine gewisse automatische Frequenzlage ergibt. Außerdem hält der Schwingradkreis Sp652 im Katodenkreis der Generatorröhre die Frequenz konstant. Die im Schaltbild (Bild 1) eingetragenen Spannungen wurden mit einem 20 kΩ/V-Instrument bei etwa 500 μV Eingangsspannung gemessen.

Legt man ein TV-Sendersignal an den Antenneneingang oder ein videofrequentes BAS-Signal an den Eingang der Videostufe, so erhält man die Oszillogramme nach Bild 2 an den in Bild 1 angegebenen Punkten.

Bild 3 enthält die Daten der Wickelgüter.

2. Abgleich

Horizontalsynchronisation: Genügt R51 nicht mehr, so bringt man ihn auf Mittelstellung und stellt mit R666 wieder Synchronisation her. R666 wird zugänglich, wenn man die Rückwand abnimmt (s. Lageplan im Übersichtsblatt).

Schwingradkreis Sp652: Dazu braucht man einen Serviceoszillografen und einen geeichten RC-Generator. Der Empfänger bleibt

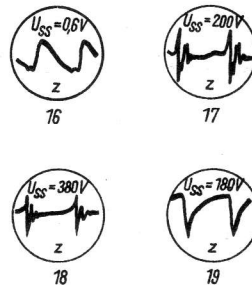


Bild 2 Oszillogramme an den in Bild 1 vermerkten Punkten

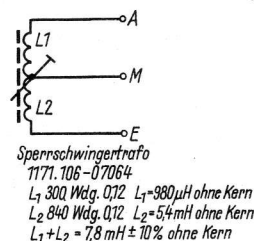
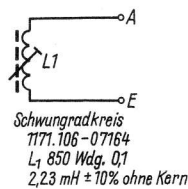


Bild 3 Wickelgüterdaten

ausgeschaltet. Man beachte Bild 4. Parallel zum Schwungradkreis wird der Oszillograf angeschlossen; der Tongenerator erhält einen Vorwiderstand von 200 k Ω und wird auf 19 kHz eingestellt. Seine Ausgangsspannung und die Kippfrequenz des Oszillografen werden so eingestellt, daß auf der Oszillografenröhre ein breiter Amplitudenschleier sichtbar wird. Dieses Frequenzspektrum gleicht man am Kern von Sp652 auf Maximum ab.

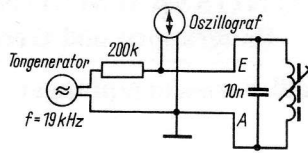


Bild 4 Abgleich des Schwungradkreises

3. Fehler

Fehler im Phasenvergleich und im Horizontalgenerator ergeben entweder schräge Querstreifen (Bild läßt sich nicht synchronisieren) bzw. erscheinen als labile Horizontalsynchronisation (Regelbereich des Feinreglers eingengt) oder als verschobene Zeilenpartien. Bei sehr schlechter Funktion wird keine Hochspannung erzeugt, und die Bildröhre zeigt keine Helligkeit. Die Fehlersuche erfolgt mit Serviceoszillograf und hochohmigem Voltmeter. Man überprüft die Stufen im Kippenteil durch Vergleich mit den Oszillogrammen nach Bild 2. Nach Eichung des Oszillografen mit sinusförmiger, mit Vielfachmesser gemessener Spannung gilt wieder $U_{ss} = 2,82 U_{eff}$.

In Tabelle 1 wurden typische Fehler zusammengestellt.

Tabelle 1 Typische Fehler der Baugruppe

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
keine Bildhelligkeit, Hochspannung fehlt	H-Generator schwingt nicht, R661 nicht, R665 (ECC 813) defekt, Betriebsspannungen fehlen oder sind zu niedrig, C659 Feinschluß	R661 versuchsweise auswechseln, C659 auswechseln
Hochspannung zu niedrig, keine oder nur schwache Bildhelligkeit	Phasenvergleichsstufe arbeitet fehlerhaft, falsche Gittervorspannung am H-Generator	überprüfen von C658 (Kapazitätsverlust), R668, R662 und R659
seitliches Verziehen des Bildes	Regelspannung der Phasenvergleichsstufe nicht einwandfrei	C666 und C667 überprüfen
Bild kippt nach kurzer Betriebszeit weg	R661 (ECC 813) Emissionsverlust, C665 Kapazitätsverlust, R668 gealtert, R652 gealtert	Röhre auswechseln, angegebene Bauelemente überprüfen, Schwungradkreis nach Abgleichvorschrift nachgleichen

4. Leiterplatte

Bild 5 stellt Bestückungsplan und Leitungsmuster dar.

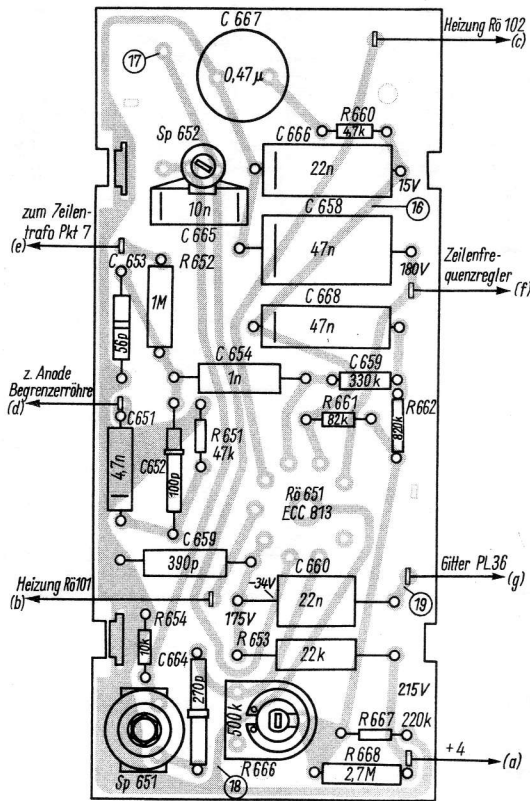


Bild 5 Bestückungsplan mit untergelegtem Leitungsmuster



1. Funktion und Impulse

Das Steuergitter von R_{ö1} erhält neben dem Sägezahnimpuls des Sinusgenerators noch eine negative Regelspannung. Dadurch bleiben Horizontalamplitude und Hochspannung bei Netzspannungsänderungen um ± 10% konstant.

Die Stabilisierung wirkt so:

Von Punkt 4a des Zeilentransformators gelangen Rücklaufimpulse mit etwa $U_{ss} = 800\text{ V}$ an R₄₁. Dieser VDR-Widerstand wirkt für die unsymmetrische Impulsspannung als eine Art Gleichrichter. Die gewonnene negative Richtspannung wird einer von der Booster-Spannung abgeleiteten Gleichspannung überlagert und dem Steuergitter von R_{ö1} zugeführt. Mit R₄₃ stellt man gleichzeitig Bildbreite sowie Hochspannung ein. Durch Änderung der an R₄₁ angelegten Spannung ändert sich auch der Arbeitspunkt des VDR-Widerstands und damit die Höhe der Regelspannung, wodurch sich die Gittervorspannung von R_{ö1} und dadurch ihre Verstärkung ändert. Erhöht sich die Rücklaufimpulsspannung durch Netzüberspannung, so erhält die Horizontalendröhre eine höhere negative Vorspannung, und die Verstärkung sinkt. Bei Unterspannung verhält es sich umgekehrt.

Die Horizontallinearität stellt man im Horizontalausgangstrafos an einer Linearitätsreglerspule ein. Ihr Abgleich erfolgt am Ferritschraubkern (Isolierschraubenzieher benutzen!).

Die Schirmgitterspannung der Bildröhre wird über einen Spannungsteiler von der Booster-Spannung abgenommen. Eine zusätzliche Wicklung liefert symmetrische Impulse für die getastete Verstärkungsregelung, den Phasenvergleich sowie zur Dunkelastung des Zeilenrücklaufs.

R_{ö2} stellt die Booster-Diode dar, R_{ö601} die Ventilröhre.

Die im Schaltbild (Bild 1) angegebenen Spannungen wurden mit einem 20-k Ω /V-Instrument bei voll aufgedrehtem Kontrastregler mit Eingangssignal gemessen.

Bild 2 zeigt die Impulsbilder bei einwandfreier Funktion; aus Bild 3 sind die Anschlüsse des Hochspannungstrafos ersichtlich.

2. Prüfung und Abgleich

Als Meßpunkt für die Hochspannung dient ein dünner Draht von etwa 3 bis 4 cm Länge, den man um den Anodenanschluß wickelt. Man achte darauf, daß keine Sprühercheinungen auftreten! Die Bildröhre bleibt angeschlossen und wird auf normale Helligkeit gestellt. Man mißt mit einem Röhren- oder Universalvoltmeter mit Hochspannungstastkopf.

Die Bildröhrenanodenspannung soll zwischen 13,5 und 16 kV liegen.

Die Bildbreite wird mit R₄₃ so eingestellt, daß das Bild horizontal den Bildrahmen beidseitig etwas überschreift.

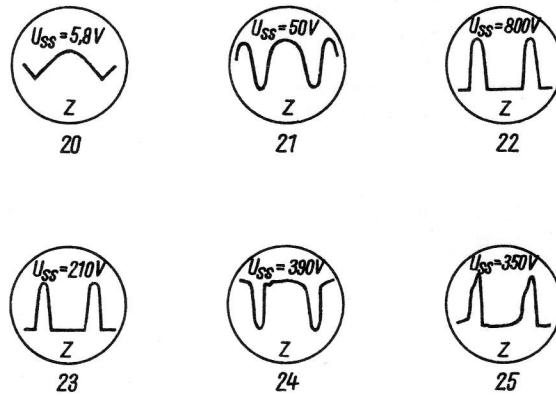
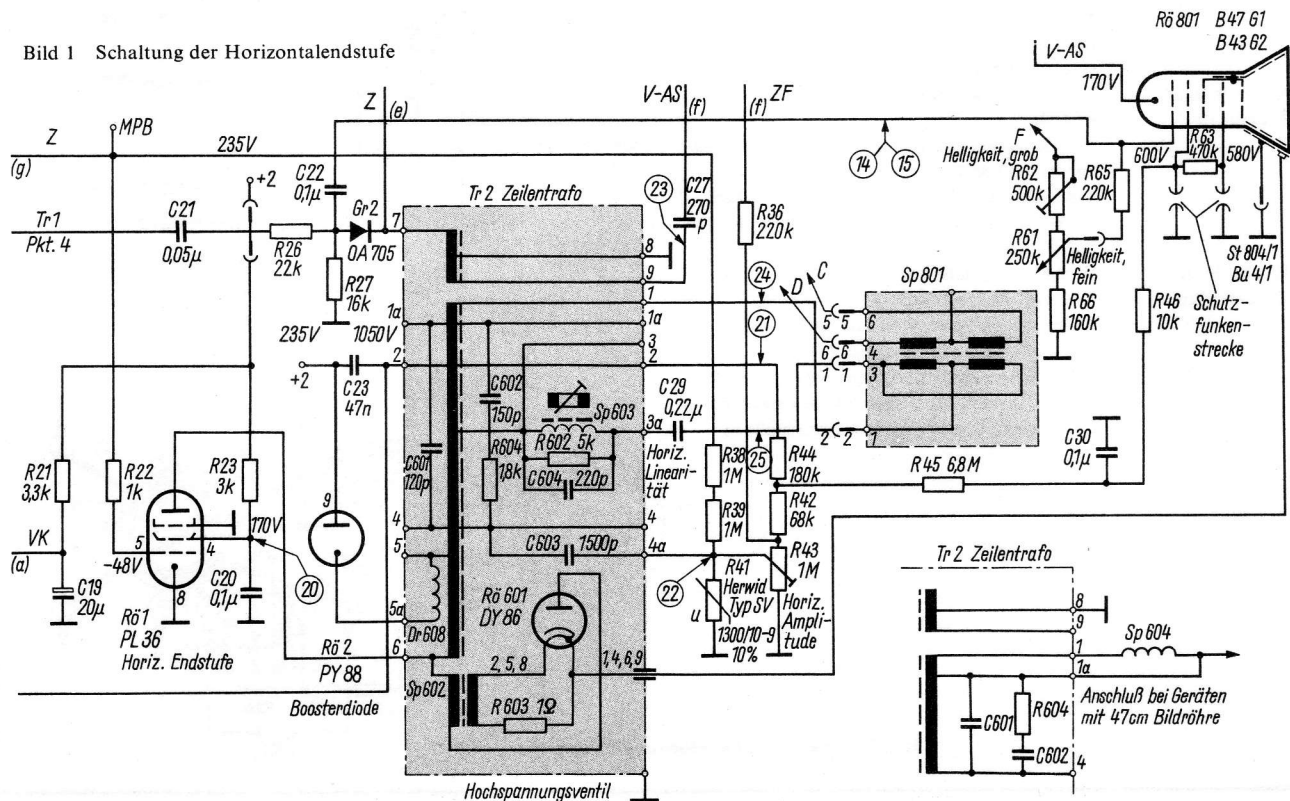


Bild 2 Impulsbilder bei einwandfreier Funktion

Bild 1 Schaltung der Horizontalendstufe



3. Fehler

Im allgemeinen fehlt bei Defekten die Hochspannung, oder sie ist zu niedrig, die Horizontalablenkung wird unlinear, am Zeilentrafo treten Sprühercheinungen auf. Man mißt zunächst die *Booster*-Spannung, die Steuer- und die Schirmgitterspannung der Bildröhre sowie die Hochspannung. Gleichzeitig wird der Steuerimpuls am Gitter der Horizontalendröhre (*PL 36*) überprüft. Häufig stellen die Hochohmwiderstände der Regelspannungserzeugung Fehlerquellen dar.

Eine Fehlerübersicht gibt Tabelle 1 wieder.

Tabelle 1 Fehlerübersicht

Fehler	Fehlerursache	Fehlerbeseitigung
keine Helligkeit	Hochspannungsventil R6601 <i>DY 86</i> defekt, <i>Booster</i> -Kondensator C23 durchgeschlagen, R38, R39, R37, R40 unterbrochen, R01 (<i>PL 36</i>) defekt, R02 (<i>PY 88</i>) defekt, kein Steuersignal am Gitter der <i>PL 36</i> , Horizontalausgangstrafo unterbrochen, Speisespannungen fehlen	Röhren prüfen, Sicherung Si1 kontrollieren, <i>Booster</i> -Spannung messen, Widerstände nachmessen, Zeilentrafosule auf Durchgang prüfen
zu geringe Hochspannung	Speisespannungen zu gering, R0 <i>DY 86</i> defekt	Selengleichrichter überprüfen, Widerstandswerte kontrollieren, Röhren versuchsweise wechseln
Zischen im Ton, periodische Überschläge	Hochspannungssprühen und Überschläge am Zeilentrafo	hochspannungsführende Leitungen von Masse und Drähte, die sich berühren, abbiegen. Bei schweren Fehlern und Sprühen an oder in der Spule muß der Trafo gewechselt werden
Bildbreite zu klein	zu klein eingestellt, zu geringe Anodenspannung der <i>PL 36</i> , R0 <i>PY 88</i> zu geringe Emission, Ablenkensystem defekt	R43 nachregeln, Schienenspannung nachmessen, Röhre versuchsweise wechseln, Ablenkensystem wechseln
Anschlüsse am Zeilentrafo	Die Zeilentrafoanschlüsse sind in Bild 3 dargestellt. Bei Verwendung einer 47-cm-Bildröhre wird zur Erzielung der richtigen Bildbreite und Linearität der Ablenkensystemanschluß Punkt 2 an den Zeilentrafoanschluß über Drossel I a <i>Sp604</i> gelegt.	
Wechseln des Zeilentrafos	Das Auswechseln des Zeilentrafos ist sehr einfach. Nach Ablöten der leicht zugänglichen Anschlußdrähte werden die beiden in der Nähe der Sockelfassung der <i>DY 86</i> befindlichen Keile herausgezogen, dann kann der Zeilentrafo herausgeschwenkt werden. Der Einbau des neuen Teiles geschieht in umgekehrter Reihenfolge.	

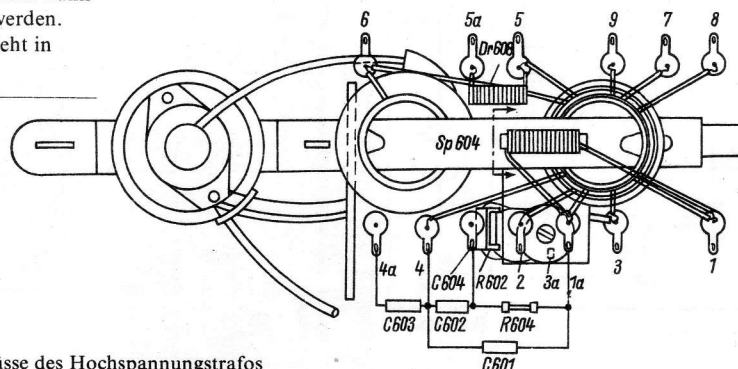
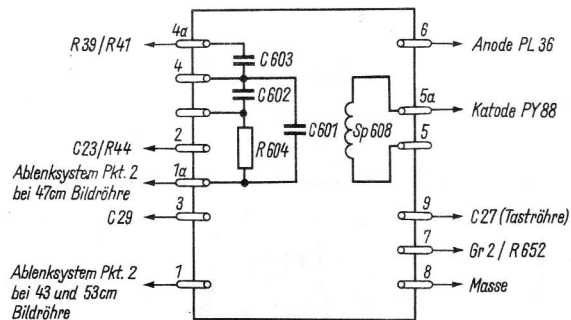
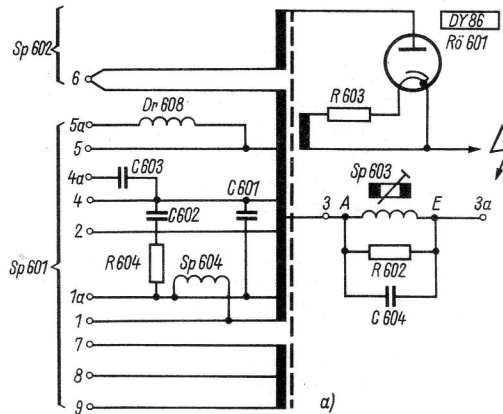


Bild 3 Anschlüsse des Hochspannungstrafo

(Nach Unterlagen des VEB Rafena-Werke Radeberg)

1. Zweck

Besonders für transistorisierte Magnetbandreportagegeräte, aber auch für andere Aufnahmebereiche in der Magnetbandtechnik ist eine automatische Kontrolle des Aufsprechpegels nicht zu umgehen. Solche Geräte müssen während der Aufnahme unbedient arbeiten, da der Aufnehmende sich nicht auf die Beobachtung einer Aussteuerungsanzeige und auf das Einstellen der Aussteuerung konzentrieren kann. Andererseits muß mit stark schwankendem Mikrofonpegel gerechnet werden. Der beschriebene Dynamikbegrenzer verändert den Aufsprechpegel bis etwa 3 dB unter die Aussteuerungsgrenze des Bandgeräts (d. h. bis zum betrieblich normal ausgenutzten Aufsprechpegel) nicht. Steigt die Eingangsspannung weiter an, dann reduziert er die Aufsprechverstärkung des Bandgeräts entsprechend, so daß eine weitere Steigerung des Pegels um 3 dB (d. h. Erreichen der Übersteuerungsgrenze) erst bei einer Erhöhung der Eingangsspannung um mindestens 20 dB eintritt.

Folglich bleiben auch erhebliche eingangsseitige Übersteuerungen ohne qualitätsmindernden Einfluß auf die Bandaufnahme. Das mit Dynamikbegrenzer ausgestattete Gerät wird auf die geringste zu erwartende Aufnahmelautstärke eingepegelt. Es kann dann auch bei erheblich größeren Lautstärken ohne Bedienung des Aufnahme-potentiometers betrieben werden. Dadurch bedarf es keiner Pegelkontrolle während der Aufnahme.

2. Prinzip

Regelorgan ist ein Transistor als gesteuerter Widerstand, der ohne Kollektorspannung betrieben wird. Durch das Fehlen einer Gleichspannung im NF-Regelzweig entfallen die bei anderen Schaltungen während der Regelung auftretenden Gleichspannungssprünge durch Arbeitspunktänderung des Regelglieds. Diese führen entweder bei plötzlichen Pegelsprüngen zum »Zustopfen« der folgenden Verstärkerstufen (mit Regelschwingungen und zeitweiligem Aussetzen der Aufnahme als Folgeerscheinungen) oder zwingen zu aufwendigen Gegentaktregelschaltungen.

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung. VV ist der Mikrofonvorverstärker bzw. die 1. Verstärkerstufe hinter dem Mikrofoneingang des Bandgeräts. Zwischen VV und den darauffolgenden Aufsprechverstärker AV wird ein Widerstand R1 eingefügt, der zusammen mit dem dynamischen Widerstand des Transistors T einen Spannungsteiler bildet. C1 dient nur zur Abregelung von Gleichspannungsanteilen und macht sich NF-mäßig nicht bemerkbar.

Der zwischen Kollektor und Emitter wirksame dynamische Widerstand eines Transistors ist bei fehlender Basisansteuerung relativ hoch (Größenordnung 100 kΩ); er sinkt bei Einsetzen eines Basisstromes proportional mit diesem erheblich ab. An einer größeren Anzahl verschiedener NF-Germaniumtransistoren wurde übereinstimmend gefunden, daß die Kollektor-Emitter-Strecke für Wechselspannung keine störende Nichtlinearität aufweist (also annähernd rein ohmsches Verhalten zeigt), solange die am Kollektor stehende NF-Wechselspannung einen Wert von 5 bis 10 mV nicht übersteigt. Da man den Regeltransistor ohnehin hinter der ersten Verstärkerstufe VV anordnet, bleibt die zu erwartende NF-Spannung mit Sicherheit unter diesem Wert.

Die vom Aufsprechverstärker AV dem Magnetkopf MK zugeführte NF-Spannung wird an der Aufsprechleitung abgenommen und über eine Diode D gleichgerichtet; an C2 steht damit eine dem Aufsprechpegel proportionale Gleichspannung. Sie wird über R2, Cs gesiebt und der Basis des Regeltransistors zugeführt. Mit steigendem NF-Aufsprechpegel öffnet sich somit zunehmend T, was einer Verringerung des Querwiderstands des Spannungsteilers R1/T und damit reduzierter Gesamtverstärkung entspricht. Bei der praktisch ausgeführten Schaltung wird zusätzlich der Basisstromesatz für T verzögert. Das gewährleistet eine bis nahe der Übersteuerungsgrenze originalgetreue Dynamik der Aufnahme. Im Basiskreis (C2, R2, Cs) wurde für zweckentsprechende Ein- und Ausregelzeitkonstanten gesorgt. Zum Abfangen kurzer Pegelspitzen muß die Ein-

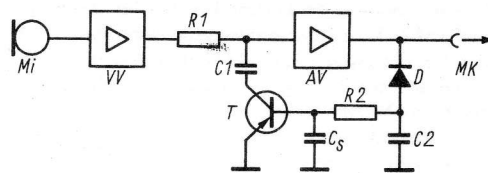


Bild 1 Prinzip des Dynamikbegrenzers. Mikrofon Mi, Vorverstärker VV, Aufsprechverstärker AV, Magnetkopf MK entsprechen der Originalschaltung des Bandgeräts, in das der Begrenzer nachträglich eingesetzt werden kann

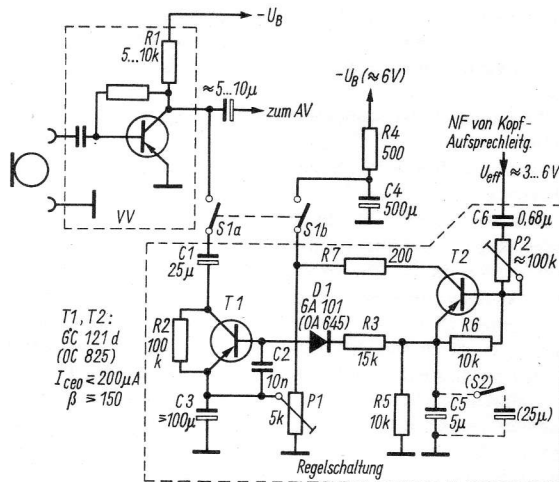


Bild 2 Gesamtschaltung des Dynamikbegrenzers

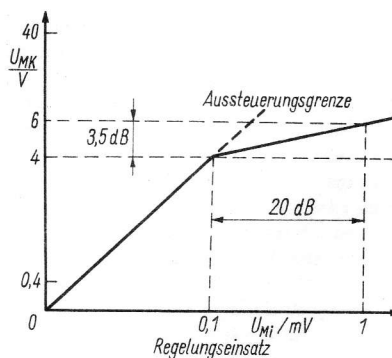


Bild 3 Regelcharakteristik des Dynamikbegrenzers

regelzeitkonstante möglichst niedrig (unter 1 ms!) sein, während als optimale Ausregelzeitkonstanten für Sprache, Geräusch u. ä. etwa 50 ms, für Musikaufnahmen 250 bis 300 ms üblich sind.

3. Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Dynamikbegrenzers, ausgelegt für Transistorbandgeräte. VV ist die geräteeigene erste Stufe – im Prinzip angedeutet. Ein Längswiderstand R1 (s. Bild 1) ist in diesem Fall unnötig; Regeltransistor T1 liegt NF-mäßig dem Kollektor-Arbeitswiderstand R1 des Vorverstärkers VV parallel und verringert bei Einsetzen der Regelung dessen wirksamen Wert. Das führt ebenfalls zu der gewünschten Verstärkungsverringern und erhöht außerdem die Übersteuerungsfestigkeit von VV bei großen Eingangspegeln. Über S1 a, b kann der Dynamikbegrenzer bedarfsweise abgeschaltet werden. Er wird über ein Siebglied R4/C4 von der Gerätebatterie (6 V; bei vergrößertem R4 auch für höhere Spannung geeignet) mitgespeist. C1 sperrt die von VV kommende Kollektorgleichspannung. Über P1 erhält Regeltransistor T1 eine Emittervorspannung, mit der je nach Geräteeigenschaft der Regeleinsatzpunkt so gewählt wird, daß die Regelung erst etwa 3 dB unter Vollaussteuerung einsetzt. C3 legt den Regelzweig NF-mäßig an Masse.

Die NF-Spannung an der Aufsprechleitung beträgt in den meisten Fällen mindestens etwa 3 V. Über C6 und P2 wird sie T2 zugeführt. P2 dient zum Einstellen der Regelsteilheit. Mit ihm kann der Dynamikbegrenzer je nach gewünschten Eigenschaften auf besten Kompromiß zwischen einer die Originaldynamik möglichst wenig verfälschenden Regelcharakteristik und erforderlichem Regelumfang eingestellt werden. In der Charakteristik nach Bild 3 beeinflußt P2 die Kurvensteilheit zwischen Reguleinsatzpunkt und Aussteuerungsgrenze; P1 legt die Höhe des Regeleinsatzpunkts fest.

T2 arbeitet als gleichrichtende Kollektorstufe. R6 gewährleistet – wenn man einen ausreichend reststromarmen Transistor für T2 benutzt – durch Reststromverringern ein auch bei erheblich schwankender Temperatur (Portable-Einsatz!) ausreichend stabiles Verhalten des Begrenzers. An C5 steht eine dem NF-Pegel proportionale Gleichspannung, die über R3 zur Steuerung des Regeltransistors T1 benutzt wird. R3 begrenzt den Basisstrom für T1 bei starken Pegelspitzen, D1 verbessert das Schwellwertverhalten und verhindert Rückwirkungen von T1 auf den Steuerstromkreis. C2 vermeidet Eindringen von HF- oder Motorstörungen in den NF-Zweig sowie Selbsterregung über die Basis von T1. Sobald die an C5 auftretende Regelspannung das mit P1 eingestellte Emitterpotential von T1 übersteigt, setzt die Regelung ein.

Die Einregelzeitkonstante wird neben C5 von R7 (Kollektorstrombegrenzung für T2!) und T2 bestimmt, bei starker Übersteuerung ausschließlich von R7. Die Ausregelzeitkonstante ergibt sich aus $C5/R5, R3$; mit der angegebenen Dimensionierung beträgt sie etwa 50 ms. Für Musikaufnahmen kann bedarfsweise durch Anschalten einer zusätzlichen Kapazität an C5 (gegebenenfalls wahlweise mit Schalter S2) eine Regelzeitkonstante von 250 bis 300 ms gewählt werden.

Die Schaltung läßt sich nachträglich leicht in alle üblichen Bandgeräte einfügen, da man hierfür nicht in die Originalschaltung eingreifen muß. Es sind lediglich die zusätzlichen Anzapfungen am Ausgang des VV, der Aufsprechleitung zum Magnetkopf und der Batteriespannung vorzunehmen. Allenfalls hat man R1 zusätzlich in der bei Bild 1 gezeigten Weise einzufügen. Das richtet sich nach der Schaltung von VV. Es betrifft besonders röhrenbestückte Geräte, für die der Dynamikbegrenzer ebenso geeignet ist (P2 dann gegebenenfalls vergrößern!). Die Einstellung von P1 und P2 ergibt sich je nach Bandgeräteeigenschaften und Anwendungszweck.

4. Eigenschaften des Dynamikbegrenzers

Bild 3 zeigt die an 2 Mustergeräten aufgenommene Regelcharakteristik. Bei den üblichen Transistorbandgeräten liegt die Übersteuerungsgrenze bei Mikrofoneingangsspannungen U_{Mi} um etwa 0,15 bis 0,2 mV; die Mustergeräte ergaben dabei eine Kopfaufspannung U_{MK} von etwa 6 V.

Der betrieblich einzuhaltende Maximalpegel liegt bei $U_{Mi} = 0,1$ mV bzw. $U_{MK} = 4$ V. Dort setzt die Begrenzung ein, und die Übersteuerung des Bandgeräts tritt dadurch erst bei einer um mindestens

20 dB höheren Eingangsspannung auf. Der Verlauf bei abgeschaltetem Begrenzer ist in Bild 3 punktiert angedeutet. Der Klirrfaktor betrug bei den Mustergeräten bis 3 dB unter Übersteuerungsgrenze sowohl mit als auch ohne Dynamikbegrenzung (gemessen ab Mikrofoneingang bis Magnetkopfanschluß) unter 1,5% und stieg mit Begrenzer bei um 20 dB erhöhtem Eingangspegel (1 mV) auf knapp 2% an. Die Regelschaltung ergibt weder Frequenzgang- noch wesentliche Klirrfaktorverschlechterung und wird in der Aufnahme nur bei starker Übersteuerung an dem dafür typischen »Atmen« von etwa vorhandenen Hintergrundgeräuschen hörbar.

5. Literatur

- [1] Jakubaschk: Dynamikbegrenzung mit Transistor als veränderlichem Widerstand, radio und fernsehen 14 (1965), H. 7, S. 216ff.
- [2] Jakubaschk: Amateurtontechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967



1. Leitungen, allgemein

Zur Übertragung der Signale benutzt man Leitungen, und zwar unterscheidet man Einadrt- und Zweiadrtleitungen sowie Kabel. Leitungen werden durch folgende elektrische Eigenschaften gekennzeichnet:

– Ohmscher Widerstand (R)

Er ist abhängig von Länge, Durchmesser und Werkstoff des Leitungsdrahts. Es gilt

$$R = \frac{\rho l}{q}$$

l – Länge,

q – Querschnitt,

ρ – spezifischer Widerstand.

Praktische Werte: Telegrafenkabel *TK 19* 40 Ω je km
Feldkabel *FK 7* 75 Ω je km
leichtes Feldkabel *1 FK/V* 125 Ω je km

– Ableitung (G)

Hiermit bezeichnet man den durch die Isolationsgüte gegebenen Widerstand zwischen Kabellese und Erde.

Er hängt stark von der Feuchtigkeit ab und beträgt etwa 30 M Ω je km, nach 24 Stunden Lagerung im Wasser nur noch 5 M Ω je km.

– Kapazität (C)

Diese ist abhängig von der Länge, vom Querschnitt und vom Dielektrikum der Leitung sowie vom Leiterabstand. Sie kann für NF-Übertragung im allgemeinen vernachlässigt werden (Größenordnung einige hundert Pikofarad/Kilometer).

– Induktivität (L)

Sie hängt von der Länge der Leitung und dem Abstand der Leiter ab. Auch ihr Einfluß ist erst bei höheren Frequenzen zu merken (Größenordnung einige Millihenry/Kilometer).

2. Dämpfung

Die Abnahme der Leistung durch das Wirken der Leitungskonstanten R , G , C und L nennt man Leitungsdämpfung. C und L wirken entgegen, die Dämpfung wird kleiner, wenn C ab- und L zunimmt. Die Maßeinheit der Dämpfung ist das Neper (Np). Bei 1 Neper Dämpfung wird die Spannung am Ende der Leitung um den 2,7ten Teil kleiner. Die Basis der Maßeinheit Neper ist die natürliche Zahl

$$e = 2,7182 \dots \text{ Bei 2 Np Dämpfung gilt } \frac{U_e}{U_a} = \frac{1}{e^2} = \frac{1}{2,7 \cdot 2,7} \text{ usw.}$$

Die Verständigung über eine Drahtnachrichtenverbindung hängt von der Dämpfung wie folgt ab:

1 Np = sehr gute Verständigung

2 Np = gute Verständigung

3 Np = ausreichend

4 Np = mangelhaft

5 Np = ungenügende Verständigung

Die Dämpfung für 1 km Doppelleitung nennt man Dämpfungskonstante β . Die Leitungsdämpfung der ganzen Leitung wird dann

$b = \beta l$. Praktische Werte sind z. B. für Doppelleitungen:

Feldkabel im Tiefbau 50...140 mNp/km

Feldkabel im Hochbau 30...40 mNp/km

Beispiel: Dämpfung von 40 km Feldkabel-Doppelleitung im Hochbau:

$$b = 0,03 \cdot 40 = 1,2 \text{ Np}$$

Die Einschaltung von Fernsprengeräten erhöht die Gesamtdämpfung der Nachrichtenverbindung. Die Betriebsdämpfung bildet die Summe aus Leitungs- und Einschalttdämpfung.

Die Dämpfung ist frequenzabhängig und nimmt mit der Frequenz zu. β wird bei 800 Hz gemessen. Handelt es sich um ein breitban-

diges Signal, dann entstehen Dämpfungsverzerrungen. Daneben gibt es noch Laufzeitverzerrungen, da die Ausbreitungsgeschwindigkeiten verschiedener Frequenzen auf der Leitung unterschiedlich sind.

Wird die Dämpfung eines Leitungsabschnitts größer als 3,3 Np, dann müssen Verstärker eingeschaltet werden, die die Dämpfung auf einen Restwert von etwa 1 Np verringern.

3. Wellenwiderstand

Das gleichbleibende Verhältnis von Spannung zu Strom an jedem Punkt einer langen gleichmäßigen Leitung (bezüglich der Dämpfung mindestens 2 Np lang) nennt man Wellenwiderstand Z . Dies ist der Widerstand, den die Welle beim Eindringen in die Leitung vorfindet. An einer Stoßstelle zweier Leitungen mit verschiedenem Wellenwiderstand tritt eine Reflexion auf (zusätzliche Echodämpfung). Diese Reflexion kann durch Anpassen (Einbau von Übertragern) vermieden werden. Der Wellenwiderstand der meist benutzten Leitungen liegt zwischen 500 und 1000 Ω . 600 Ω ist ein oft gebrauchter Normwert.

4. Pegel

Der Pegel stellt ein Maß dar für die auf der Leitung vorhandene elektrische Leistung. Als Bezugswert legt man den »Pegel Null« fest zu $U_0 = 0,775 \text{ V}$, $I_0 = 1,29 \text{ mA}$, $P_0 = 1 \text{ mW}$ bei $Z = 600 \Omega$.

Positive Pegelwerte (und damit größere Leistungen) nennt man Verstärkung, negative Pegelwerte Dämpfung. Ein Pegel von -2 Np auf der Leitung entspricht 2 Np Dämpfung, ein Pegel von $+3 \text{ Np}$ einer Verstärkung von 3 Np. Der Pegelverlauf längs einer Leitung kann durch Pegeldiagramme dargestellt werden.

5. Verbindungsschaltungen

Die einfachste Art einer Fernsprechverbindung ist die Einfachleitung (Bild 1). An jedem Leitungsende befindet sich ein Feldfernsprecher. Die Rückleitung der NF-Ströme erfolgt über die Erde. Die Einfachleitung ist eine unsymmetrische Leitung.

Vorteile

- kurze Bauzeit,
- leichte Instandhaltung.

Nachteile

- Induktionsstörungen,
- Übersprechgefahr,
- Abhörgefahr,
- hohe Dämpfung bei schlechter Erde,
- Störgeräusche durch Erdströme.

Die Doppelleitung (Bild 2) ist gegen Erde symmetrisch und besteht aus 2 möglichst gleichartigen Leitern in möglichst konstantem Abstand.

Vorteile

- für Verstärkereinsatz geeignet,
- konstante Übertragungseigenschaften,
- geringere Übertragungsdämpfung,
- höhere Abhörsicherheit.

Nachteile

- größerer Zeitbedarf beim Bau,
- höherer Materialeinsatz.

Oft wird noch das Feldfernkabel (4adriges Gummikabel mit ungepolten Steckern auf 500-m-Trommeln) verlegt. Es enthält 2 Doppeladern; das sind 2 Stämme oder 1 »Sternvierer«.

Nutzt man eine symmetrische Doppelleitung noch zusätzlich für die Übertragung eines Telefonkanals gegen Erde aus, so spricht

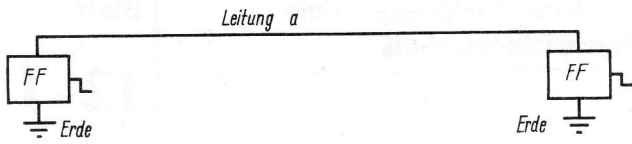


Bild 1 Einfachleitung

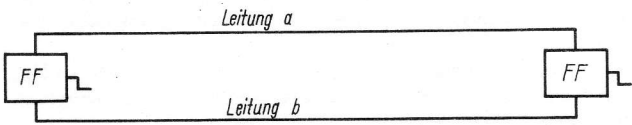


Bild 2 Doppelleitung

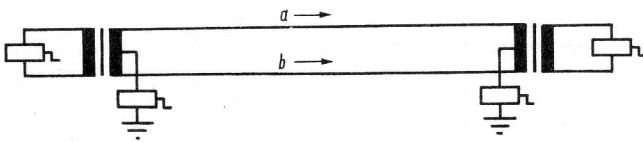


Bild 3 Simultanschaltung

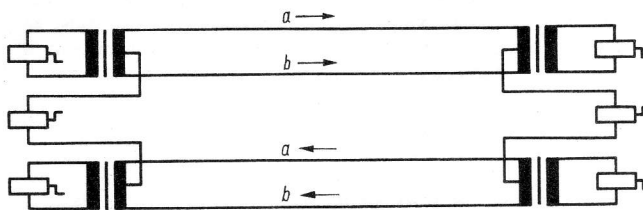


Bild 4 Viererschaltung

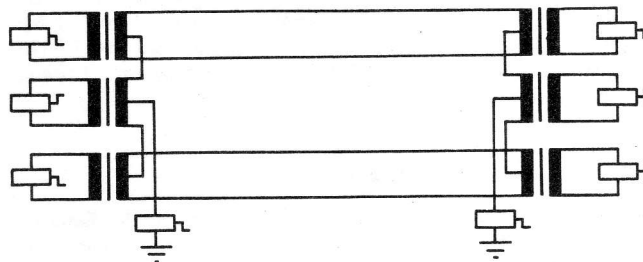


Bild 5 Vierer mit Simultanschaltung

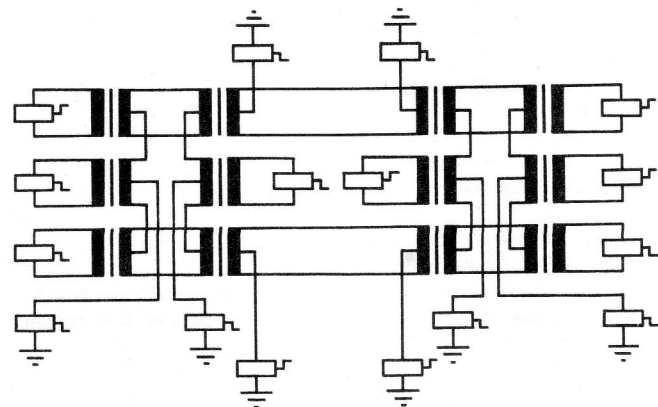


Bild 6 Vierer mit Unterwegsabgriff und mehreren Simultanschaltungen

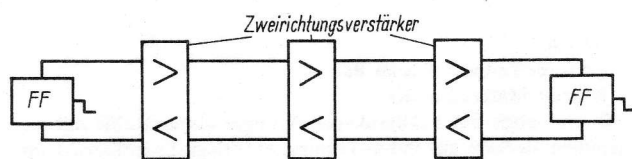


Bild 7 Zweirichtungsverstärker in einer Doppelleitung

man von einer Simultanschaltung (Bild 3). Über eine 4adrige Leitung können in symmetrischer Form 3, mit Simultanschaltung 4 unabhängige Gespräche geführt werden (Bild 4 und 5). Wie weit man derartige Kunstschaltungen treiben kann, zeigt der Vierer mit Unterwegsabgriff und mehreren Simultanschaltungen (Bild 6). Bei allen derartigen Schaltungen ist auf beste Symmetrie der Leitungen zu achten, sonst entsteht Nebensprechen.

Werden Verstärker in die Fernsprechleitung eingeschaltet, dann unterscheidet man Zweidraht- und Vierdrahtbetrieb. Die Zweidrahtverstärker haben je einen Zug in jeder Richtung, die Vierdrahtverstärker arbeiten längs der Leitung in einer Richtung; am Ende muß eine Gabelschaltung vorgesehen werden (Bild 7 und 8).

6. Grundgeräte

Für Drahtnachrichtenverbindungen stehen hauptsächlich folgende Geräte zur Verfügung:

- Feldfernsprecher (FF 53, FF 53a, FF63) mit Handapparat und Induktorruf.
- Einschnurhandvermittlung OB 56/10 mit Anschlußleiste.
- Amtszusatz OB 56, der ein Übergehen von Feldleitungen auf postalische Leitungen mit Selbstwähldienst gestattet.
- Ringübertrager 52.
- Feldmeßkästchen.
- Baugeräte (Kabeltrommel, Rückentrage, Kabelwagen, Erdstecker, Baumhaken, Steigeisen, Ankerpfahl und Bautasche).

Auch heute sind Drahtnachrichtsmittel zur Durchführung der militärischen Führungsaufgaben notwendig und bedeutsam.

Auf Fernsprechleitungen lassen sich zusätzlich durch Unterlagerung (Ausnutzung des Frequenzbands unterhalb 300 Hz) oder Überlagerung (Ausnutzung des Frequenzbands oberhalb 3400 Hz) noch Telegrafiesignale übertragen. Weiterhin ist eine Mehrfachausnutzung der Leitungen mit Trägerfrequenztelefonie möglich. Schließlich gibt es neuerdings auch Datenübertragungszusatzgeräte (Modems) und Magnetbandspeicher.

7. Literatur

- [1] Thieß: Niederfrequente Übertragungstechnik, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1957
- [2] Autorenkollektiv: Der Fernsprecher, Verlag Sport und Technik, Berlin 1959
- [3] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Drahtnachrichtentechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

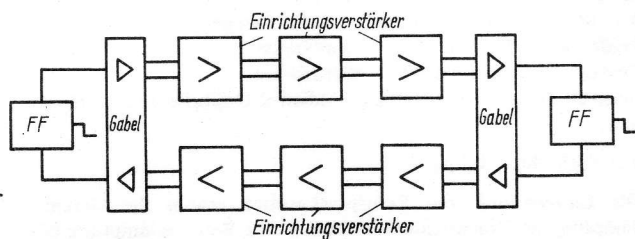


Bild 8 Vierdrahtleitung mit Verstärker und Endgabel

1. Allgemeines

Diesen transistorisierten Niederfrequenzverstärker schließt man an den Feldfernsprecher an, wenn die Leitungsdämpfung eine einwandfreie Verständigung nicht mehr gestattet. Im Gegensatz zum Zwischenverstärker, der an Orten längs der Leitung angeordnet ist, wird der Endverstärker unmittelbar mit dem Feldfernsprecher gekoppelt. Man verbindet ihn über einen 5poligen Stecker mit der Handapparaturbuchse des Feldfernsprechers. In die 5polige Buchse des Verstärkers wird der Stecker des Handapparats eingeführt. Mittels Schalter kann der Verstärker in den Fernhörerkreis eingeschaltet werden.

2. Schaltung (Bild 1)

Es handelt sich um einen 2stufigen Transistorverstärker, der über R104 in seiner Verstärkung regelbar ist. Die Speisespannung von 3 V kann durch 2 Monozellen bereitgestellt werden. Dr101 bildet zusammen mit C104 und C105 ein Tiefpaßfilter, das vor dem Eingangstransformator Tr101 liegt und das Eindringen hoher Frequenzen in den Verstärker verhindert. Der Transistor T101 dient als Spannungsverstärker. R105 stabilisiert die Stufe thermisch und bildet eine Wechselstromgegenkopplung. R102 ist der Kollektorwiderstand, dem noch das Potentiometer R104 in Serie mit R103 parallel liegt. R101 stellt die Basisvorspannung ein und dient gleichzeitig zur Spannungsgegenkopplung. Mit C101 wird der Eingangstransformator kapazitiv vom Basisvorspannungskreis abgetrennt. Der Spannungsteiler R106, R107 stellt die Basisvorspannung für die Endstufe (T102) her. R108 dient zur thermischen Stabilisierung, er ist für Wechselstrom mit dem Kondensator C103 überbrückt. Tr102 paßt den Wechselstromwiderstand der Hörkapsel an den Kollektor von T102 an, R109 bildet die Grundbelastung des Ausgangs.

Der Schalter S101 schaltet den Verstärker in den Fernhörerkreis und die Stromversorgung ein.

Diese Schaltung zeigt deutlich das Eindringen der Transistoren in die drahtgebundene Nachrichtentechnik.

Mit diesem Verstärker kann der NF-Pegel um rund 1 Np angehoben werden. Der Stromverbrauch ist minimal, was eine lange Batterielebensdauer gewährleistet.

Früher waren derartige Verstärker mit Röhren bestückt und verhältnismäßig groß.

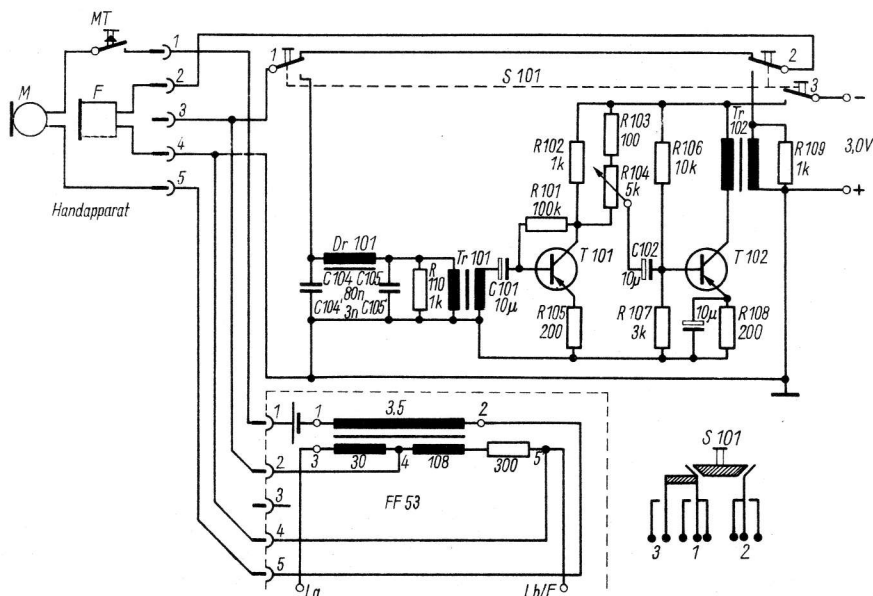


Bild 1 OB-Endverstärker 58



Feldmeßkästchen

1. Zweck

Das Feldmeßkästchen wird zur Fehlersuche an Fernmeldeleitungen und zum Messen wichtiger Geräteparameter im Fernsprechdienst benutzt. Es besteht aus dem Gehäuse und dem Instrumenteneinsatz.

2. Aufbau

Das in einem Holzgehäuse untergebrachte Universalmeßgerät wird aus einer 4,5-V-Flachbatterie gespeist, die nach Öffnen eines Blechschiebers zugänglich wird. Im Deckel des Geräts befinden sich die Gebrauchsanweisung und das Schaltbild.

3. Schaltung (Bild 1)

Kernstück des Feldmeßkästchens ist ein Drehspulmeßinstrument der Klasse 1,5. Der Kennwiderstand beträgt 1 k Ω /V. Es sind 3 Spannungsmessbereiche (6 V, 60 V und 300 V) sowie ein Widerstandsmessbereich vorgesehen.

Mit Hilfe der Nebenschlußtaste N kann im Bereich 6 V die Elementprüfung erfolgen. Zuerst wird die Leerlaufspannung gemessen, die z. B. bei einer Monozelle 1,5 V betragen soll. Dann drückt man die Nebenschlußtaste und legt damit 15 Ω parallel zum Element (Strom bei 1,5 V/0,1 A). Die belastete Spannung muß über 1,4 V liegen, wenn das Element noch in Ordnung ist.

Zum Messen von Widerständen wird das Instrument mit Hilfe des Drehreglers S nach Drücken der Taste P auf 0 Ω gestellt. Für die Widerstandsmessung ist die Taste M zu drücken. Der Wert wird auf der nichtlinearen Ohmskala abgelesen. Der Anschluß des zu messenden Widerstands erfolgt zwischen L1 und L2/E. An den Klemmen »Meßbatterie« steht die Spannung der eingebauten Flachbatterie für äußere Zwecke zur Verfügung (z. B. Anschluß eines kleinen Glühlämpchens usw.).

4. Anwendung

Neben der bereits oben erwähnten Prüfung von Elementen und Batterien dient das Feldmeßkästchen zur Messung der Fernleitungseigenschaften. Mit ihm können Schleifenwiderstände und Isolationswiderstände gemessen werden.

Hierzu einige Beispiele:

Der Schleifenwiderstand einer Doppelleitung wird gemessen, indem man das Feldmeßkästchen an Stelle des eigenen Feldfernsprechers in die Leitung einschaltet und am anderen Ende die beiden Leitungen verbindet. Bei guter Isolation gilt:

$$\text{Länge der Leitung} = \frac{\text{Schleifenwiderstand}}{\text{kilometrischer Widerstand}}$$

Bei einer Doppelleitung TK 19 werden z. B. 180 Ω gemessen. Der kilometrische Widerstand beträgt 45 Ω . Damit wird

$$L = \frac{180}{45} = 4 \text{ km. Da bei der Doppelleitung beide Adern in Serie gemessen werden, ist die Länge der Doppelleitung}$$

$$l = \frac{L}{2} = 2 \text{ km.}$$

Zur Isolationsmessung einer Doppelleitung kann man folgende 3 Werte messen:

- Leitung a gegen Leitung b,
- Leitung a gegen Erde,
- Leitung b gegen Erde.

Zur Messung gegen Erde ist eine gute Meßerde erforderlich, deren Eigenwiderstand kleiner als 20 Ω sein sollte. Im Normalfall darf der Zeiger des Feldmeßkästchens kaum ausschlagen, andernfalls liegt ein Isolationsfehler vor.

Weiterhin lassen sich mit dem Feldmeßkästchen Fehlerortsbestimmungen durchführen. Davon ausgenommen sind Aderrisse.

Zur Fehlerortsmessung ein Beispiel: 2 FF 63 sind mit einer Doppelleitung von 8 km verbunden (Bild 2). Wenn der Widerstandswert der ungestörten Schleife nicht bekannt ist, rechnet man nach der Formel: $R_s = 2l \cdot 45 + 3600$, wobei 45 der kilometrische Widerstand und 3600 der Weckerwiderstand des Feldfernsprechers sind. Hier ist also der berechnete Schleifenwiderstand 4320 Ω .

Nun klemmt man die Leitung b ab und mißt den Widerstand der Leitung a gegen Erde.

Es ergibt sich

$$R_a = R_x + R_z = 210 \Omega,$$

dabei ist R_z der zusätzliche Erdwiderstand Meßerde gegen Erdschluß. Nun wird Leitung a abgeklemmt und b gegen Erde gemessen. Es ergibt sich $R_b = R_y + R_z = 4230 \Omega$. Daraus folgt, daß die Ableitung in der Ader a liegt. Nun kann R_x errechnet werden:

$$R_x = \frac{R_s + R_a - R_b}{2} = 150 \Omega.$$

Teilt man diesen Wert durch den kilometrischen Widerstand, dann ergibt sich der Fehlerort vom FF A zu

$$\frac{150}{45} = 3,3 \text{ km.}$$

Nach analogen Methoden lassen sich Erdübergangswiderstände messen.

5. Literatur

- [1] Autorenkollektiv: Der Fernsprecher, Verlag Sport und Technik, Berlin 1959

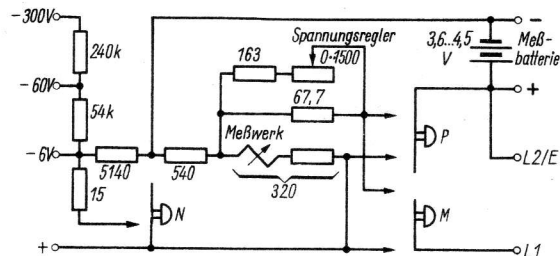


Bild 1 Schaltung des Feldmeßkästchens

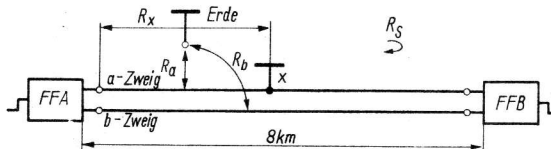


Bild 2 Fehlerortsbestimmung



1. Zweck

Tragbares Ortsbatterie-Fernsprechgerät. Einsatz in ortsveränderlichen Netzen als OB-Endapparat, bei Handvermittlungen und zur Fernbesprechung von Funkgeräten.

2. Aufbau

Der FF 63 besteht aus dem Geräteteil und dem Handapparat. Im Preßstoffgehäuse befinden sich ein transistorisierter dreistufiger Niederfrequenzverstärker, der durch einen gasdichten Nickel-Kadmium-Sammler 6 V/1 Ah gespeist wird; ein Kurbelinduktor zur Erzeugung der Rufspannung; ein Wechselstromwecker zur Anzeige des ankommenden Rufes; ein Sprechübertrager und ein Ausgangsübertrager. Der Handapparat, der mittels Schnur und Steckverbindung mit dem Geräteteil verbunden werden kann, besteht aus

Mikrofon, Fernhörer und Mikrofontaste. Zum Transport wird der Handapparat in den Geräteteil gelegt.

Bild 1 (aus Handbuch für Nachrichtensoldaten, S. 106) zeigt den konstruktiven Aufbau des FF 63. Er ist kleiner und leichter als der früher eingesetzte FF 53.

3. Schaltung (Bild 2)

Der FF 63 enthält einen dreistufigen Niederfrequenz-Transistorverstärker, der die schwachen Sprechwechselströme des Mikrofons Mi genügend verstärkt, so daß ein gewisser Wert der Leitungsdämpfung überbrückt werden kann. Der Mikrofonverstärker ist über 7 Steckverbindungen mit dem übrigen Apparateinsatz verbunden. Die Speisespannung von 6 V wird über die Verbindungen 1/7 und 1/3 zugeführt, wenn die Mikrofontaste gedrückt ist. T1 dient als Vorverstärker, sein Arbeitspunkt wird durch den Span-

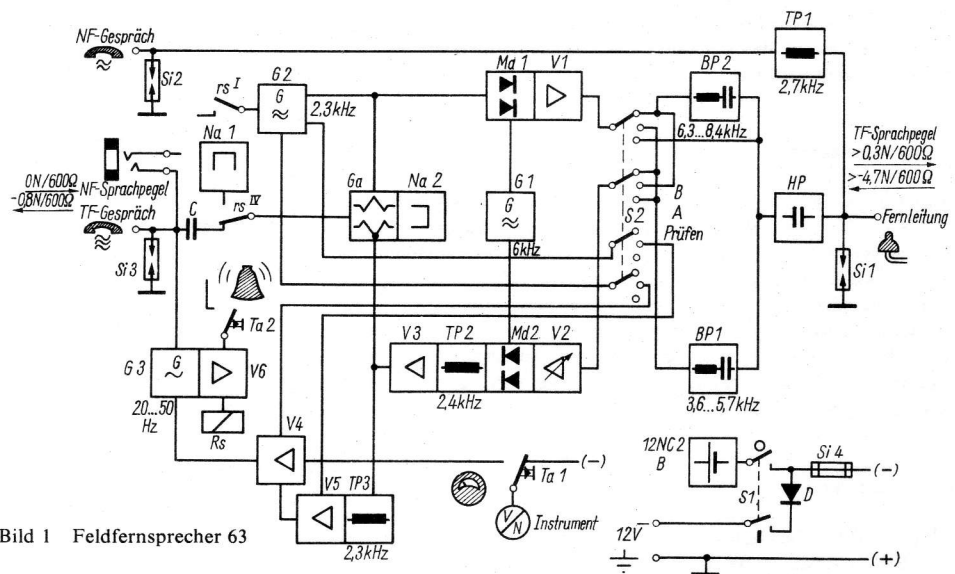


Bild 1 Feldfernsprecher 63

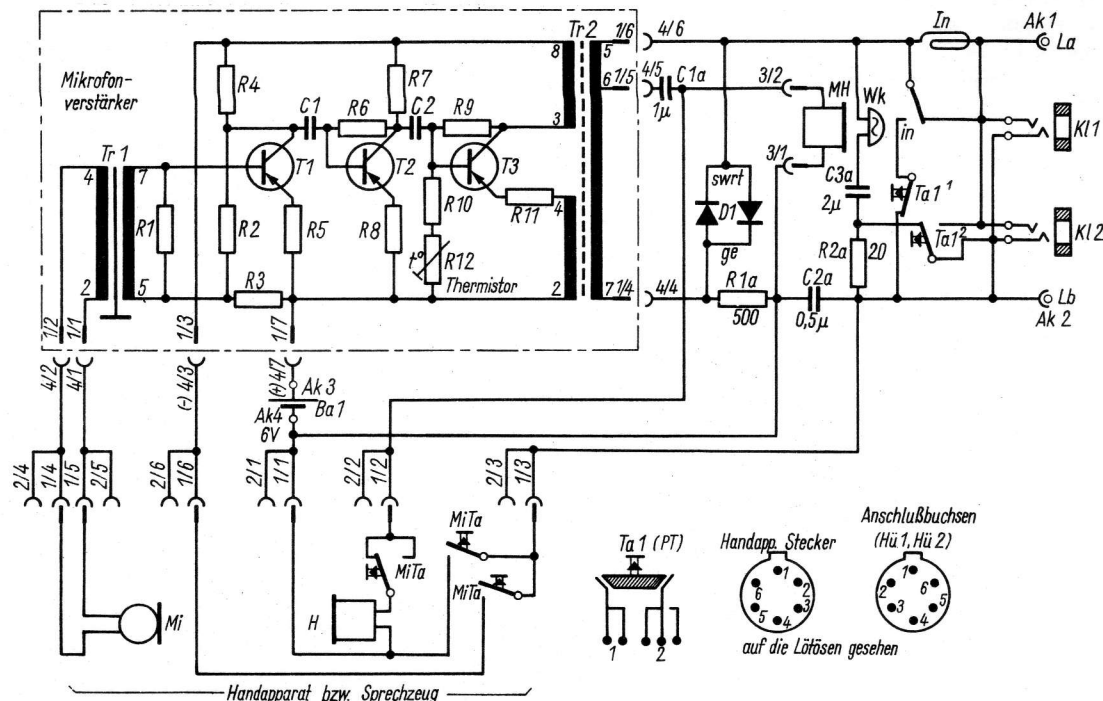


Bild 2 Schaltung des FF 63

nungsteiler R2/R3 festgelegt. R1 bedämpft die Sekundärseite des Mikrofontransformators und sichert verzerrungsfreie Übertragung aller Frequenzen zwischen 300 und 3400 Hz. R4 ist der Außenwiderstand von T1. T2 ist strom- und spannungsgengekoppelt.

Über C2 wird die weiterverstärkte NF-Spannung der Endstufe (T3) zugeführt. Der Heißleiter R12 dient zur thermischen Stabilisierung des Arbeitspunkts der Endstufe. Über R11 und die Wicklung 4-2 von Tr2 erfolgt eine Gegenkopplung der Endstufe. Die Mithörschaltung wird über die Anzapfung 1/5 ausgekoppelt und dem Handapparat und einem Kopfhörer zum Mithören zugeführt.

D1 begrenzt mit R1a Überspannungen auf der Fernleitung (Knackschutz). C3a sorgt dafür, daß der Wecker Wk nur bei Wechselspannung (Ruf) anspricht. Mit Hilfe der Prüftaste PT kann der Induktor auf den eigenen Wecker geschaltet werden.

Als Mikrofon wird an Stelle des früher üblichen Kohlemikrofon ein dynamisches Mikrofon verwendet. Da dieses geringere Wechselspannungen als das Kohlemikrofon abgibt, muß ein Transistorverstärker nachgeschaltet werden.

4. Zusatzgeräte

Für Feldnetze können 10 OB-Teilnehmer mittels einer Handvermittlung (OB 52 oder OB 62/10 schnurlos) miteinander verbunden werden. Zur Einwahl in postalische Netze wird der Amtsanschließer 60 benutzt, der den Übergang von OB- auf ZB-System und die Nummernwahl gestattet.

5. Vorläufertyp

Bild 3 zeigt abschließend noch die Schaltung des Vorläufertyps FF 53 mit Kohlemikrofon. Den Primärkreis des Mikrofon bilden B2 und B1 (die über Schalter in Serie gelegt werden können), die Mikrofontaste T, das Mikrofon M und die 3,5-Ω-Wicklung des Mikrofonübertragers Tr1. C1 schaltet die Fernhörer kapazitiv an die Sekundärwicklung an, C2 trennt den Gleichstromweg im Gerät auf. Mit einem Kellog-Schalter kann auf Apparateprüfung und Leitungsprüfung umgeschaltet werden. Ein weiterer Kellog-Schalter schaltet von Rufen auf Sprechen um.

6. Literatur

- [1] W. Thieß: Niederfrequente Fernsprechübertragungstechnik, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1959
- [2] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Drahtnachrichtentechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- [3] Autorenkollektiv: Handbuch für Nachrichtensoldaten, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966
- [4] Autorenkollektiv: Der Fernsprecher, Verlag Sport und Technik, Berlin 1959

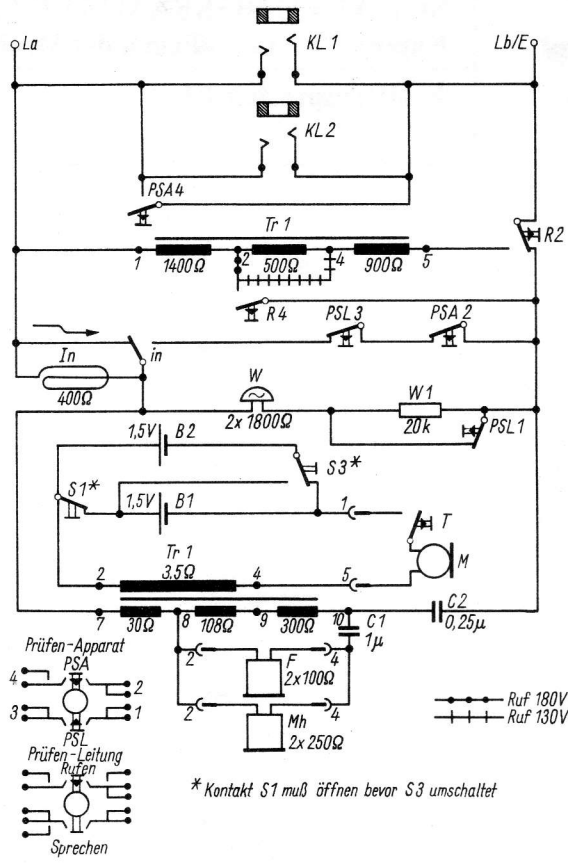


Bild 3 Vorläufertyp FF 53



Trägerfrequenzgerät TTF 1

1. Zweck

Das tragbare volltransistorisierte Trägerfrequenzgerät *TTF 1* dient zur trägerfrequenten Mehrfachausnutzung von Fernsprechleitungen. Mit seiner Hilfe kann ein zusätzliches Ferngespräch auf einer Leitung geführt werden. Das Gerät arbeitet trägerfrequent nach dem Zweidraht-Frequenzgetrenntlage-Verfahren.

2. Grundlagen der Trägerfrequenztechnik

Neben der bereits beschriebenen Mehrfachausnutzung von Leitungen durch Simultanschaltungen mit Ringübertragern gibt es noch die elektronische Mehrfachausnutzung durch Frequenz- oder Zeitaufteilung (Multiplex-Nachrichtensysteme).

Die Frequenzaufteilung benutzt oberhalb des Sprachfrequenzbands liegende Trägerwellen, die mit den weiteren Nachrichten moduliert werden.

Die Zeitaufteilung beruht auf der Tatsache, daß es genügt, kurze Impulse mit Proben der Nachricht zu übertragen, und daß man mehrere Impulsfolgen zeitlich ineinander schachteln und gemeinsam übertragen kann.

In der Trägerfrequenztechnik benutzt man eine Frequenzaufteilung, die im Rahmen der Übertragungsbandbreite der Fernleitung nach folgenden Verfahren erfolgen kann:

- Istufige Umsetzung (wird beim *TTF 1* benutzt);
- Vormodulation (jeder Sprechweg wird mit einer Frequenz »vorge-trägert« und danach durch nochmalige Trägerung in den jeweiligen TF-Kanal umgesetzt);
- Vorgruppenumsetzung (zunächst Bildung von 3 oder 4 TF-Gruppen und danach höherfrequente Umsetzung).

Über spezielle Kabel oder Richtfunkgeräte können bis zu 960 Gespräche gleichzeitig trägerfrequent übertragen werden. Die mit der heutigen Technik maximal übertragbare Kanalzahl liegt bei 2400.

3. Beschreibung des Trägerfrequenzgeräts *TTF 1*

Mit Hilfe des *TTF 1* können über eine Doppelleitung 2 Gespräche gleichzeitig geführt werden, eines über die NF-Grundleitung und eines über den Trägerfrequenzkanal. Die Trägerfrequenz des Geräts liegt bei 6 kHz, die überbrückbare Leitungsdämpfung beträgt 5 Np. Das Gerät arbeitet nach dem Zweidraht-Frequenz-Getrenntlageverfahren. Bild 1 zeigt die Lage der Sprachfrequenzen sowie die Lage der Ruffrequenzen. Das NF-Gespräch NF 1 liegt im Bereich zwischen 300 und 2700 Hz. Für die TF-Übertragung wird es etwas frequenzbeschnitten (obere Grenzfrequenz 2400 Hz) und dann mit 6 kHz Trägerfrequenz umgesetzt. Dabei entstehen 2 symmetrisch zu 6 kHz liegende Seitenbänder, die zur Übertragung in folgender Weise benutzt werden. Von Gerät A nach Gerät B wird das untere Seitenband 3,6 bis 5,7 kHz übertragen, in umgekehrter Richtung das obere Seitenband 6,3 bis 8,4 kHz.

Für OB-Netze muß nun neben der Sprachinformation auch der Ruf übertragen werden. Dies erfolgt durch trägerfrequente Rufumsetzung mittels zweier Umsetzer G2 und G3. Die Frequenzen des NF-Rufes liegen bei 18 bis 25 Hz, sie steuern einen Generator G2 mit einer Eigenfrequenz von 2,3 kHz. Durch Umsetzung dieses Rufgenerators entsteht in Richtung A-B die trägerfrequente Ruffrequenz 3,7 kHz, in Richtung B-A entsprechend 8,3 kHz. Beide Frequenzen liegen im Übertragungsbereich des TF-Geräts. Nach Rückwandlung steht dann jeweils wieder eine Frequenz von 2,3 kHz zur Verfügung, die über G3 den Wechselstromruf mit den Frequenzen von 25 bis 50 Hz bewirkt.

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung des TF-Geräts *TTF 1*. Das NF-Gespräch gelangt über den Tiefpaß TP1 auf die Fernleitung. Der Hochpaß HP verhindert ein Eindringen des NF-Gesprächs in den TF-Teil. Das TF-Gespräch gelangt über einen Kondensator C an die Gabelschaltung Ga mit der Leitungsnachbildung Na2. Im Modulator Md1 erfolgt durch Einwirken der Spannung vom Generator G1 (6 kHz) die Umsetzung in den TF-Bereich.

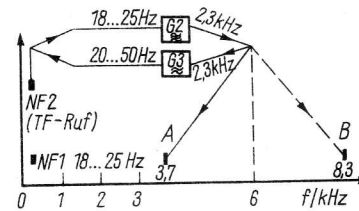
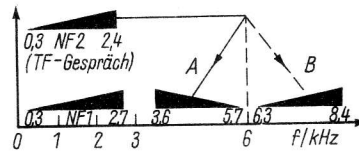


Bild 1 Lage der Frequenzen beim *TTF 1*

V1 verstärkt die trägerfrequenten Schwingungen. S2 dient zum Umschalten des Geräts auf Betrieb B-A oder A-B. S2 schaltet jeweils den entsprechenden Bandpaß BP1 (für unteres Seitenband) und BP2 (für oberes Seitenband) ein. In Empfangsrichtung wird das TF-Signal nach Durchgang durch den entsprechenden Bandpaß und Verstärkung durch den regelbaren Verstärker V2 im Modulator Md2 unter Einwirkung von G1 wieder in den NF-Bereich rückgewandelt und durch den Tiefpaß TP2 gefiltert. V3 ist ein Niederfrequenzverstärker. Nach Verstärkung durch diesen gelangt das empfangene Signal wieder zur Gabelschaltung Ga. Falls gerufen wird, schaltet sich G2 über rs1 ein, und der TF-Ruf 2,3 kHz geht entsprechend ab. Wird der Ruf empfangen, so gelangt er über TP3 an V5 und über V4 schließlich an den Generator G3, der den niederfrequenten Ruf erzeugt. In der entsprechenden Stellung des Schalters S2 läßt sich die Rufschleife im Gerät prüfen.

Zur Stromversorgung des Geräts dient eine gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulatorbatterie 12 NC 2. Das *TTF 1* kann auch über das Netzgerät NLG 1 an das Lichtnetz angeschlossen werden. Das NLG 1 dient außerdem zum Aufladen des 12 NC 2.

Die Speisespannung des TF-Geräts wird mit Hilfe einer Zenerleistungsdiode stabilisiert. Bei Einbau ins Kraftfahrzeug ist Fremdanschluß an die 12-V-Autobatterie möglich.

4. Aufbau des Geräts

Das Gerät ist in einem stabilen Stahlblechgehäuse untergebracht. Die Schaltung wurde auf 4 Kassetten aufgeteilt. Die Kassetten sind mechanisch verriegelt und mit Steckverbindungen untereinander verbunden. Die Einzelbaugruppen innerhalb der Kassetten sind in gedruckter Schaltung ausgeführt. Auf Grund der Transistorisierung benötigt das Gerät nur eine geringe Versorgungsleistung. Die einzelnen Kassetten sind: Rufkassette K 140, Umsetzerkassette K 141, Filterkassette K 142, Stromversorgungs- und Schaltkassette.

5. Literatur

- [1] Autorenkollektiv: Handbuch für Nachrichtensoldaten, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966
- [2] Autorenkollektiv: electronicum, Kapitel Drahtnachrichtentechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- [3] O. Henkler: Trägerfrequentes Fernsprechen auf Leitungen, Verlag S. Hirzel, Leipzig 1950
- [4] R. Gottschalk, H. Graf, H. Gabriel: Trägerfrequenzfernsprechen, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1959

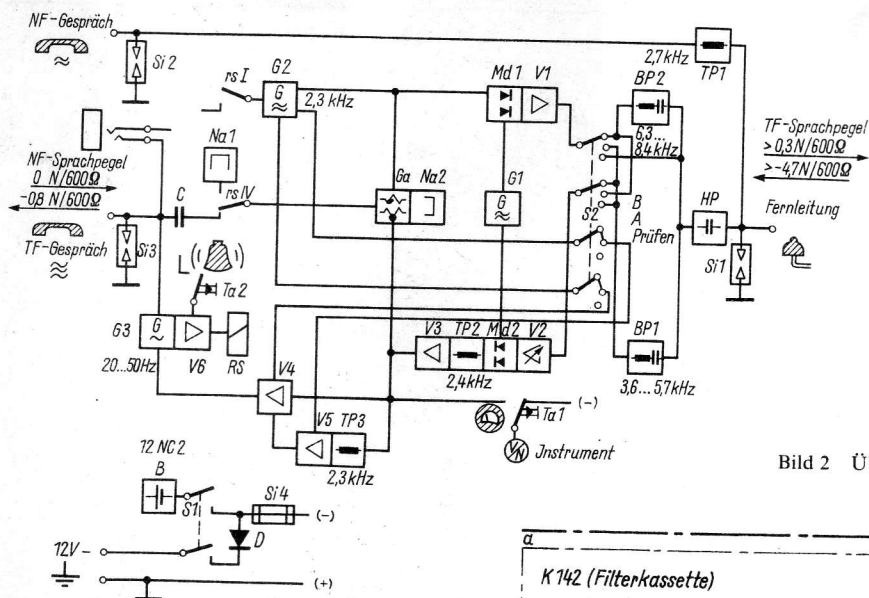
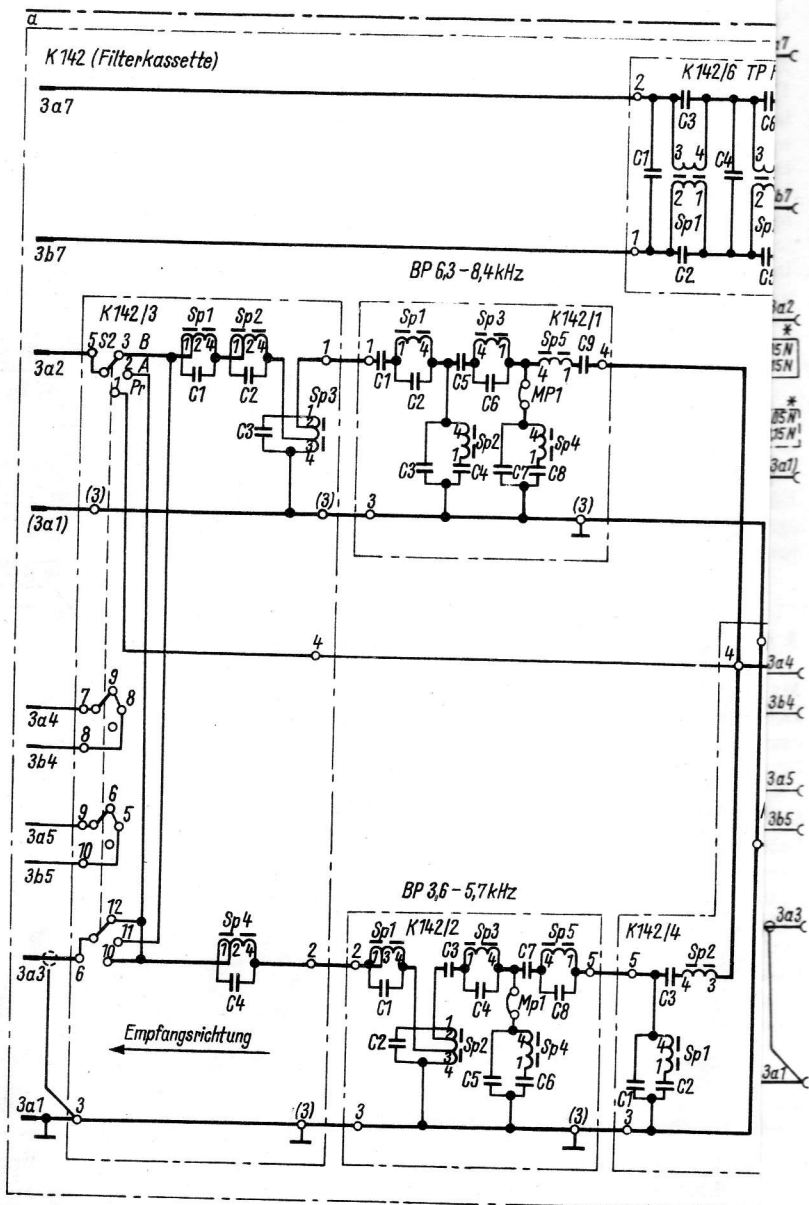
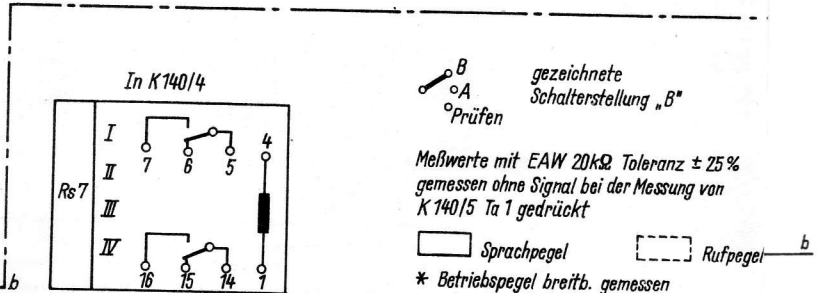


Bild 2 Übersichtsplan des 1-Kanal-Tonfrequenzgeräts



Anschluß an Faltblatt



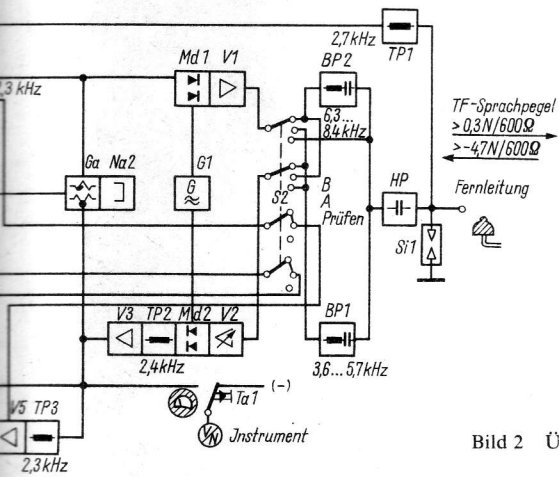
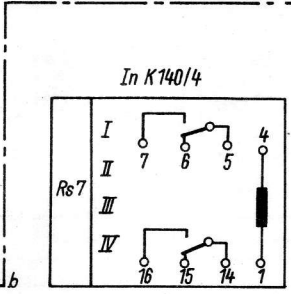
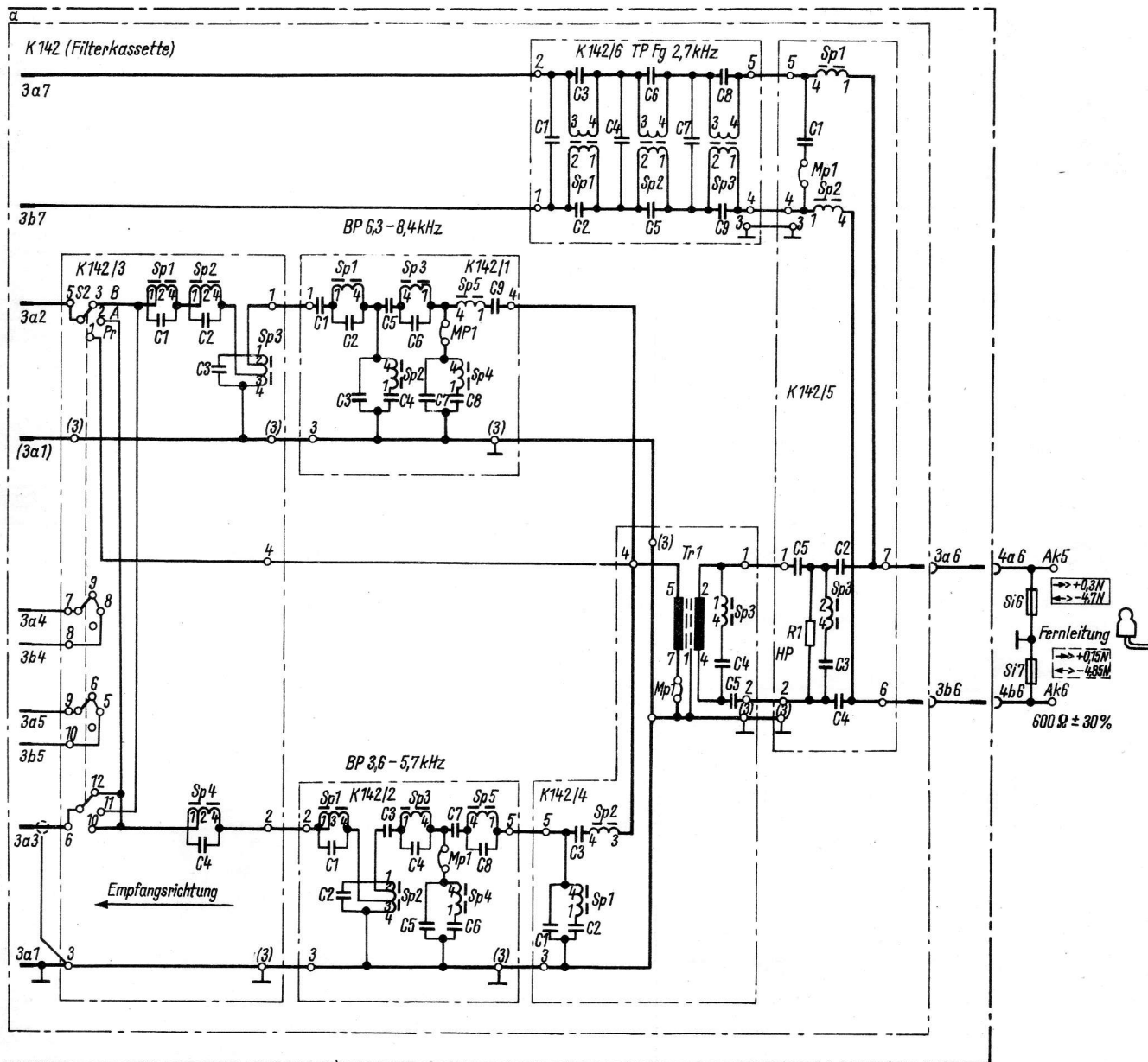


Bild 2 Übersichtsplan des 1-Kanal-Tonfrequenzgeräts TTF 1

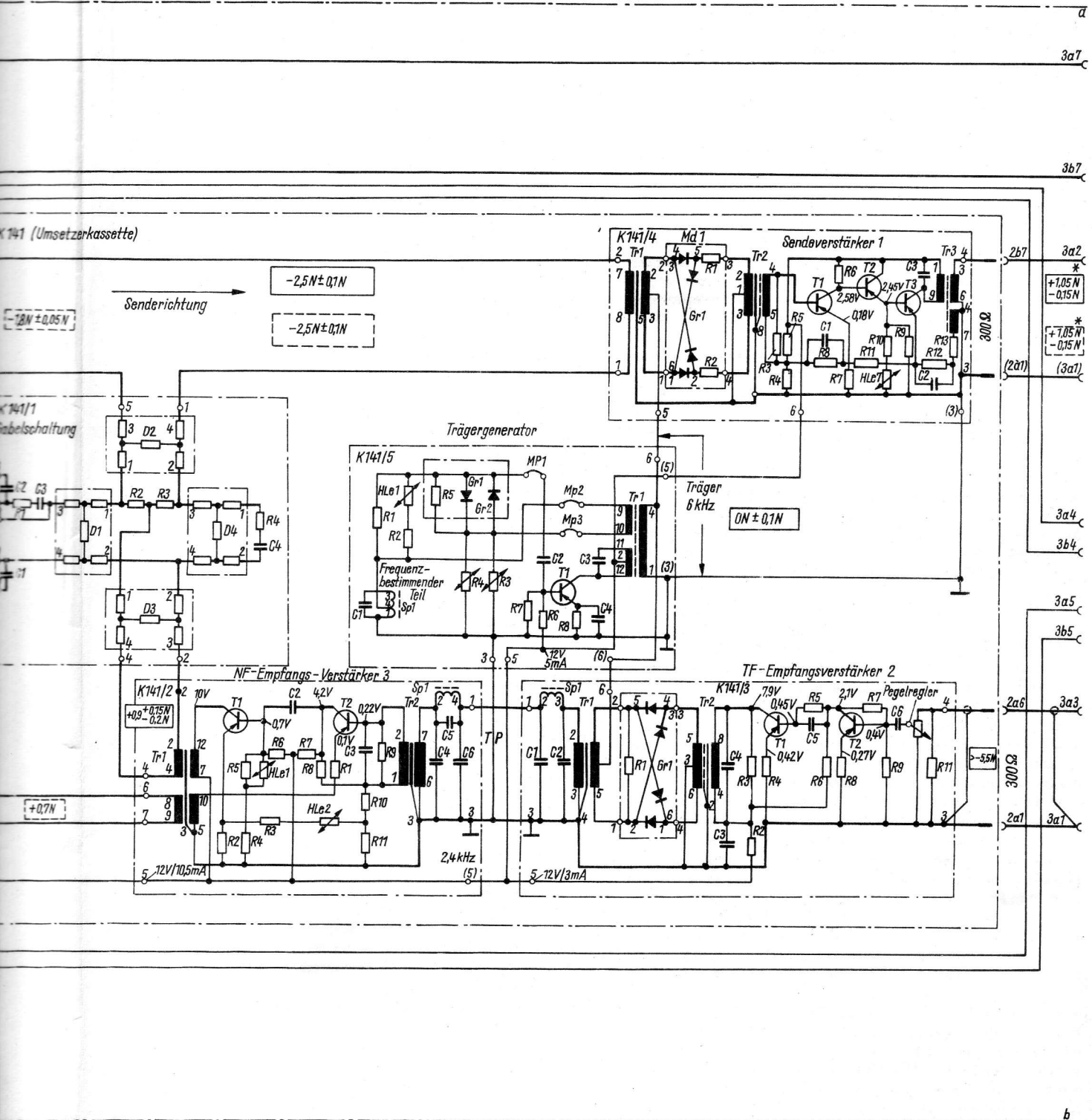


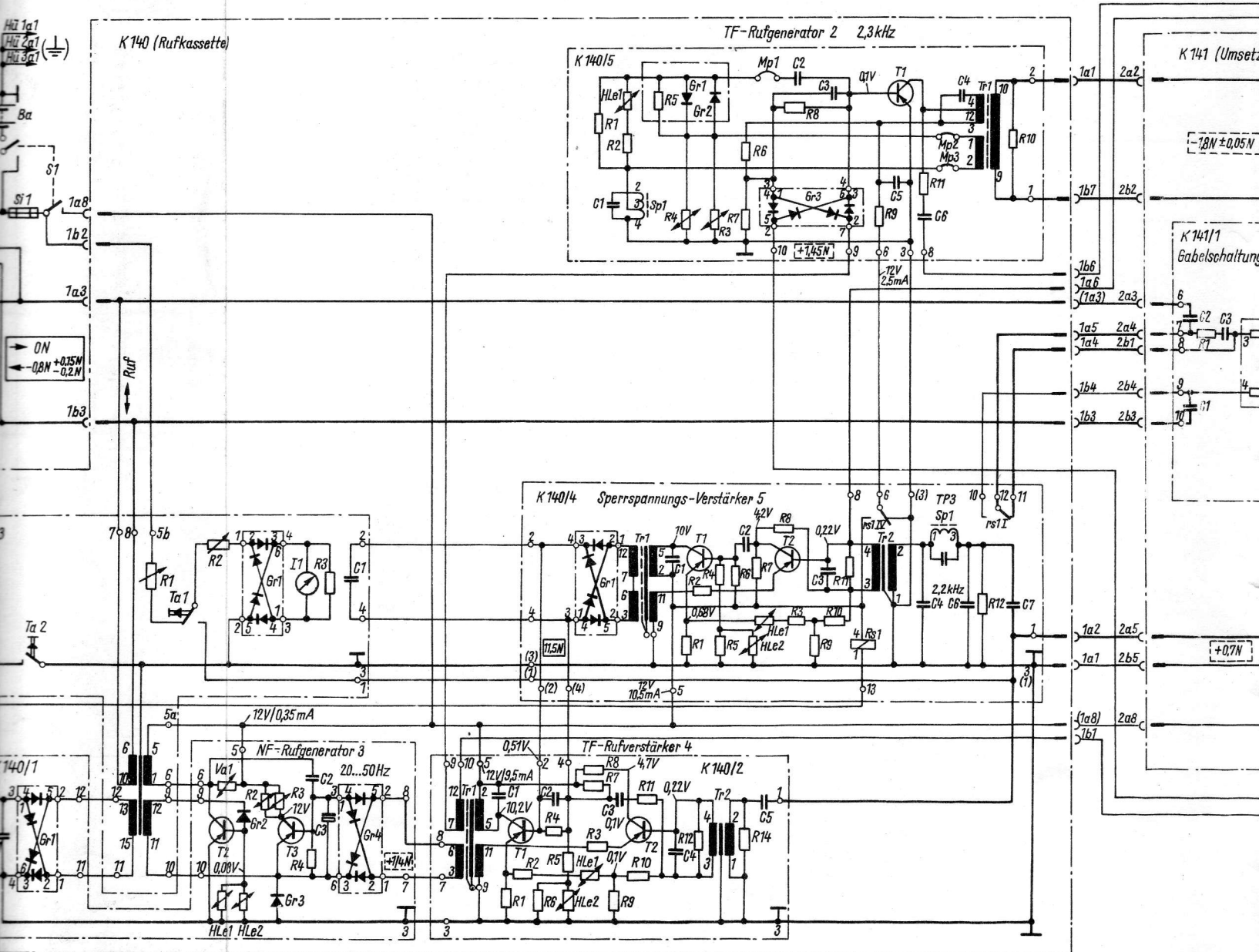
B gezeichnete
 A Schalterstellung „B“
 Prüfen

Maßwerte mit EAW 20kΩ Toleranz ± 25%
 gemessen ohne Signal bei der Messung von
 K140/5 Ta 1 gedrückt

Sprachpegel Rufpegel
 * Betriebspegel breitb. gemessen

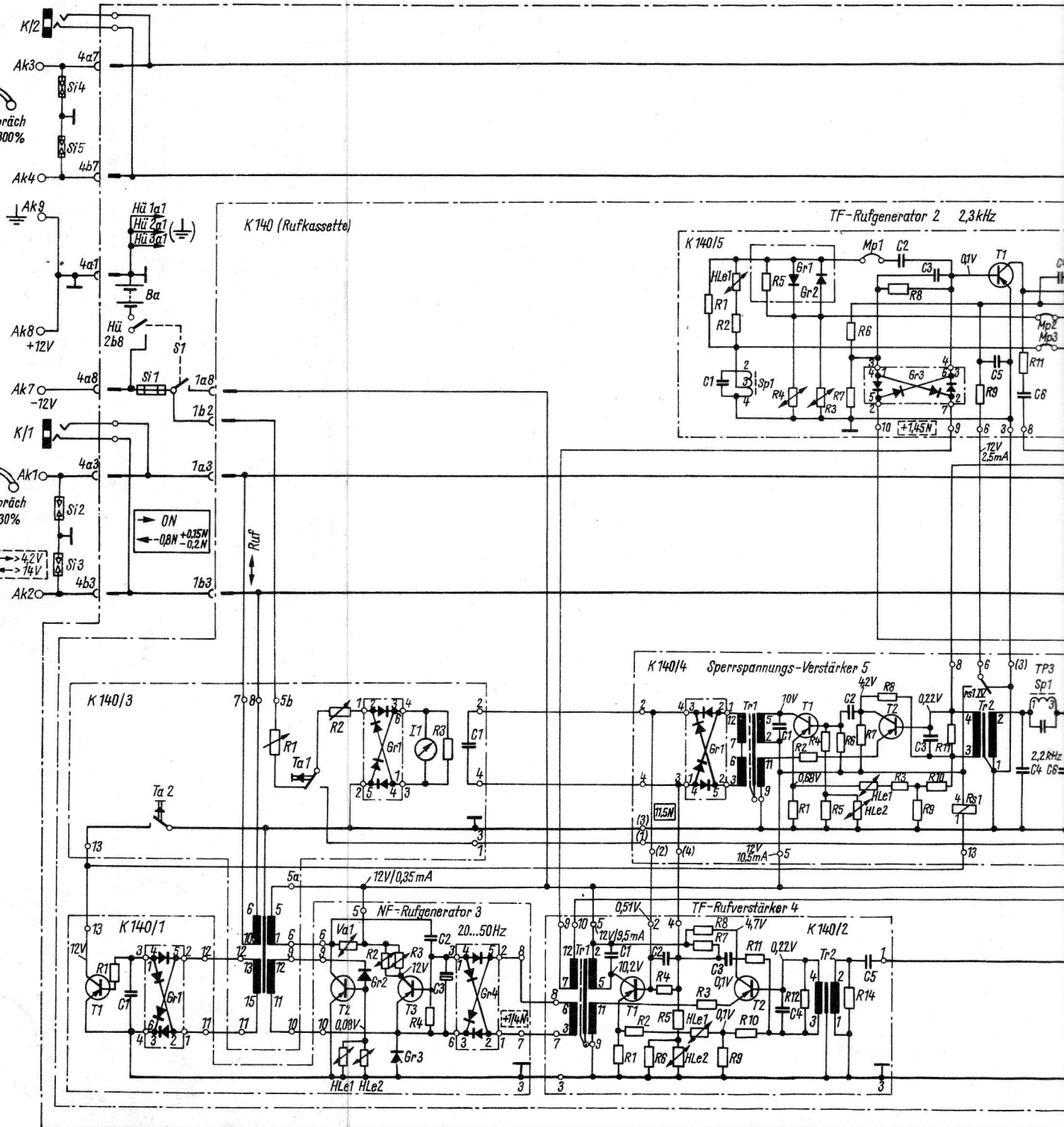
Bild 3 Vollständige Schaltung des TTF 1





NF-Gespräch
600Ω ± 300%

TF-Gespräch
600Ω ± 30%



K 140 (Rufkassette)

TF-Rufgenerator 2 2,3kHz

K 140/5

K 140/4 Sperrspannungs-Verstärker 5

K 140/3

K 140/1

NF-Rufgenerator 3 20...50Hz

TF-Rufverstärker 4

K 140/2