



PHILIPS *Service*

FERNSEHGERÄTE

Funktionsbeschreibung

Gerätetypen

23 TD 341 A 23 CD 342 A

**23 TD 390 A 23 TD 391 A 23 TD 392 A
23 CD 392 A 23 RD 392 A**

1963/64



PHILIPS *Service*

Lieber Geschäftsfreund!

In der vorliegenden Broschüre ist die Wirkungsweise unserer diesjährigen PHILIPS-Fernsehgeräte beschrieben. Die Funktionsbeschreibung ist so aufgebaut, daß sie sich stufenweise nach dem in jeder Service-Dokumentation befindlichen Blockschaltbild gliedert. Diese zusammengefasste Schaltbildbeschreibung werden wir künftig jedes Jahr einmal herausgeben und Ihnen neben unserer Service-Dokumentation zur Verfügung stellen.

Während also die Service-Dokumentation sich jeweils auf eine Gerätetype bzw. ein Grundchassis bezieht und alle erforderlichen technischen Daten für die Überprüfung und Instandsetzung der Geräte enthält, ist es in der Funktionsbeschreibung möglich, die Wirkungsweise der einzelnen Empfängerstufen etwas ausführlicher zu beschreiben. Diese Trennung halten wir für sinnvoll, damit vor allen Dingen für den Außendienst die Service-Dokumentation nicht zu groß und umfangreich wird.

Wir wünschen Ihnen weiterhin einen zufriedenstellenden Umsatz mit PHILIPS-Fernsehgeräten und hoffen, daß unsere technischen Unterlagen Ihnen bei der Durchführung des Kundendienstes von Nutzen sein können.

Mit freundlichen Grüßen

DEUTSCHE PHILIPS GMBH
Hauptniederlassung

Fernsehgeräte-Abteilung

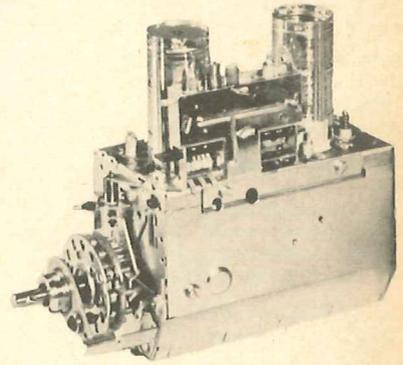
Service-Abteilung



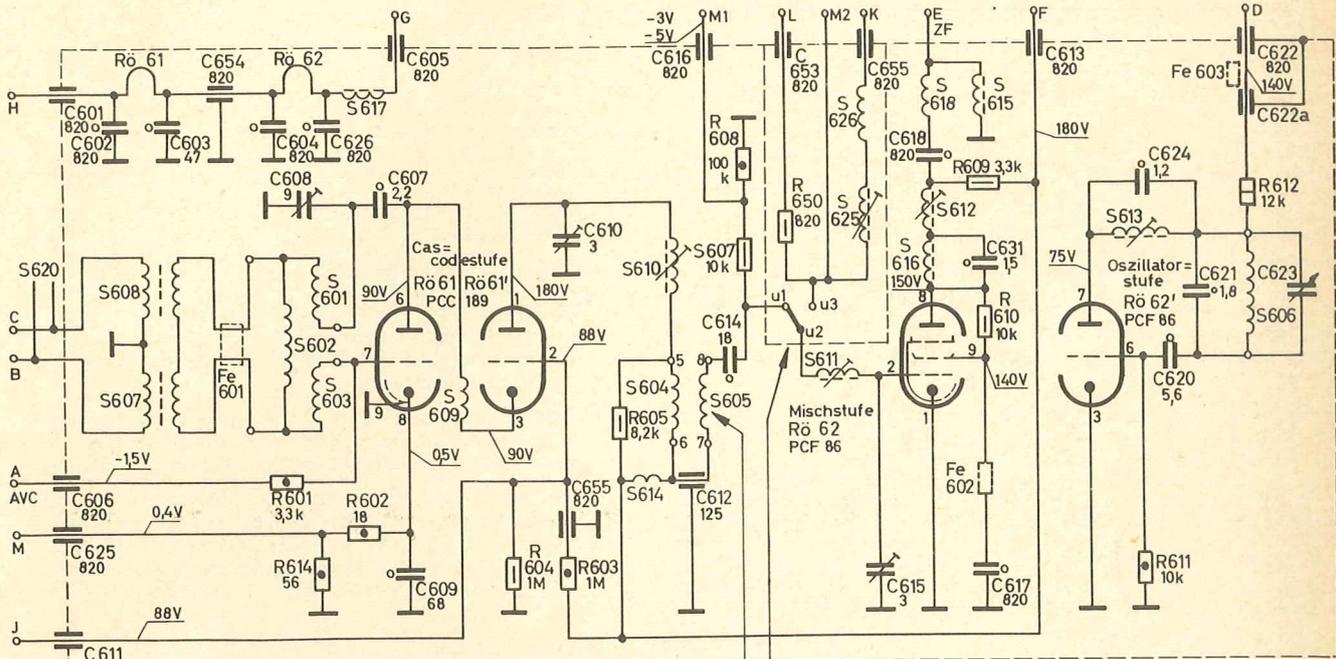
12-Kanal Cascode-Trommelwähler

mit Kaskadenschalter und "Memomatik"

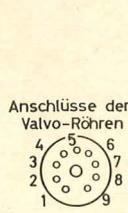
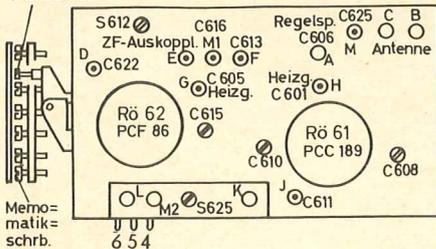
Kanalstreifenbestückung entgegen dem Uhrzeigersinn



	- 240 Ω sym.	Kanal	Bildträger	Tonträger	
	- 60 Ω asym.	E 2	48.25 MHz	53.75 MHz	
Feinabstimmung:		E 3	55.25 "	60.75 "	
		E 4	62.25 "	67.75 "	
		E 5	175.25 "	180.75 "	
	Band I:	1,8 - 5 MHz	E 6	182.25 "	187.75 "
	Band III:	2,5 - 8 MHz	E 7	189.25 "	194.75 "
			E 8	196.25 "	201.75 "
			E 9	203.25 "	208.75 "
	Bildträger	- ZF = 38,9 MHz	E 10	210.25 "	215.75 "
			E 11	217.25 "	222.75 "
	Tonträger	- ZF = 33,4 MHz	E 12	224.25 "	229.75 "



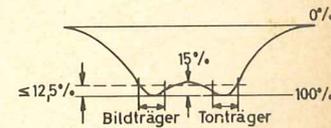
Stellschr.



gezeichn. Schalterst. VHF Kaskadenschalter

u1, u2, u3 VHF, UHF

u4, u5, u6 Anodenspannung



Abgleichhinweise

Der Abgleich des Kanalwählers muss sehr sorgfältig geschehen.

Es ist bei allen Messungen darauf zu achten, dass die Verbindungen der verwendeten Messgeräte zum Kanalwähler sehr kurz sind. Man vermeidet damit Messfehler, die infolge der hohen Frequenzen, z.B. durch Erdschleifen, leicht entstehen können.

Man unterscheidet zwei Abgleichvorgänge, den Abgleich des Oszillators und den Abgleich des Vorkreises mit dem Bandfilter.

1. Oszillatorabgleich.

- Die Funktionsprüfung wird mit einem Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter (z.B. GM 7635 oder GM 6009) vorgenommen, Messbereich -10 V. Am Messpunkt "M 1" der Mischröhre steht beim richtigen Arbeiten eine Gleichspannung zwischen -2 bis -5 V.
- Die Feinabstimmung erfolgt durch eine Schaltwippe, deren Lage von der zum jeweiligen Kanal gehörenden Memomatikschraube abhängt. Ist die Einstellung auf beste Bild- und Tonwiedergabe nicht möglich, muss die Grundeinstellung der Schaltwippe verändert werden. Dieses geschieht mit der Stellschraube, bei Mittelstellung der Memomatikschraube.

Auch wenn mehrere Sender zu empfangen sind, z.B. im Band I und im Band III, muß mit der Feinabstimmung der Oszillator für jeden Kanal abzustimmen sein. Gelingt dies nicht, ist im Band I die Grobeinstellung für C 623 mit der Stellschraube zu verändern und danach zu kontrollieren, ob im Band III eine einwandfreie Feinabstimmung möglich ist. Die Einstellung des Trimmers C 623 mit der Stellschraube ist in kritischen Fällen evtl. mehrmals zu wiederholen.

Sollte trotzdem keine zufriedenstellende Feinabstimmung möglich sein, so wird der Kanal in Band I eingeschaltet, die Feinabstimmung mit der Memomatikschraube auf mechanische Mitte und C 623 mit der Stellschraube in die richtige Stellung für beste Bild- und Tonwiedergabe gebracht. Dann auf den Kanal im Band III umschalten und mittels S 613 wiederum bei Mittelstellung der Memomatikschraube auf beste Bild- und Tonwiedergabe nachstimmen. Es ist dann nochmals die Abstimmung in Band I zu kontrollieren.

Ist keine Möglichkeit vorhanden, mittels Fernsender den Nachgleich vorzunehmen, kann dies auch mit einem den Bereich von 40 - 260 MHz überstreichenden Meßsender und einem Signalverfolger (z.B. GM 7628) erfolgen. Die Genauigkeit des Meßsenders soll möglichst besser als 0,5 % sein. Der Meßsender wird an die Antennenklemmen (symmetrisch 240 Ω) angeschlossen. Der Signalverfolger wird an den Meßpunkt "M 1" des Kanalwählers angeschlossen und auf Stellung "HF" geschaltet. Die Feinabstimmung des Kanalwählers ist hierbei auch stets auf mechanische Mittelstellung zu stellen.

Der Abgleichvorgang verläuft nun genauso wie vorher beschrieben, nur wird jetzt für das Band I der Kanal 4 (Oszillatorfrequenz 101,15 MHz) und für das Band III der Kanal 11 (Oszillatorfrequenz 256,15 MHz) zum Einstellen des Oszillatorkreises herangezogen. Stellt man diese Frequenz auch am Meßsender ein, ist bei richtiger Abstimmung die Nullinterferenz der beiden Signale im Signalverfolger zu hören. Selbstverständlich muß der Meßsender eine entsprechend große Ausgangsspannung abgeben können.

2. Abgleich der HF-Kreise.

Die Durchlasskurve der HF-Kreise in der auf der Vorderseite dargestellten Form gibt auf jeden Fall die einzuhaltenden äußersten Toleranzgrenzen wieder. Abzugleichen sind der Antennen-Eingangskreis sowie das Bandfilter zwischen HF-Röhre und Mischröhre. Mit den auf dem Kanalwähler befindlichen Trimmern C 608, C 610 und C 615 nimmt man die durch Schaltungs- und Röhrenkapazitätsänderungen notwendigen Abgleichkorrekturen vor.

Es ist darauf zu achten, daß die Regelspannung für den Kanalwähler auf Masse gelegt wird, bzw. eine feste Vorspannung von ca. -1,5 V angeschlossen ist.

An die Antennenklemmen (symmetrisch 240 Ω) wird der Wobbler (z.B. GM 2889 oder GM 2877) mit einem Hub von ca. 10 MHz angeschlossen und als Indikator dient ein Oszillograf (z.B. GM 5654, GM 5650, GM 5659), der über einen Entkopplungswiderstand von ca. 100 kΩ an den Meßpunkt "M 1" angeschlossen ist.

Um nur das Bandfilter S 604 - S 605 zu kontrollieren, dämpft man den Antennenkreis mit 390 Ω. Dieser Widerstand wird zwischen den Kontakten 2 und 3 der Federplatte angelötet. Vorsicht beim Löten auf der Hartpapierplatte! Dann Kanal 4 einstellen und die jetzt sichtbar werdende Kurve mit den Trimmern C 610 und C 615 auf Maximum trimmen. Umschalten auf Kanal 11 und dort mit den Spulen S 610 und S 611 ebenfalls auf Maximum trimmen. Diesen Vorgang wechselseitig wiederholen. Danach wird der Dämpfungswiderstand vom Antennenkreis entfernt, Kanal 4 eingestellt und mit C 608 auf die beste Kurvenform nachgetrimmt.

Eine Kontrolle der Durchlaßkurven auf Symmetrie und Amplitude ist anschließend für alle Kanäle vorzunehmen. Sollten sich zu starke Abweichungen ergeben, ist für Band I mit den Trimmern C 608, C 610, C 615 und für Band III mit den Spulen S 610 und S 611 auf eine für diese Bänder mittlere Durchlaßkurvenform einzustellen.

Die Lage des Bild- und Tonträgers ist mit einem Markierungsgenerator zu kontrollieren (äusserste Toleranzgrenze siehe Abbildung Vorderseite). Dieser Generator wird über eine kleine Kapazität (einige pF) an die Antennenklemmen angeschlossen und die Ausgangsspannung nur so weit aufgedreht, bis die Marken gerade sichtbar sind. Ist der Generator organisch in den Wobbler eingebaut, so wird die Ankopplung bereits im Wobbler vorgenommen und man braucht nur die Größe der Marke mit dem Ausgangsregler für den Markierungsgenerator einzustellen.

Nach dem Abgleichen sind die Trimmer und Spulenkern mit Lack zu sichern.

Spezial-Ersatzteile

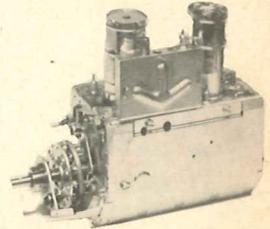
Alle übrigen Ersatzteile sind in den PHILIPS Service-Standard-Material-Sortimenten enthalten.

Spezial-Ersatzteile							Bezeichnung	Bestell-Nr.
							Kanalstreifen EB 2	A3 144 09
							Kanalstreifen EB 3	A3 144 10
							Kanalstreifen EB 4	A3 144 11
							Kanalstreifen EB 5	A3 144 12
							Kanalstreifen EB 6	A3 144 13
							Kanalstreifen EB 7	A3 144 14
							Kanalstreifen EB 8	A3 144 15
							Kanalstreifen EB 9	A3 144 16
							Kanalstreifen EB 10	A3 144 17
							Kanalstreifen EB 11	A3 144 18
							Kanalstreifen EB 12	A3 160 92
							UHF-VHF-Umschalter	KR 186 46
							Rotor	A3 096 30
							Trimmerfeder	A3 818 26
							Kappe für Trimmerstift	P5 192 20/332
							Trimmerstift	A3 356 21
							Rolle für Rotornastung	A3 687 43
							Blattfeder f. Rotornastung	A3 817 39
							Abschirmhülse f. Osz. Röhre	BB 700 82/03
							Abschirmhülse f. Vorröhre	BB 700 55
							Winkel mit Schaltwippe und Feder	A3 096 24
							Memomatikantrieb kompl.	A3 273 03
							Rückstellfeder f. Memomatikantr.	A3 818 27
							Memomatikscheibe kompl.	KR 397 22
Pos.	Wert	Bezeichnung	Bestell-Nr.	Pos.	Bezeichnung	Bestell-Nr.		
C 601	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 607	Sym. Trafo	A3 157 54		
C 605	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 608				
C 606	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 609	Koppelspule	A3 986 47		
C 608	9 pF	Trimmer keram.	C 004 CA/9 E	S 610	Serienspule	A3 803 42		
C 610	3 pF	Trimmer keram.	C 004 CA/3 E	S 611	Serienspule	A3 804 65		
C 611		Durchf., Kond.	C 309 ZZ/01	S 612a	ZF-Filter	A3 232 08		
C 612	125 pF	Durchf., Kond.	C 309 BC/B125 E	C 618				
C 613	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 613	Serienspule	A3 176 23		
C 615	3 pF	Trimmer keram.	C 004 CA/3 E	S 614	Koppelspule	A3 993 14		
C 616	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 615	HF-Drossel	A3 118 73		
C 620	5,6 pF	Scheiben-Kond.	C 808 BC/L5E6	S 616	HF-Drossel	A3 146 34		
C 621	1,8 pF	Kond., keram.	C 304 GH/N1E8/B	S 617	HF-Drossel	A3 146 34		
C 622	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 618	HF-Drossel	KR 110 86		
C 624	1,2 pF	Kond., keram.	C 304 ZZ/20	S 625a	ZF-Spule UHF	A3 095 76		
C 625	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 BB/R820 E	S 626	ZF-Serienspule	KR 111 11		
C 654	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 UB/R820 E					
C 655	820 pF	Durchf., Kond.	C 309 UB/R820 E					



12-Kanal Cascode-Trommelwähler

mit Memomatikabstimmung
und elektronischer Umschaltung

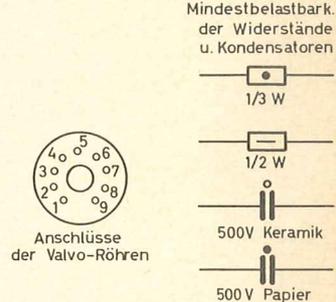
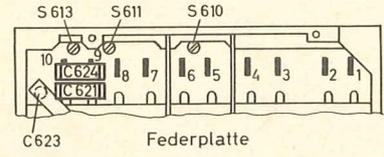
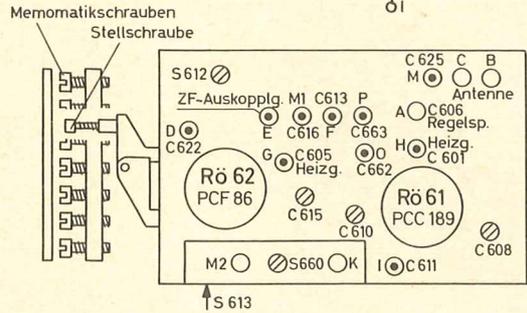
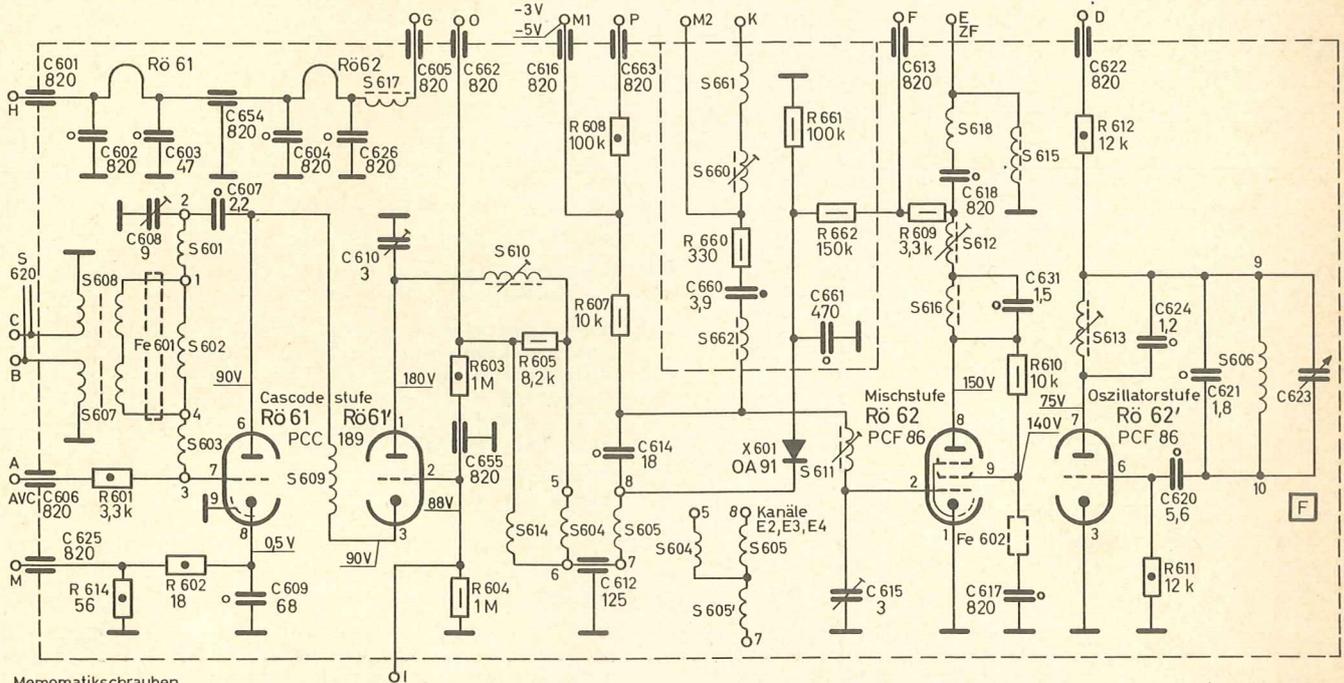


77 - 240 Ω sym.
- 60 Ω asym.

Feinabstimmung:

Band I: 1,8 - 5 MHz Bildträger - ZF = 38,9 MHz

Band III: 2,5 - 8 MHz Tonträger - ZF = 33,4 MHz



Wirkungsweise der Schaltung

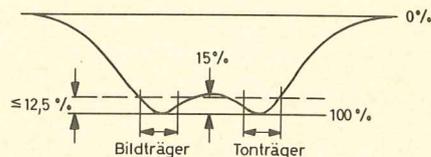
Der Kanalwähler ist als Trommelwähler aufgebaut und mit den Röhren PCC 189 zur HF-Verstärkung und PCF 86 als Misch- und Oszillatorröhre bestückt. Zur zusätzlichen Ausnutzung der PCF 86 als ZF-Verstärkerstufe beim UHF-Empfang ist der Kanalwähler mit einer Diode als elektronischer Umschalter versehen. Das VHF-Antennensignal gelangt über den Übertrager S 607/S 608 an den Eingangskreis der Cascodestufe. Die Regelspannungszuführung dieser HF-Stufe erfolgt am ersten Gitter der PCC 189 über C 606 und R 601. Über den Spannungsteiler R 603/R 604 wird der Gleichspannungsarbeitspunkt eingestellt. Die Verbindung zwischen der Cascode und Mischstufe erfolgt über ein fußpunktgekoppeltes Bandfilter S 604/S 605. Im Band I (Kanäle 2 - 4) wird aufgrund der niedrigen Arbeitsfrequenz und der daraus resultierenden Bandbreite der Kopplungsfaktor durch Hinzuschalten einer zusätzlichen Kopplungsinduktivität S 605' eingestellt. Die Triode der PCF 86 arbeitet als Oszillator in Colpittsschaltung. Mittels der Memomatikschrauben, die auf einer am Rotor befestigten Scheibe sitzen, wird die Oszillatorfrequenz individuell eingestellt. Die hierdurch vorgenommene gespeicherte Frequenzfeineinstellung gewährleistet eine optimale Abstimmung, die durch einfaches Umschalten beliebig oft zu reproduzieren ist. Die für jeden Kanal vorhandene Memomatikschraube drückt dabei mit ihrem unteren Ende auf eine Schaltwippe, die ihrerseits den die Oszillatorfrequenz bestimmenden Tauchtrimmer C 623 einstellt. Die Verkopplung des Oszillators mit der Mischstufe ist durch die räumliche Anordnung der gedruckten Spulen auf dem Kanalstreifen gegeben. In Schaltungsstellung UHF ist die Anodenspannung der PCC 189 und des Oszillators abgeschaltet. Über S 660 wird die ZF-Spannung des UHF-Kanalwählers zum Gitter der Pentode der PCF 86 geführt. Die Pentode arbeitet dann als zusätzliche UHF-ZF-Verstärkerstufe und liegt gitterseitig über R 607/R 608 an der Kanalwählerregelspannung. S 660 stellt in diesem Falle den Sekundärkreis eines fußpunktgekoppelten Bandfilters, zusammen mit dem ZF-Ausgangskreis auf dem UHF-Kanalwähler, dar. Die Diode als elektronischer Schalter wird bei VHF-Empfang in Sperrichtung und bei UHF-Empfang in Durchlaßrichtung betrieben. Dadurch wird das VHF-Bandfilter S 604/S 605 bei UHF so stark bedämpft, daß keine zu große Beeinflussung des UHF-Zweiges auftritt. Der ZF-Ausgang des Kanalwählers führt über den ZF-Kreis S 612 zum niederohmigen Auskopplungspunkt E.

Oszillatorabgleich:

- 1.) Falls nur ein VHF-Sender örtlich empfangen werden kann:
 - a) Den Kanalwähler auf den zu empfangenden Kanal schalten und den Feineinstellknopf in Mittelstellung bringen.
 - b) Mit Stellschraube auf optimale Bild- und Tonwiedergabe abgleichen.
- 2.) Wenn örtlich mehrere VHF-Sender empfangen werden können:
 - a) Den höheren Kanal einschalten und wie unter 1a) und 1b) beschrieben vorgehen.
 - b) Den niedrigeren Kanal einschalten und, falls erforderlich, Stellschraube etwas korrigieren.
- 3.) Falls der Sender außerhalb des Regelbereiches der Stellschraube fällt:
 - a) Den Kanalwähler auf den zu empfangenden Kanal schalten und den Feineinstellknopf sowie die Stellschraube in Mittelstellung bringen.
 - b) Mit S 613 auf optimale Bild- und Tonwiedergabe abgleichen.
- 4.) Besteht keine Möglichkeit, den Oszillatorabgleich mit einem Fernsender vorzunehmen, muß der Abgleich mit einem Meßsender erfolgen.
 - a) Kanal 4 einschalten, Memomatikschaube in Mittelstellung. Meßsender auf Oszillatorfrequenz 101,15 MHz einstellen und an die Antennenklemmen (symmetrisch 240 Ω) legen. Signalverfolger an Meßpunkt "M1" anschließen. Wenn mit der Stellschraube die Oszillator-sollfrequenz erreicht wird, ist die Nullinterferenz im Signalverfolger zu hören.
 - b) Kanal 11 einschalten und Meßsender auf Oszillatorfrequenz 256,15 einstellen. Mit S 613 abgleichen, bis Nullinterferenz zu hören ist.
 - c) Abgleichvorgänge unter 4a) und 4b) müssen wechselweise kontrolliert und evtl. korrigiert werden.

HF-Abgleich:

- 1.) Die abgebildete Durchlaßkurve stellt die einzu-haltende äußerste Toleranzgrenze dar. Es ist dar-auf zu achten, daß die Höhe der Kurve möglichst groß und der Teil zwischen Bild und Tonträger möglichst flach wird.
 - a) Kanalwählerregelspannung an Masse legen oder feste Vorspannung von -1,5 V anlegen.
 - b) Antennenkreis bedämpfen, indem man einen Widerstand von 390 Ω an die Kontakte 2 und 3 der Federplatte lötet. Vorsicht beim Löten auf der Hartpapierplatte!
 - c) Wobbler (z.B. GM 2889 oder GM 2877) an Anten-nenklemmen (symmetrisch 240 Ω)
 - d) Oszillograph über 100 kΩ an Meßpunkt "M1"
 - e) Kanal 4 einstellen und mit den Trimmern C 610 und C 615 auf bestmögliche Durchlaßkurve ab-gleichen.
 - f) Kanal 11 einstellen und mit den Spulen S 610 und S 611 auf bestmögliche Durchlaßkurve ab-gleichen.
 - g) Punkt e) und f) wechselseitig wiederholen.
 - h) Dämpfungswiderstand entfernen.
 - i) Kanal 4 einstellen und mit C 608 ebenfalls auf bestmögliche Kurvenform abgleichen.
- 2.) Auf allen Kanälen Durchlaßkurve auf Symmetrie und Amplitude kontrollieren. Bei zu großen Ab-weichungen ist im Band I mit den Trimmern C 608, C 610 und C 615 und im Band III mit den Spulen S 610 und S 611 auf eine für diese Bänder mitt-lere Kurvenform einzustellen.
- 3.) Nach dem Abgleich sind die Trimmer und Spulen-kerne mit Lack zu sichern.



Spezial-Ersatzteile

Alle übrigen Ersatzteile sind in den PHILIPS Service-Standard-Material-Sortimenten enthalten.

Pos.	Wert	Bezeichnung	Bestell-Nr.	Pos.	Bezeichnung	Bestell-Nr.
C 601	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 607		
C 605	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 608	Sym. Trafo	A3 157 54
C 606	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 609	Koppelspule	A3 986 47
C 608	9 pF	Trimmer keram.	C 004 CA/9 E	S 610	Serienspule	A3 803 42
C 610	3 pF	Trimmer keram.	C 004 CA/3E	S 611	Serienspule	A3 804 65
C 611		Durchf.,Kond.	C 309 ZZ/01	S 612a	ZF-Filter	A3 232 08
C 612	125 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BC/B125E	C 618		
C 613	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 613	Serienspule	A3 176 23
C 615	3 pF	Trimmer keram.	C 004 CA/3E	S 614	Koppelspule	A3 993 14
C 616	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 615	HF-Drossel	A3 118 73
C 620	5,6 pF	Scheiben-Kond.	C 808 BC/L5E6	S 616	HF-Drossel	A3 146 34
C 621	1,8 pF	Kond.,keram.	C 304 ZZ/19	S 617	HF-Drossel	A3 146 34
C 622	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 618	HF-Drossel	KR 110 86
C 624	1,2 pF	Kond.,keram.	C 304 ZZ/20	S 660	ZF-Spule UHF	KR 111 12
C 625	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E	S 661	Drossel	KR 110 53
C 654	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 UB/H820E	S 662	ZF-Serienspule	KR 111 09
C 655	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 UB/H820E			
C 662	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E			
C 663	820 pF	Durchf.,Kond.	C 309 BB/R820E			
					Kanalstreifen EB 2	A3 144 09
					Kanalstreifen EB 3	A3 144 10
					Kanalstreifen EB 4	A3 144 11
					Kanalstreifen EB 5	A3 144 12
					Kanalstreifen EB 6	A3 144 13
					Kanalstreifen EB 7	A3 144 14
					Kanalstreifen EB 8	A3 144 15
					Kanalstreifen EB 9	A3 144 16
					Kanalstreifen EB 10	A3 144 17
					Kanalstreifen EB 11	A3 144 18
					Kanalstreifen EB 12	A3 160 92
					Rotor	KR 332 42
					Trimmerfeder	A3 818 26
					Kappe für Trimmerstift	P5 192 20/332
					Trimmerstift	A3 356 21
					Rolle für Rotorrastung	A3 687 43
					Blattfeder f. Rotorrastung	A3 817 39
					Abschirmhülse f. Osz. Röhre	BB 700 82/03
					Abschirmhülse f. Vorröhre	BB 700 55
					Winkel mit Schaltwippe u. Feder	A3 096 24
					Memomatikantrieb kompl.	A3 273 03
					Rückstellfeder f. Memomatikantr.	A3 818 27
					Memomatikscheibe kompl.	KR 397 22

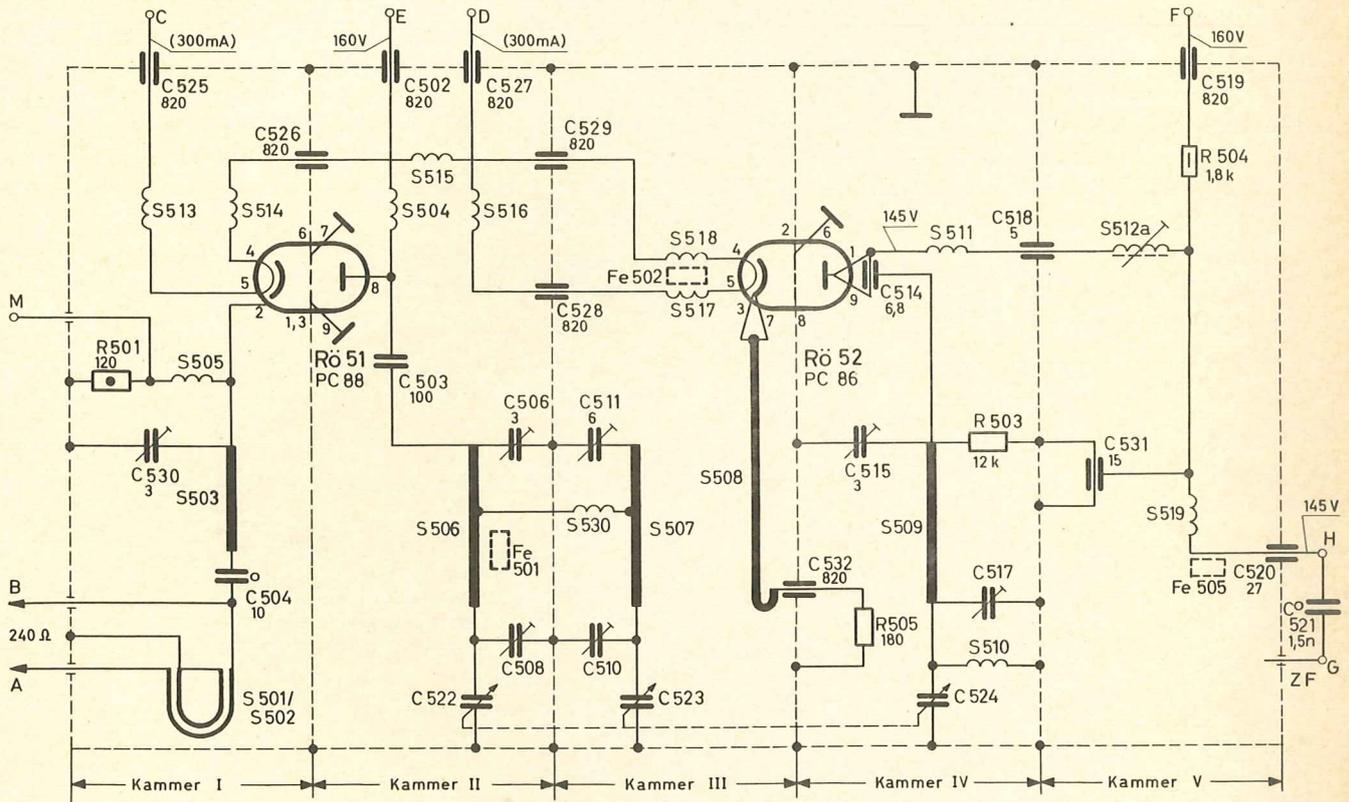
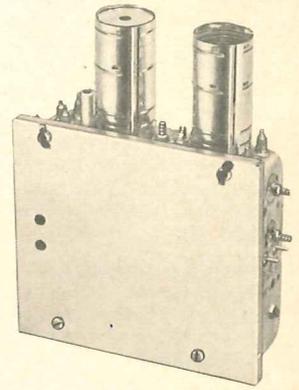


UHF-Kanalwähler

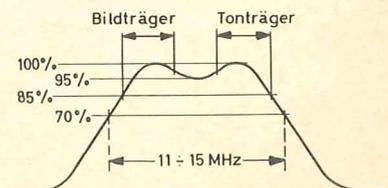
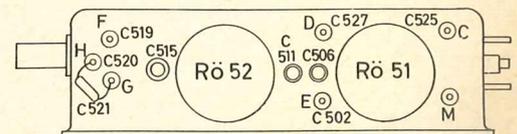
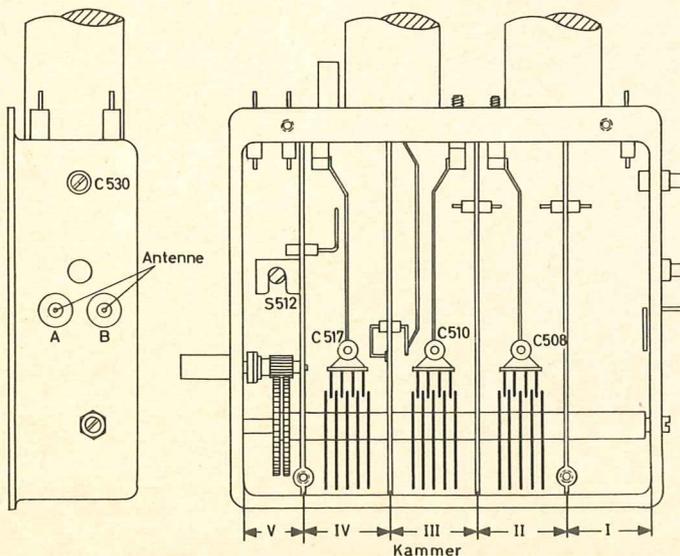
mit selbstschwingender Mischstufe und HF-Vorstufe

Frequenzbereich von 470 - 860 MHz
kontinuierlich durchstimmbar
Übersetzung: Antriebsachse/Drehko 22 : 43

Antenneneingang: 240 Ω sym.
Empfindlichkeit: ≤ 20 KTo
Bildträger - ZF = 38,9 MHz
Tonträger - ZF = 33,4 MHz



Meß- u. Abgleichpunkte



Wirkungsweise des UHF-Kanalwählers

Der PHILIPS-UHF-Kanalwähler ist in abgewandelter Topfkreistechnik aufgebaut. Die Kammern II, III+IV mit den Innenleitern S 506, S 507 und S 509 stellen kapazitiv belastete Topfkreise von einer halben Wellenlänge dar. Der Dreifachdrehko C 522/C 523/C 524 ist das Abstimmelement. Verkürzungskondensatoren verringern die mechanische Länge der Topfkreise auf etwa eine achte Wellenlänge. Die Anpassung auf den Eingangswiderstand erfolgt mit dem Eingangsübertrager S 501/S 502. Der durch den Eingangswiderstand der Gitterbasissstufe bedämpfte breitbandige Katodenkreis ist auf Bandmitte (650 MHz) abgestimmt und wirkt elektrisch als π -Glieder. Der Innenleiter S 503 ist unmittelbar mit den Anschlußstiften der Katode verbunden. An seinem Fußpunkt ist über C 504 der Eingangsübertrager angeschlossen. R 501 erzeugt die Gittervorspannung, die Drossel S 505 verhindert den Kurzschluß der Empfangsfrequenz.

Die Kopplung der Vorröhre an die selbstschwingende Mischröhre wird mit einem Bandfilter vorgenommen, das aus zwei Topfkreisen besteht. Der Primärkreis besteht aus dem Innenleiter S 506, dem Drehko C 522 sowie den Abgleichtrimmern C 506 und C 508, und der Sekundärkreis aus dem Innenleiter S 507, dem Drehko C 523 sowie den Abgleichtrimmern C 510 und C 511. Die Ankopplung zur Katode der Mischröhre geschieht mit der Koppelschleife S 508.

Die selbstschwingende Mischröhre arbeitet in Gitterbasisschaltung. Der Oszillatorkreis liegt an der Anode und wird durch den Innenleiter S 509, dem Drehko C 524 und den Abgleichtrimmern C 515 und C 517 mit den Röhren- und Streukapazitäten gebildet. Die Spule S 510 verhindert, daß die sich ändernde Kapazität des Drehkos C 524 in die Abstimmung des ZF-Auskopplungskreises S 512a eingeht, da sie für die Bild-ZF praktisch einen Kurzschluß bedeutet. C 518, C 531 und C 520 unterbinden - zusammen mit S 519 - eine Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz.

Die Rückkopplung des im Colpitts-Schaltung aufgebauten Oszillators erfolgt über die inneren Röhrenkapazitäten auf die Katodenkoppelschleife S 508, die gleichzeitig die Ankopplung des Bandfilters an die Mischstufe vornimmt. Am Fußpunkt dieser Koppelschleife liegt die Katodenkombination R 505/C 532, die die Gittervorspannung erzeugt. Die Auskopplung der Zwischenfrequenz erfolgt im Anodenkreis des Mischers durch S 512a. S 512a ergibt zusammen mit der im nachfolgenden ZF-Verstärker angeordneten ZF-Spule ein kapazitiv fußpunkt-gekoppeltes Bandfilter.

Meß- und Abgleichhinweise

Ein vollständiger Neuabgleich des UHF-Kanalwählers führt nur mit den dazu geeigneten Meßgeräten zum Erfolg. Werden z.B. im Zuge einer Reparatur frequenzbestimmende Teile ausgetauscht, so kann zwar eine Trimmerkorrektur auf optimale Bildgüte bei Empfang nur eines UHF-Senders zunächst zum Erfolg führen, jedoch ist keinesfalls ein exakter Gleichlauf im gesamten Abstimmbereich gewährleistet. Dies kann nur mit Hilfe eines Wobblers, eines Frequenzmarkengebers und eines Oszillografen geschehen.

Wird ein UHF-Kanalwähler repariert, so muß man darauf achten, daß alle Unterteile innerhalb des Kanalwählers bereits durch eine räumliche Lageveränderung die Abstimmung beeinflussen. Am geringsten wird dieser Fehler, wenn möglichst für Ersatzzwecke die Originalbauteile - wie in der nachfolgenden Stückliste angegeben - benutzt werden. Die im Schaltbild eingetragenen Betriebsspannungen sind mit einem Röhrenvoltmeter gemessen, wobei diese Werte ohne Eingangssignal gelten und vor dem Tastkopf ein Vorwiderstand von ca. 100 k Ω geschaltet wurde. Dieser Vorwiderstand ist wichtig, damit keine zu große Verstimmung der Abstimmkreise durch die Kapazität des Tastkopfes erfolgt. Die Gesamtstromaufnahme des UHF-Kanalwählers beträgt etwa 20 mA, wobei auf die Vorstufe ca. 12 mA und auf die Mischstufe ca. 8 mA entfallen.

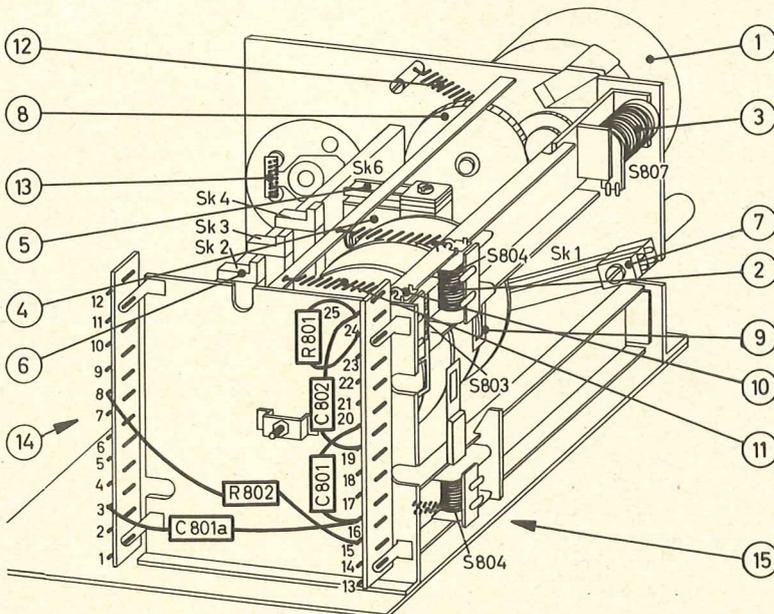
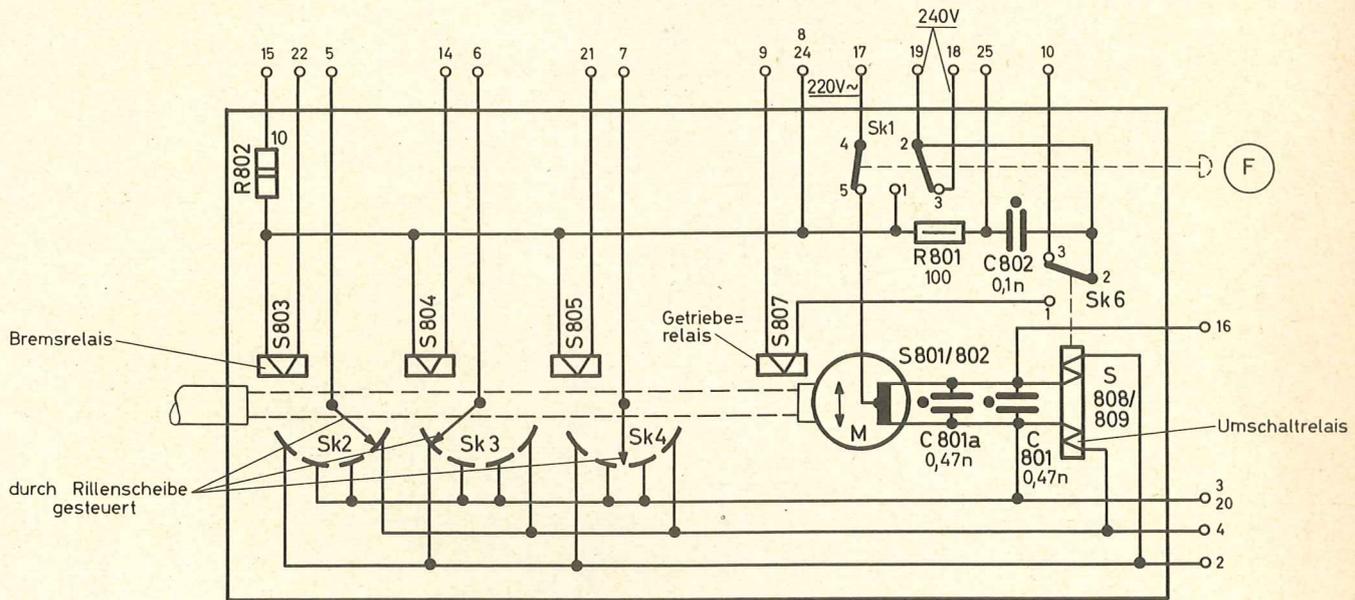
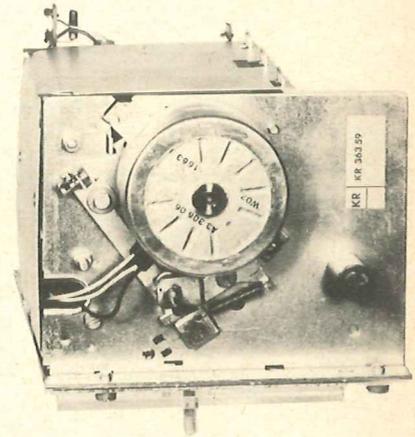
Das Sichtbarmachen der Durchlaßkurve des UHF-Kanalwählers kann nach 2 verschiedenen Methoden erfolgen. Steht ein Fernsehempfänger zur Verfügung, so kann die Durchlaßkurve "über alles", d.h. von den Antennenklemmen bis zur Videodiode aufgenommen werden. Der Wobbler wird hierbei an die Antennenklemmen des UHF-Kanalwählers angeschlossen und der Oszillograf hinter der Videodiode. Man überzeugt sich dann zunächst, daß die ZF-Durchlaßkurve des Fernsehempfängers in Ordnung ist (Wobbler an Meßpunkt des VHF-Kanalwählers). Wird der UHF-Kanalwähler anschließend mitgewobbelt, so darf sich die Gesamtdurchlaßkurvenform nicht wesentlich verändern. Dies wird im gesamten Abstimmbereich kontrolliert. Soll nur die HF-Durchlaßkurve allein abgebildet werden, so muß die ZF-Spannung direkt am Ausgang des UHF-Kanalwählers abgenommen werden. Hierzu ist am Punkt G des UHF-Kanalwählers ein Hilfsgleichrichter anzuordnen, damit die demodulierte ZF auf dem Oszillografen abgebildet werden kann. Die Durchlaßkurve soll dann über den gesamten Abstimmbereich dem Toleranzschema auf der Vorderseite entsprechen.

Pos.	Wert	Bezeichnung	Bestell - Nr.	Bezeichnung	Bestell-Nr.
C 502	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 503	100 pF	Keram.Kond.	A3 179 56	Abschirmhülse (Oszillator)	B8 700 82/01
C 506	3 pF	Keram.Trimmer	C 004 ZZ/07	Abschirmhülse (Vorröhre)	B1 384 59
C 511	6 pF	Keram.Trimmer	C 004 ZZ/35	Gehäusedeckel	A3 531 39
C 514	6,8 pF	Durchf.-Kond.	C 314 AR/A6E8	Dichtungsgummi	P7 400 05/033
C 515	3 pF	Keram.Trimmer	C 004 ZZ/07	Abschirmfolie	A3 531 40
C 518	5 pF	Durchf.-Kond.	C 309 UA/L5E	Andruckfeder auf Rotorachse	A3 132 61
C 519	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 520	27 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/A27E		
C 525	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 526	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 527	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 528	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 529	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
C 530	3 pF	Keram.Trimmer	C 004 ZZ/07		
C 531	15 pF	Durchf.-Kond.	C 309 UA/A15E		
C 532	820 pF	Durchf.-Kond.	C 309 BB/R820E		
R 505	180 Ω 1/8 W	Widerstand	WN 512 23/C180E/RB		
				Pos.	Bezeichnung
				S 501/ S 502	Eingangsübertrager)
				S 521	Drossel)
				C 504	Durchf.-Kond.)
				S 512	ZF-Spule
				S 518/ Fe 502	HF-Drossel
					KR 419 06
					A3 155 19
					KR 110 84



UHF-Motor - Abstimmereinheit

für automatische Senderwahl von
3 voreinstellbaren Sendern



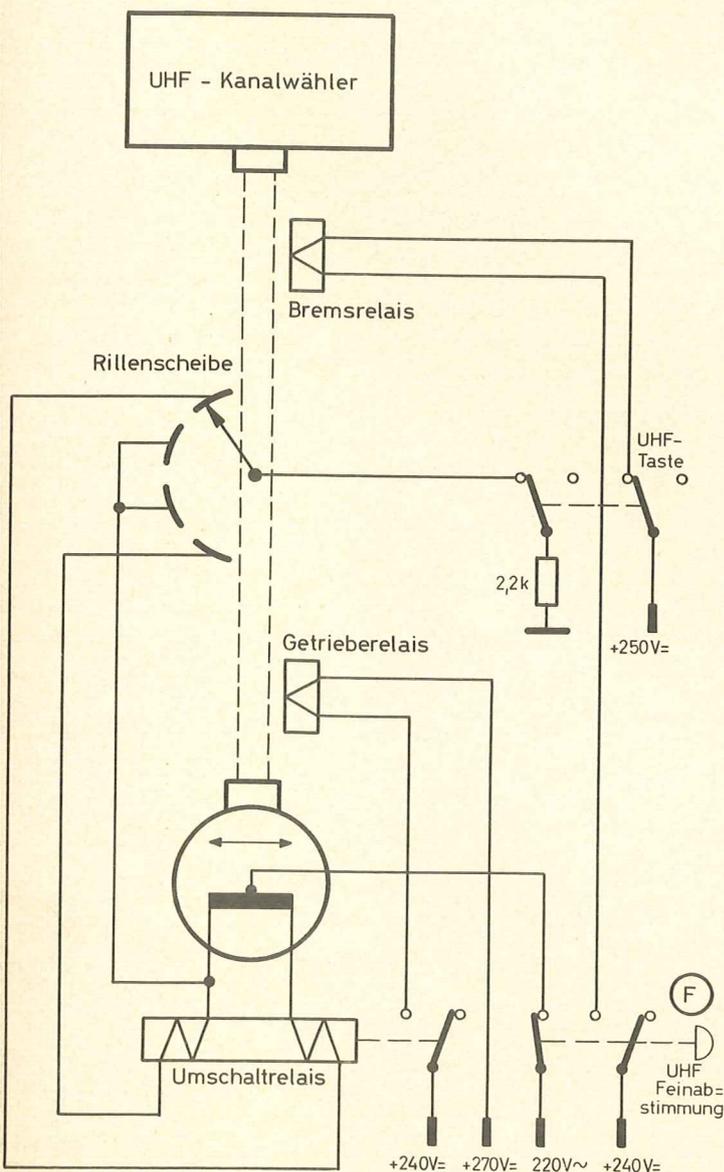
Pos.	Bezeichnung	Bestell-Nr.
1	Motor mit Zahnrad S1/S2	A3 306 06
2	Bremsrelais S3/S4/S5	A3 331 22
3	Getrieberelais (Spule) S7	A3 331 23
4	Motorrelais kompl. S8/S9, SK6	A3 494 15
5	Kontakte für Motorrelais	A3 494 16
6	Kontakt-Printplatte mit Schleifer SK2/SK3/SK4	KR 347 46
7	Druckschalter SK1	A3 306 42
8	Nylon-Zahnrad	P5 535 34/332
9	Kern kompl. f. Bremsrelais	A3 306 14
10	Federhaken für Kern	A3 311 34
11	Zugfeder für Kern	A3 306 38
12	Zugfeder im Getriebe	A3 306 27
13	Zugfeder in KW-Kupplung	A3 306 28
14	Seitendeckel	A3 305 98
15	Kappe	A3 301 84

Wirkungsweise der Schaltung

Mit der UHF-Motorabstimmereinheit können bis zu 3 unabhängige UHF-Sendereinstellungen vorgenommen werden. Die Einstellung erfolgt mechanisch über einen rechts- oder linkslaufenden Wechselstrommotor. Auf der Motorachse, die den UHF-Kanalwähler antreibt, sitzen 3 Rillenscheiben, die den Antriebsvorgang steuern. Die Rillenscheiben verschieben einen Schleifer über 3 elektrisch getrennte Kontaktbahnen, die die Steuerung des Motors für Rechts-, Links- und Langsamlauf vornehmen. Für die Einspeicherung der Senderwahl sind 3 Bremsrelais vorhanden. Wird der Gleichstromkreis eines Bremsrelais geschlossen, so hält eine Arretierfeder in einer vorhandenen Kerbe die dazugehörige Rillenscheibe fest. Nach dem Eindrücken kann dann mit dem UHF-Feinabstimmknopf die Antriebsachse relativ zu der arretierten Rillenscheibe verdreht werden.

Die Arbeitsweise der gesamten UHF-Motorabstimmereinheit soll anhand der untenstehenden, vereinfachten Schaltung beschrieben werden. Beim Drücken des UHF-Feinabstimmknopfes wird die Wechselstromspeisung des Motors unterbrochen und das Bremsrelais, bei gleichzeitig gedrückter UHF-Taste, eingeschaltet. Es läßt sich jetzt mit dem Feinabstimmknopf die Antriebsachse des UHF-Kanalwählers verstellen, wobei durch das Bremsrelais über eine Arretierfeder, die in eine Kerbe der Rillenscheibe faßt, diese Rillenscheibe in ihrer Nullstellung festgehalten wird. Auf diese Nullstellung läuft anschließend, beliebig oft reproduzierbar, bei Betätigen der UHF-Taste die Motorabstimmung.

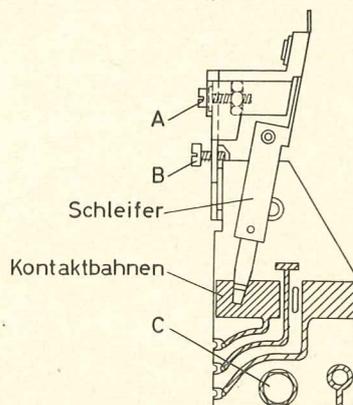
Der Motorabstimmvorgang setzt nach Drücken der UHF-Taste ein. Über die von der Rillenscheibe gesteuerte Kontaktbahn erhält der Motor seine Wechselstromversorgung. Je nach Stellung des Schleifers auf der Kontaktbahn wird über das Umschaltrelais eine der beiden Motorwicklungen für den Rechts- oder Linkslauf eingeschaltet. Hierbei schaltet das Umschaltrelais ein Getrieberelais ein, welches eine Zahnradkupplung für den Schnellauf betätigt. Erreicht der durch die Rillenscheibe gesteuerte Schleifer die mittlere Kontaktbahn, so wird das Umschaltrelais stromlos und das Getrieberelais schaltet wieder ab. Der Abstimmvorgang erfolgt jetzt im Langsamlauf. Da die mittlere Kontaktbahn direkt mit einer Motorwicklung verbunden ist, erfolgt der Langsamlauf, unabhängig von der Drehrichtung des vorhergehenden Schnellaufs, immer in einer Richtung. Erreicht beim Langsamlauf die Rillenscheibe die eingespeicherte Nullstellung, so hebt sie den Schleifer von der Kontaktbahn ab und der Motor wird stromlos.



Justier - Hinweise

Sollte das Auswechseln einer Kontaktprintplatte mit dem dazugehörigen Schleifer (SK2, SK3, SK4) erforderlich sein, ist folgendes besonders zu beachten:

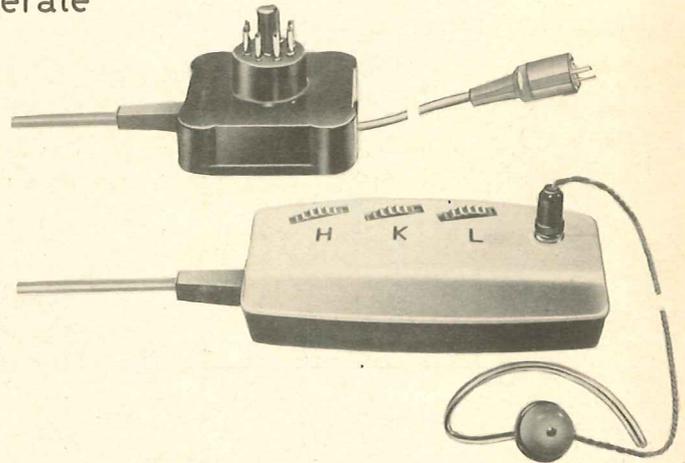
Vor dem Einbau der Kontaktprintplatte ist das axiale Spiel der Rillenscheibenachse zu prüfen und auf ein Minimum einzustellen und zu sichern. Kontaktprintplatte einbauen und die hierfür zuständige Senderwahl taste drücken. Nachdem sich die Automatik auf ihren Endpunkt, an dem sich der Schleifer abhebt, eingestellt hat, Kontaktprintplatte mit Schraube A so verschieben (Langloch), daß der Schleifer 0,4 mm abhebt. In dieser Stellung muß die Kerbe am äußeren Rand der Rillenscheibe genau unterhalb der Arretierfeder des Bremsrelais liegen. Ist dies nicht der Fall, Schraube B lösen und Schleifer in vertikaler Richtung verschieben, bis beim Abheben des Schleifers die Kerbe unterhalb der Arretierfeder zu liegen kommt. Nach jedem Schnellauf der Motorabstimmung muß noch ein Langsamlauf folgen. Das richtige Arbeiten kann hierfür durch Justieren der Kontaktprintplatte mit der Schraube C sichergestellt werden.





Fernbedienungsregler für Fernsehgeräte

mit Ohrhörer
Typ 63



TECHNISCHE DATEN

Regler für Helligkeit	1000 Ω
Regler für Kontrast	1000 Ω
Regler für Lautstärke	1000 Ω
3 Germanium-Dioden	0A 81
3 Miniatur Transformatoren zur galvanischen Trennung vom Netz	
Ohrhörer NP 1021	5 Ω

Wirkungsweise

Um eine galvanische Trennung der Fernbedienungseinheit vom Chassis zu erreichen, wird bei der Fernbedienung die umseitige Schaltung benutzt. Der Grundgedanke ist der, aus einer Hilfswechselspannung, deren Größe verändert werden kann, die benötigten Regelspannungen zu gewinnen.

Diese Wechselspannung wird vom Zeilentrafo an der mit "FS" bezeichneten Buchse abgenommen. Die Amplitude dieser parabelförmigen Wechselspannung beträgt etwa $90 V_{SS}$ und liegt am Stift 4 des Steckergehäuses. Dieses Steckergehäuse sitzt unmittelbar an der Rückseite des Chassis und ist über ein mehrere Meter langes Verbindungskabel mit der Bedienungseinheit verbunden.

Jeder Regelkreis besitzt einen Miniatur-Transformator mit zwei Wicklungen, von denen die hochohmige Wicklung zum Gleichrichterkreis gehört und die niederohmige Wicklung parallel zum Regelwiderstand liegt. An die hochohmige Wicklung ist jeweils eine Germaniumdiode 0A 81 angeschlossen und die entstehenden Richtspannungen werden in die Regelkreise des Empfängers eingespeist. Eine Veränderung der Amplitude dieser Richtspannung erfolgt durch Bedämpfen der niederohmigen Wicklung des Transformators mit den Reglern R 1, R 2 und R 3. Ein Kurzschluß dieser Wicklung bedeutet also geringste Richtspannung.

An den dargestellten Schaltungsausschnitten soll kurz die Wirkungsweise der jeweiligen Fernregelung erläutert werden. Bei der Helligkeitsregelung wird die zusätzliche Regelspannung parallel zu einem hochohmigen Widerstand eingespeist. Punkt 1 ist der Fußpunkt, der zum Schleifen des Helligkeitsreglers führt. Von Punkt 2 wird die negative Regelspannung dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt.

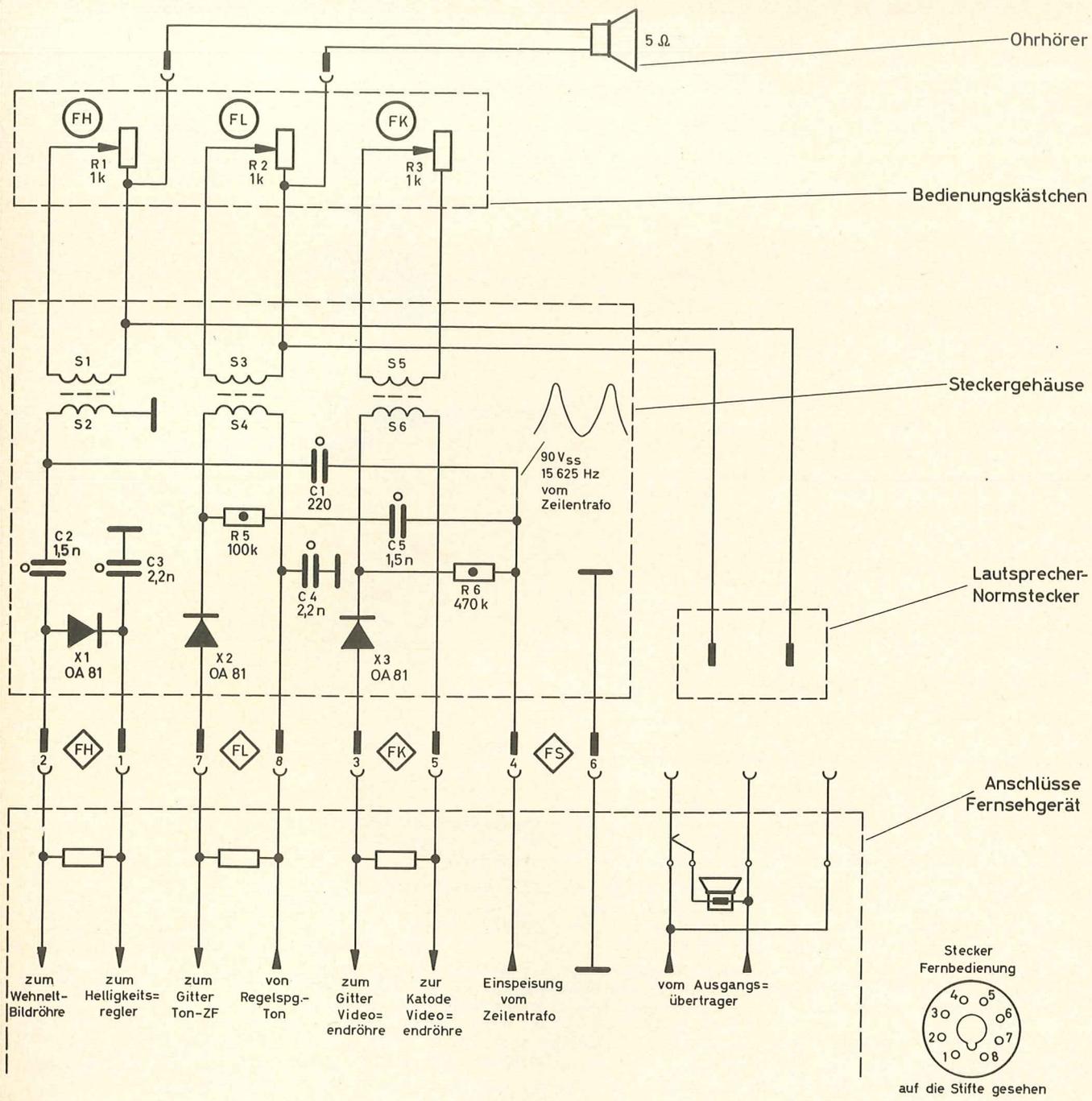
Die Lautstärkeregelung wird durch Zuführen einer Regelspannung über einen Widerstand vorgenommen. Dieser Widerstand bildet den Arbeitswiderstand der Gleichrichterschaltung. Der Fußpunkt liegt an Punkt 8 an der Regelspannung für den Tonkanal, so daß eine zusätzliche negative Regelspannung an Punkt 7 entsteht, die dem Gitter der 1. Ton-ZF-Röhre zugeführt wird.

Die Kontrastfernbedienung wird im Gitter-Katodenkreis der Videoendröhre vorgenommen. Punkt 5 ist der Fußpunkt der Gleichrichterschaltung. Der parallel zu den Anschlußpunkten 3 und 5 liegende Widerstand stellt den Arbeitswiderstand dar. Die entstehende negative Richtspannung wird über einen Widerstand dem Gitter der Videoendröhre zugeführt und verschiebt den Arbeitspunkt, so daß - genau wie bei der Regelung des Kontrastes am Empfänger - über die getastete Regelung die Verstärkung des Empfängers eingestellt werden kann.

Der Ohrhörer mit einer Impedanz von ca. 5 Ω wird über die Fernbedienung mit dem niederohmigen Tonausgang des Fernsehgerätes verbunden. Der Anschluß erfolgt über ein zusätzlich aus dem Steckergehäuse herausgeführtes Kabel mit einem Lautsprechernormstecker an die Zweitlautsprecherbuchse des Fernsehgerätes.

Diese Zweitlautsprecherbuchse ist eine Schaltbuchse; sie ermöglicht je nach Anschlußart des Lautsprechernormsteckers (Drehung um 180°) das wahlweise Abhören des Fernsehtones mit dem Ohrhörer allein oder über den Ohrhörer und den Lautsprecher des Fernsehgerätes.

Eine Kontrolle auf richtiges Arbeiten der Fernbedienung kann man wie nachstehend beschrieben vornehmen. Die Stifte 1, 5, 6 und 7 des Steckers der Fernbedienung werden verbunden und an das Chassis eines Fernsehempfängers gelegt (Punkt 6 der Fernbedienungsfassung). Punkt 4 "FS" dieser Fassung wird mit Stift 4 des Steckers verbunden, wobei darauf zu achten ist, daß die Amplitude der zugeführten Parabelspannung ca. $90 V_{SS}$ beträgt. Von Stift 2 und 8 sind jeweils ein Widerstand von 1 M Ω gegen Masse zu schalten, während von Stift 3 ein Widerstand von 220 k Ω parallel mit einem Kondensator von 470 nF gegen Masse zu legen ist. Beim Durchdrehen der entsprechenden Regler müssen sich dann folgende Spannungen gegen Masse einstellen. An Stift 2 -35 bis -5 V, an Stift 3 -1,5 bis -0,2 V und an Stift 8 +7,5 bis +0,9 V.



Spezial- Ersatzteile

Bezeichnung	Bestell-Nr.	Bezeichnung	Bestell-Nr.
Gehäuse-Oberteil	KR 713 77	Gehäusedeckel	KR 574 41
Gehäuse-Unterteil	KR 713 78	Befestigungsschraube	B 054 ET/3x6
Befestigungsschraube	B 054 ET/2x20/8	Lautsprechernormstecker	WE 402 34
Gummifüßchen	KR 713 75	S 1 - S 2 } Trenntrafos	A3 804 25
Bedienungsrändel	KR 713 79	S 2 - S 4 }	
Ohrhörerbuchse	A3 966 21	S 5 - S 6 }	
Mutter dazu	WE 580 10	R 1 } Potentiometer	E 098 AG/17C01
Anschlußkabel	P5 280 73	R 2 }	
Steckergehäuse	KR 397 14	R 3 }	



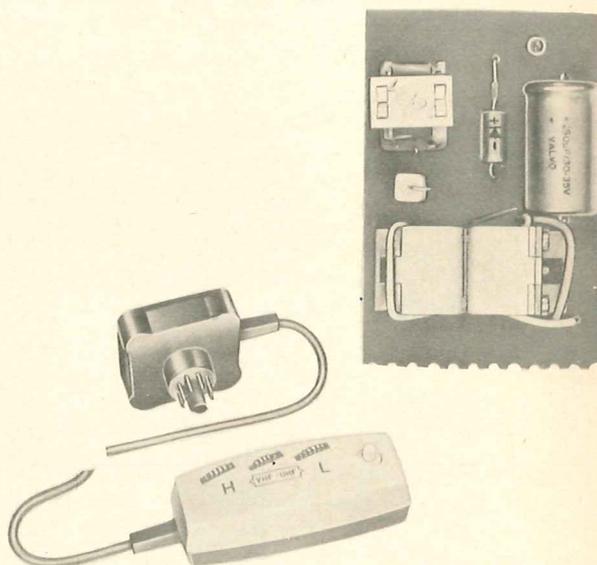
VHF - UHF - Umschalter

für Fernbedienung KR 357 66

Typ 62

vorgesehen für die Fernsehgeräte

23 TD 341 A und 23 CD 342 A



Wirkungsweise

Programmumschaltung KR 373 03

Bei Anschluß der Fernbedienung KR 357 66 an die Fernsehgeräte 23 TD 341 A und 23 CD 342 A übernimmt der Umschalter KR 373 03 die VHF/UHF-Umschaltung. Über die Steckerleiste IV im Fernsehgerät wird der Umschalter parallel zu den VHF/UHF-Tasten geschaltet und übernimmt die Umschaltung der Anoden- und Regelspannung für die VHF/UHF-Kanalwähler. Die Umschaltung erfolgt elektromagnetisch mit einem Doppelspulenmagnet, der mit einer gleichgerichteten Parabelspannung gespeist wird.

Fernbedienung KR 357 66

Um eine galvanische Trennung der Fernbedienungseinheit vom Chassis und damit vom Lichtnetz zu erreichen, wird bei der Fernbedienung KR 357 66 die umseitige Schaltung benutzt. Der Grundgedanke ist der, aus einer Hilfswechselspannung, deren Größe verändert werden kann, die benötigten Regelspannungen zu gewinnen.

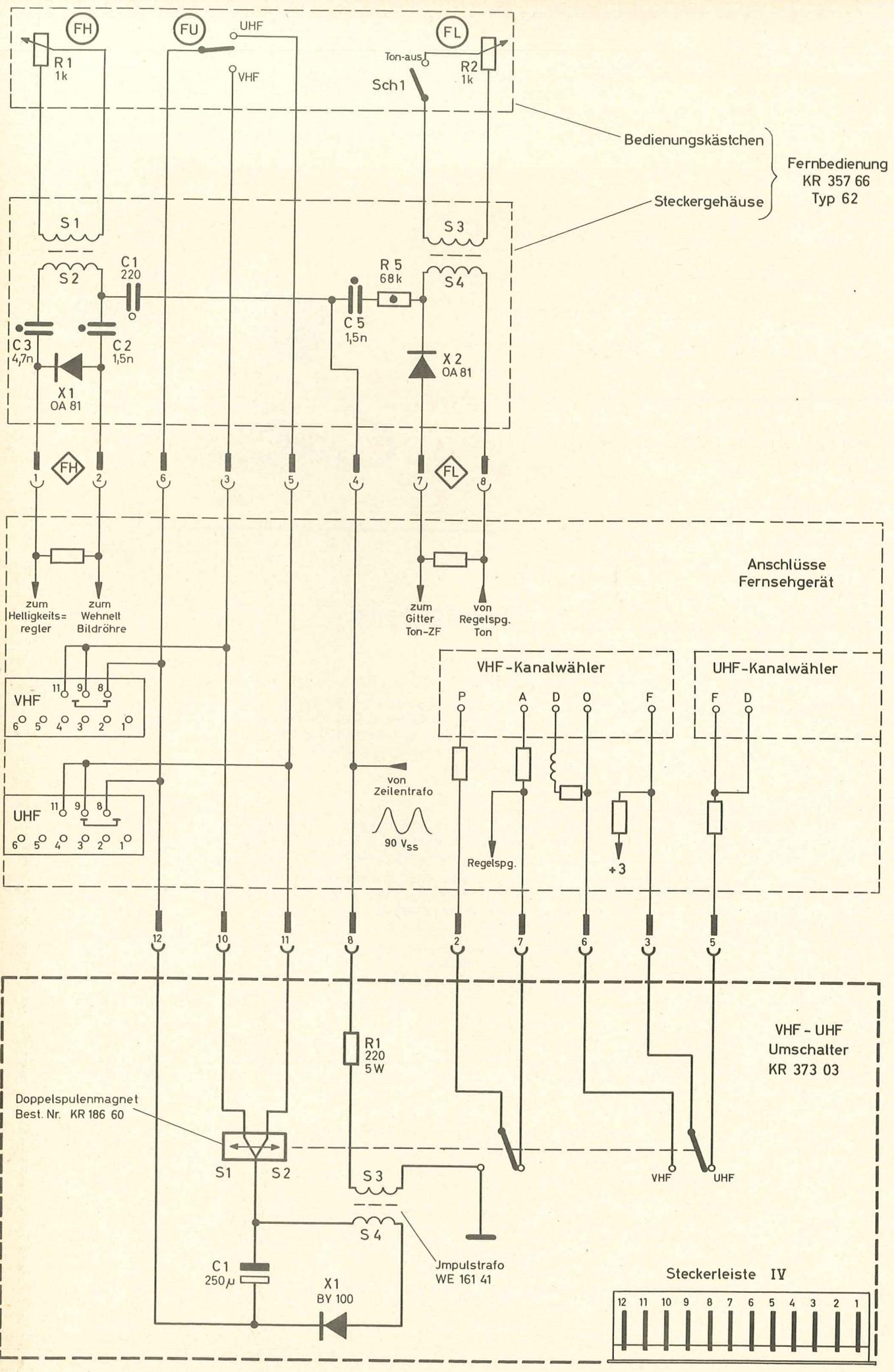
Diese Wechselspannung wird vom Zeilentrafo an der mit "FS" bezeichneten Buchse abgenommen. Die Amplitude dieser parabelförmigen Wechselspannung beträgt etwa $90 V_{SS}$ und liegt am Stift 4 des Steckergehäuses. Dieses Steckergehäuse sitzt unmittelbar an der Rückseite des Chassis und ist über ein mehrere Meter langes Verbindungskabel mit der Bedienungseinheit verbunden.

Jeder Regelkreis besitzt einen Miniatur-Transformator mit zwei Wicklungen, von denen die hochohmige Wicklung zum Gleichrichterkreis gehört und die niederohmige Wicklung parallel zum Regelwiderstand liegt. An die hochohmige Wicklung ist jeweils eine Germaniumdiode OA 81 angeschlossen. Die entstehenden Richtspannungen werden in die Regelkreise des Empfängers eingespeist. Eine Veränderung der Amplitude dieser Richtspannung erfolgt durch Bedämpfen der niederohmigen Wicklung des Transformators mit den Reglern R 1 und R 2. Ein Kurzschluß dieser Wicklung bedeutet also geringste Richtspannung.

An den dargestellten Schaltungsausschnitten soll kurz die Wirkungsweise der jeweiligen Fernregelung erläutert werden. Bei der Helligkeitsregelung wird die zusätzliche Regelspannung parallel zu einem hochohmigen Widerstand eingespeist. Punkt 1 ist der Fußpunkt, der zum Schleifer des Helligkeitsreglers führt. Vom Punkt 2 wird die negative Regelspannung dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt.

Die Lautstärkeregelung wird durch Zuführen einer Regelspannung über einen Widerstand vorgenommen. Dieser Widerstand bildet den Arbeitswiderstand der Gleichrichterschaltung. Der Fußpunkt liegt an Punkt 8 an der Regelspannung für den Tonkanal, so daß eine zusätzliche negative Regelspannung am Punkt 7 entsteht, die dem Gitter der ersten Ton-ZF-Röhre zugeführt wird. Wird der Schalter am Fernbedienungsregler geöffnet, so erfolgt keine Bedämpfung und es ist maximale Regelspannung vorhanden, so daß der Ton nicht mehr zu hören ist.

Eine Kontrolle auf richtiges Arbeiten der Fernbedienung kann man wie nachstehend beschrieben vornehmen. Die Stifte 1 und 7 des Steckers der Fernbedienung werden verbunden und an das Chassis eines Fernsehgerätes gelegt. Punkt 4 "FS" der Fernbedienungsfassung wird mit dem Stift 4 des Steckers verbunden, wobei darauf zu achten ist, daß die Amplitude der zugeführten Parabelspannung ca. $90 V_{SS}$ beträgt. Von Stift 2 und 8 sind jeweils ein Widerstand von $1 M\Omega$ gegen Masse zu schalten. Beim Durchdrehen der entsprechenden Regler müssen sich dann folgende Spannungen gegen Masse einstellen: An Stift 2 -35 bis -5 Volt und an Stift 8 $+7,5$ bis $-0,9$ Volt, während bei gedrückter Taste "Ton aus" an diesem Punkt $+10$ Volt zu messen sein müssen.



Fernbedienung
KR 357 66
Typ 62

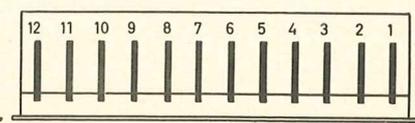
Anschlüsse
Fernsehgerät

VHF-Kanalwähler

UHF-Kanalwähler

VHF - UHF
Umschalter
KR 373 03

Steckerleiste IV

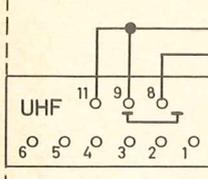
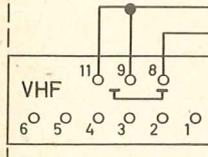


Doppelspulenmagnet
Best. Nr. KR 186 60

Impulstrafo
WE 161 41



zum Helligkeits-
regler



zum Wehnett
Bildröhre

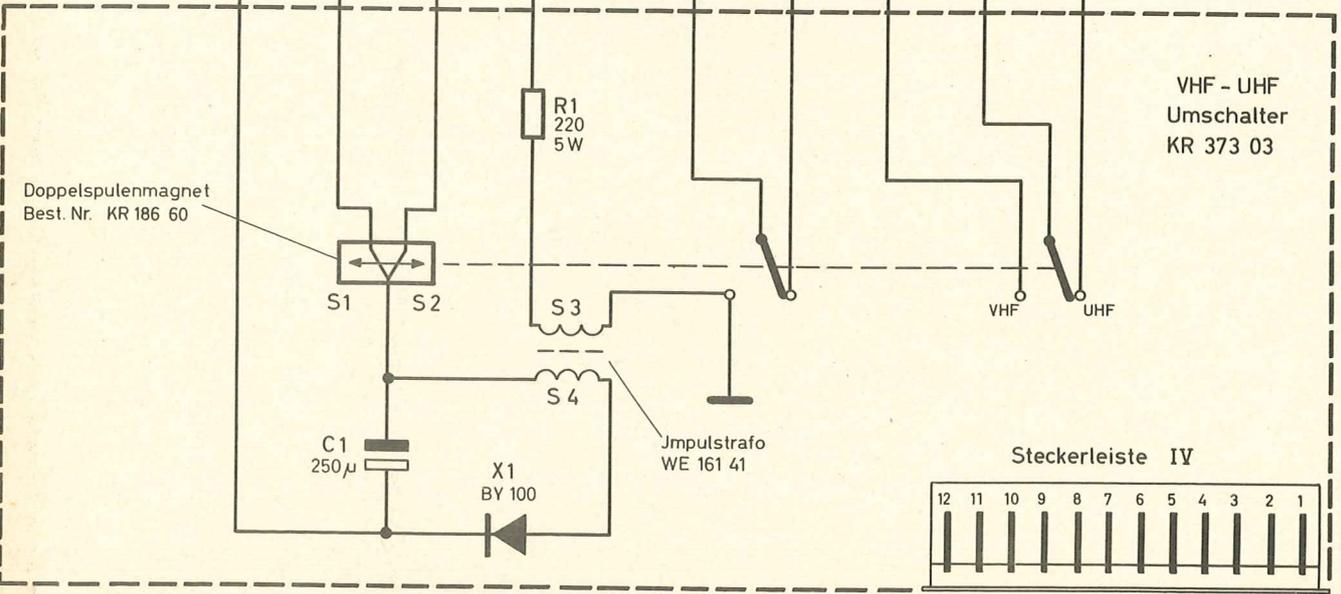
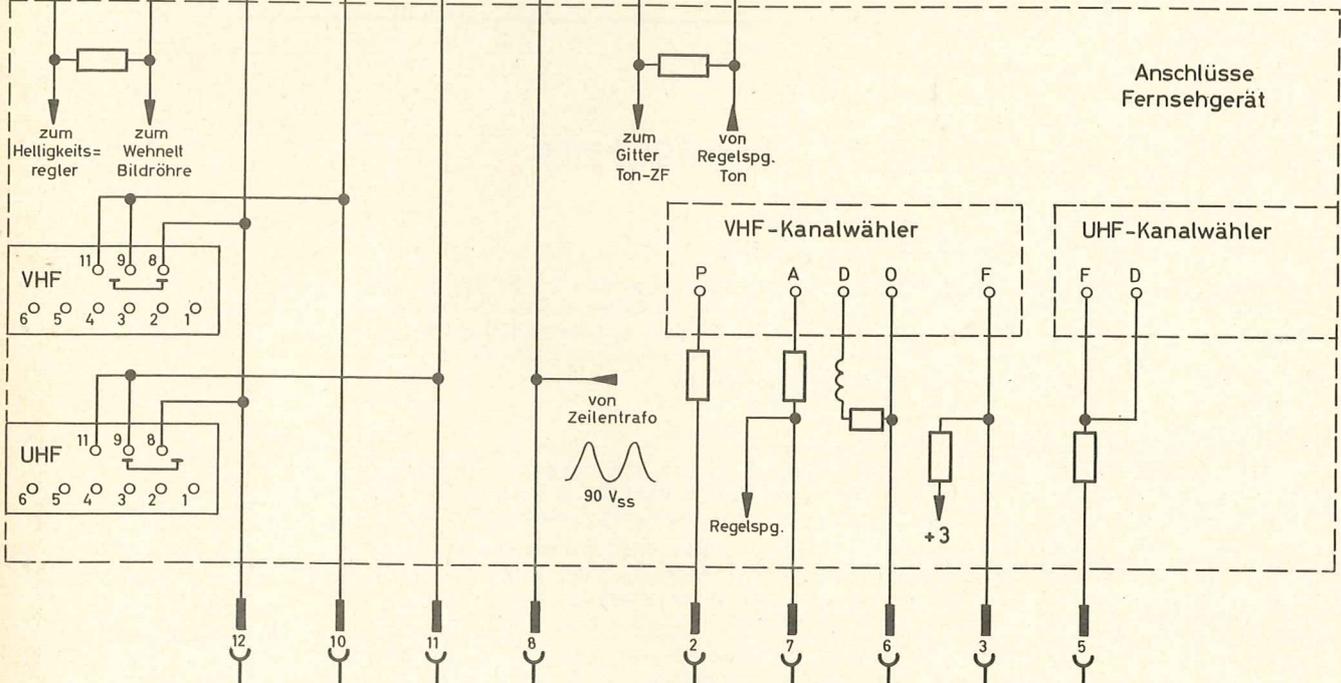
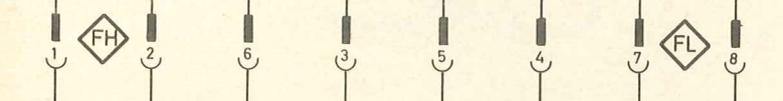
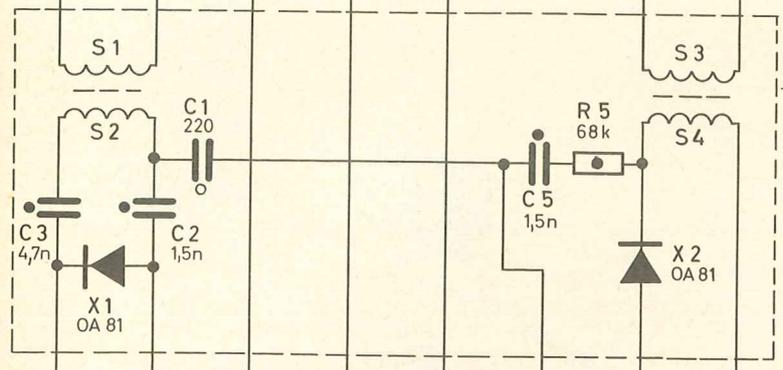
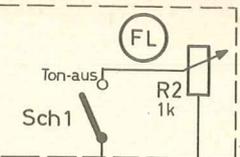
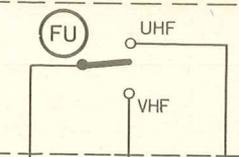
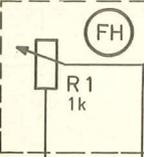
zum Gitter
Ton-ZF

von Regelspg.
Ton

von Zeilentrafo
90 V_{ss}

Regelspg.

+3



INHALTSVERZEICHNIS

<u>Numerierung</u>	<u>Stufenbezeichnung</u>	<u>Seite</u>
B-a-XI	UHF-Kanalwähler	1
B-a-XII	VHF-Kanalwähler	9
B-a-VIII	UHF-Kanalwähler	15
B-b-VII	ZF-Verstärker	23
B-c-VII	Video-Gleichrichter	29
B-d-XIV	Video-Verstärker	31
B-e-VIII	Automatische Regelspannung	39
B-f-III	Ton-ZF-Verstärker	47
B-f-II	Ton-ZF-Verstärker	47
B-g-II	Ton-ZF-Gleichrichter	49
B-h-VII	Ton-NF-Verstärker	53
B-i-X	Synchronisations-Trennstufe	55
B-i-IX	Synchronisations-Trennstufe	59
B-j-IV	Horizontal-Synchronisation	61
B-k-IV	Horizontal-Oszillator	71
B-k-V	Horizontal-Oszillator	75
B-l-VI	Horizontal-Endstufe	77
B-p-II	Vertikal-Synchronisation	85
B-p-I	Vertikal-Synchronisation	93
B-m-III	Vertikal-Oszillator	95
B-n-III	Vertikal-Endstufe	103
B-o-XI	Netzteil	107
B-w-I	Automatische Abstimmung	109

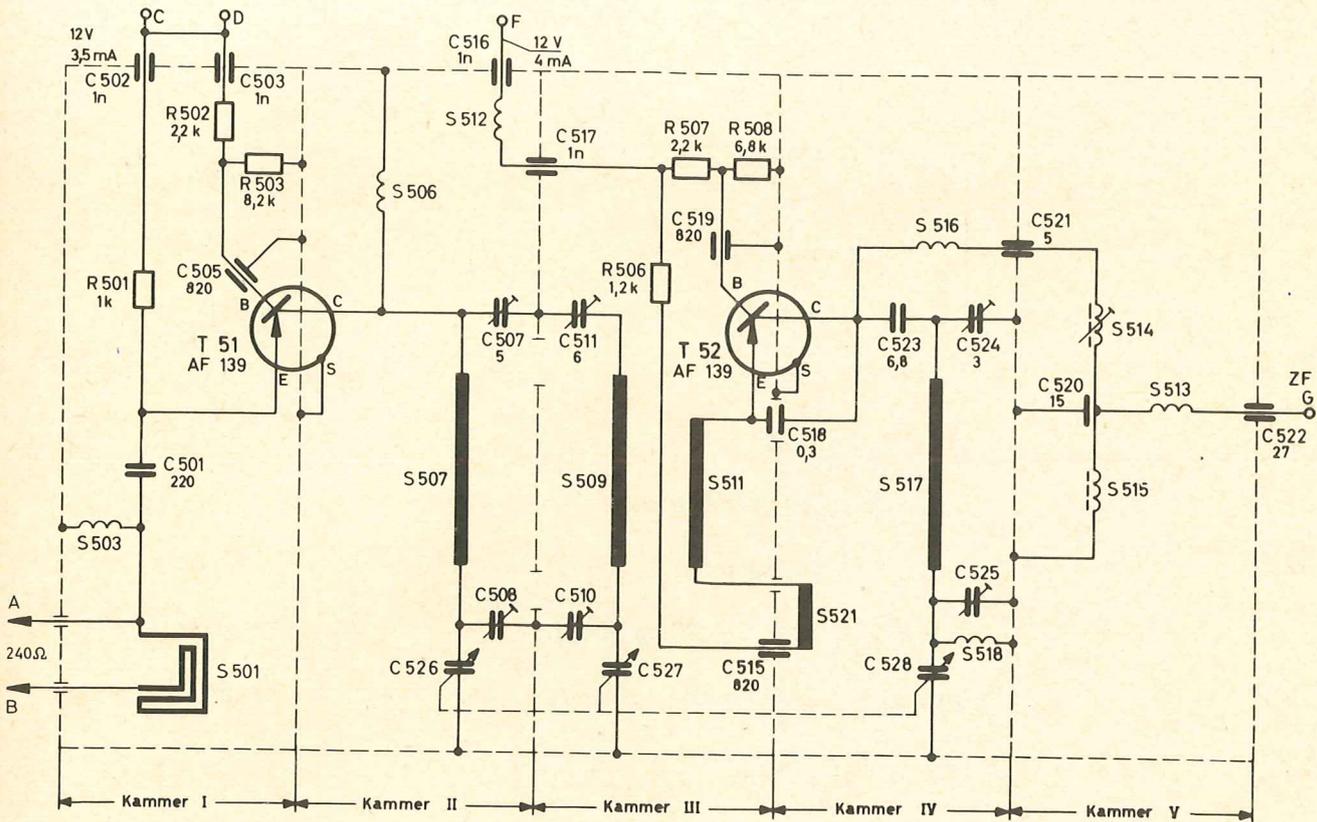


Abb. 1

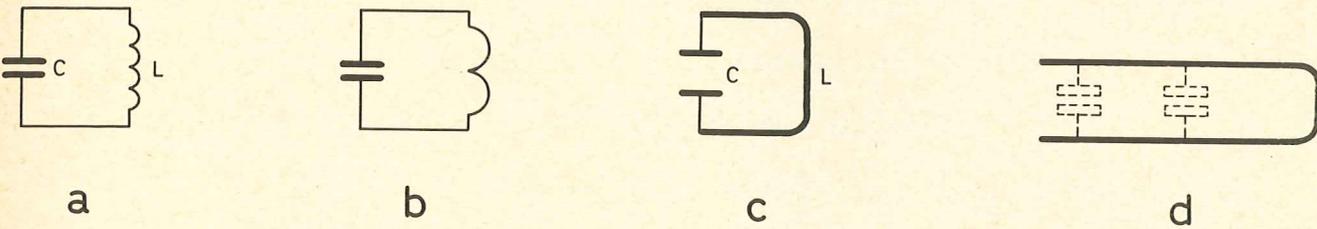


Abb. 2

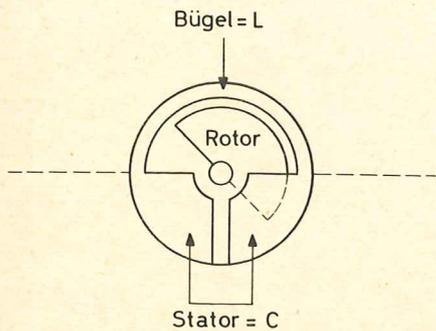


Abb. 3

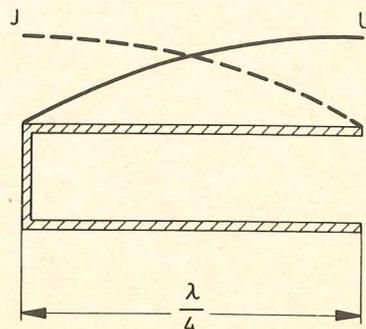


Abb. 4

In Abb. 1 ist das komplette Schaltbild des UHF-Kanalwählers dargestellt. Die Aufteilung der Schaltung hängt eng mit dem mechanischen und elektrischen Aufbau des Kanalwählers zusammen.

Die Dezimeterwellen-Abstimmkreise bestehen grundsätzlich nicht mehr aus den meist noch bei UKW verwendeten Spulen mit den entsprechenden Parallel-Kondensatoren, sondern entweder aus einer Zweidrahtleitung, der sog. Lecherleitung, oder den Topfkreisen bzw. Hohlraumresonatoren.

Durch eine schrittweise Umwandlung eines Schwingungskreises herkömmlicher Art in einem Dezimeterabstimmkreis, wie es in Abb. 2 gezeigt ist, kann veranschaulicht werden, wie diese Abstimmelemente aufgebaut sind. Durch die hohen Frequenzen werden die elektrischen Werte der Spulen und Kondensatoren immer kleiner, bis sie zuletzt miteinander verschmelzen und ohne weiteres nicht mehr als Spule bzw. Kondensator definiert werden können. Einen solchen Übergangszustand stellt z.B. der Schmetterlingskreis dar. In Abb. 3 ist schematisch ein solcher Schwingkreis dargestellt, wobei beim Herausdrehen des Rotors, außer der Verkleinerung der Kapazität, auch noch eine Verringerung der Induktivität auftritt, da der Rotor, bedingt durch den geringen Abstand zum Bügel, diesen (d.h. die Induktivität) elektrisch mehr oder weniger kurzschließt.

Ein Abstimmelement, wie es die Abb. 2d zeigt, besteht praktisch aus zwei parallelen Leitern, die an einem Ende kurzgeschlossen sind. Bei den in Frage kommenden Frequenzen erreichen die mechanischen Abmessungen Größenordnungen, die einer halben, viertel oder achte Wellenlänge entsprechen. In Abb. 4 sind diese Verhältnisse auf einer Lecherleitung von einer viertel Wellenlänge dargestellt. Am kurzgeschlossenen Ende bildet sich der Strombauch aus, während am offenen Ende der Spannungsbauch auftritt. Durch einen Kurzschlußschieber oder eine veränderliche Kapazität ist es möglich, die elektrisch wirksame Länge der Lecherleitung zu verändern und das System abzustimmen.

Elektrisch in gleicher Weise arbeiten die sogenannten Rohrkreise. Die Abb. 5a zeigt einen solchen Rohrkreis im Schnitt. Der Mittelleiter wird von einer Wandung umgeben und der Schwingungsvorgang spielt sich ausschließlich im Innern des Rohres ab.

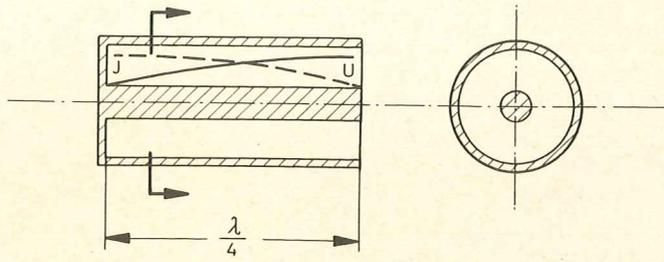


Abb. 5a

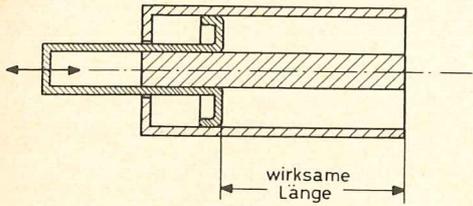


Abb. 5b

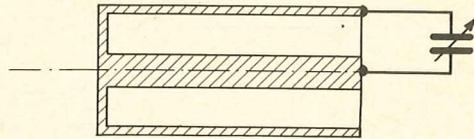


Abb. 5c

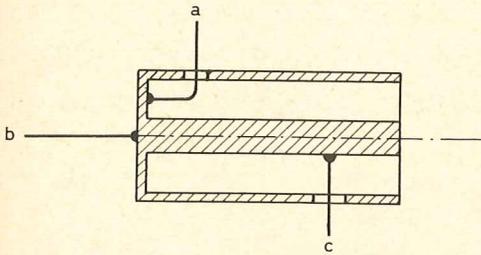


Abb. 6a

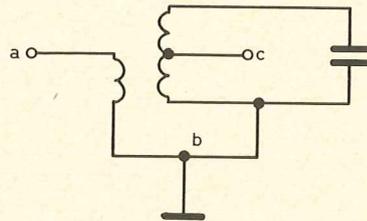


Abb. 6b

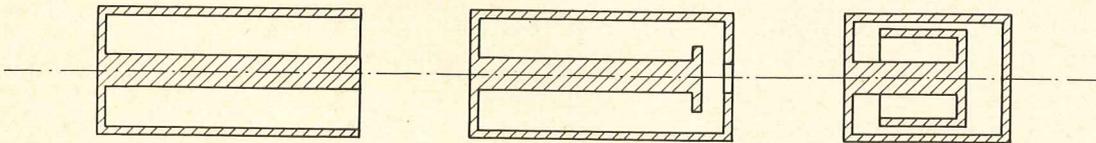


Abb. 7

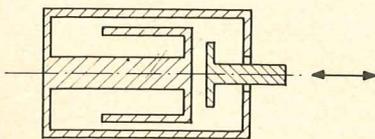


Abb. 8

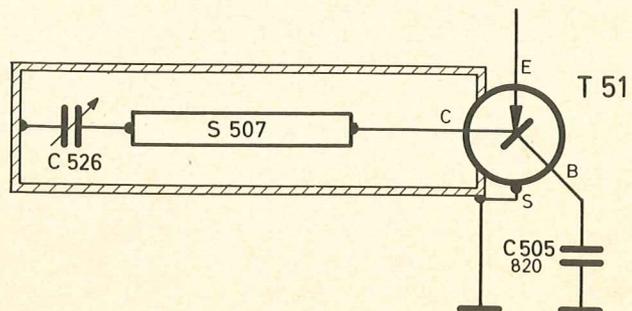


Abb. 9

Der Außenmantel kann also als HF-mäßig kalt betrachtet und an jeder Stelle geerdet werden. Auch hier kann man mit veränderlichen Kurzschlußschiebern oder Kapazitäten eine Abstimmung vornehmen. Dies ist in Abb. 5b und 5c dargestellt. Eine Ankopplung an den Rohrkreis kann mit einer Koppelschleife, induktiv oder galvanisch, vorgenommen werden. In Abb. 6a sind die induktive und die galvanische Kopplung dargestellt, während Abb. 6b das Ersatzschaltbild zeigt.

Um zu kleineren Abmessungen zu gelangen, kann man die mechanische Form der Rohrkreise verändern. Da diese Kreise aus einer Induktivität und einer Kapazität aufgebaut sind, kann z.B. durch die künstliche Vergrößerung der Kapazität die Induktivität kleiner werden und es schrumpft somit auch die geometrische Länge des Rohrkreises zusammen. In Abb. 7 ist schematisch die Umwandlung eines Rohrkreises in einen sog. Topfkreis gezeigt. Man sieht, daß der Außenmantel zu einem geschlossenen Topf umgeformt wird, während sich innen eine Gegenwandung ausbildet, die zusammen mit der Außenwand als Kapazität wirkt. Eine Abstimmung kann auch hier wieder mit einem Kurzschlußschieber oder aber mit einer Kapazität vorgenommen werden, wie es die Abb. 8 zeigt. Die Ankopplung erfolgt genauso wie bei den Rohrkreisen.

Bei dem PHILIPS-UHF-Kanalwähler kommt eine Schwingkreisform zur Anwendung, die einem etwas abgewandelten Topfkreis entspricht. In Abb. 5c wurde bereits die Möglichkeit angedeutet, mit einem kleinen Kondensator eine Abstimmung vorzunehmen. Von dieser Möglichkeit wird auch in der vorliegenden Schaltung (Abb. 1) Gebrauch gemacht. Der Dreifach-Drehko C 526/C 527/C 528 stellt das Abstimmelement dar. Der Kanalwähler ist in fünf Kammern unterteilt, die neben der zum Teil rein abschirmenden Wirkung auch in die elektrische Funktion der Dezimeter-Abstimmkreise eingehen. Sie stellen nämlich die Außenwandungen der Topfkreise dar. Die Kammern II, III und IV in Abb. 1 sind also die abstimmbaren Topfkreise, deren Innenleiter durch S507, S509 und S517 gebildet werden. Es entsteht also ein kapazitiv belasteter Topfkreis von einer halben Wellenlänge. Durch die Verkürzung mit Kondensatoren wird die mechanische Länge erheblich verringert und liegt bei etwa einer achteil Wellenlänge. In Abb. 9 ist eine vereinfachte Darstellung der Kammer II gezeigt.

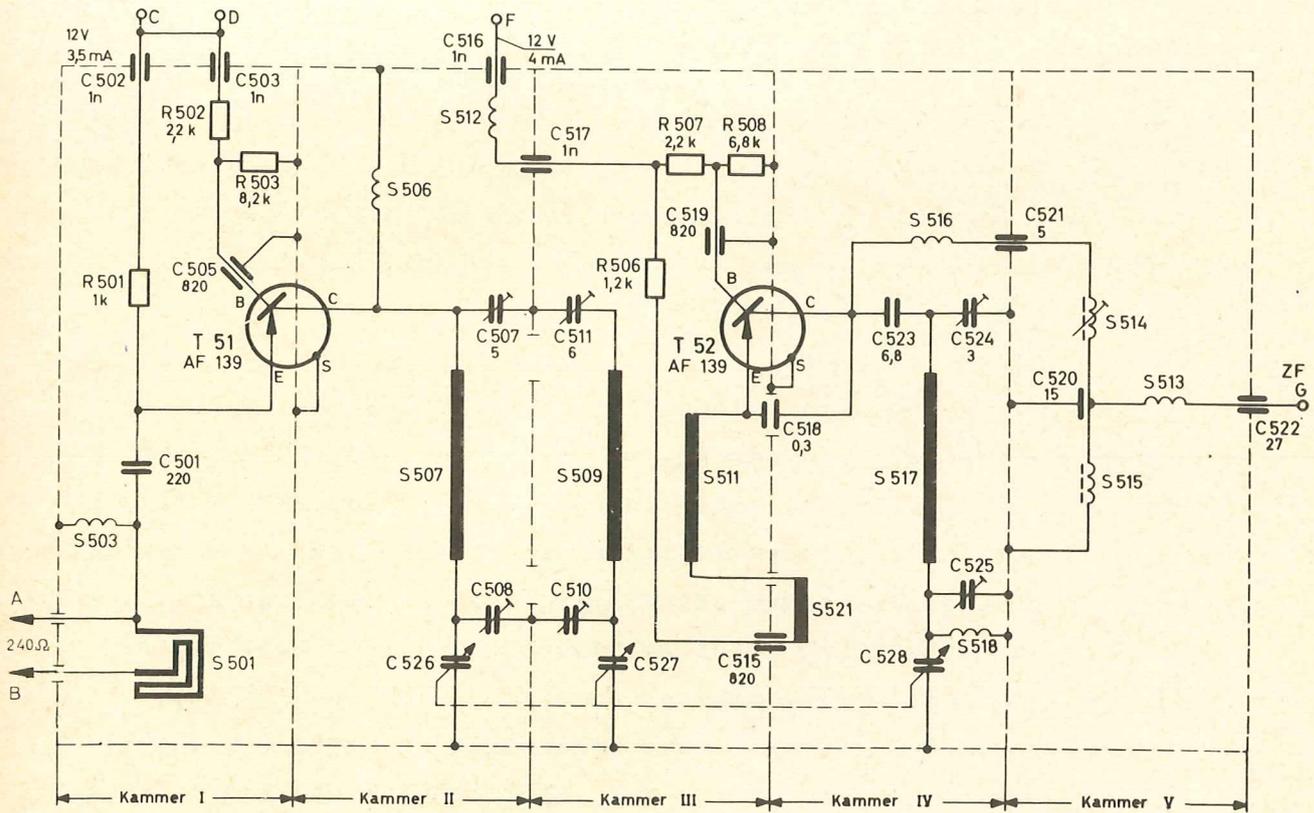


Abb. 1

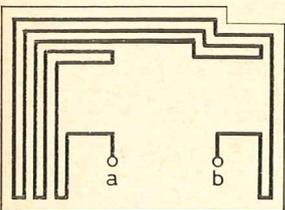


Abb. 10

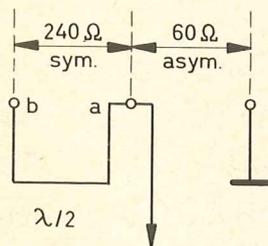


Abb. 11

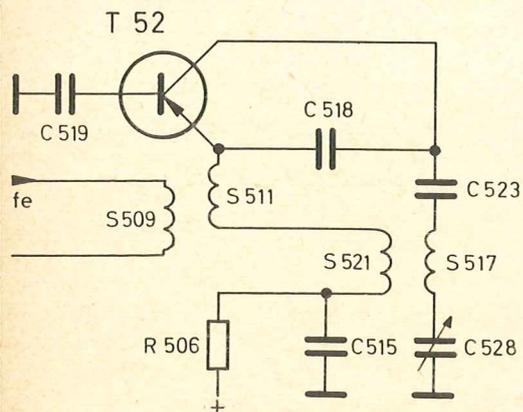
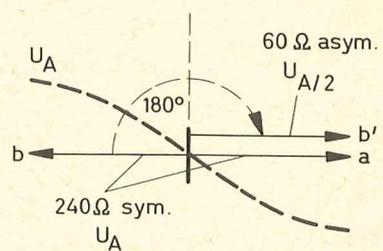


Abb. 12

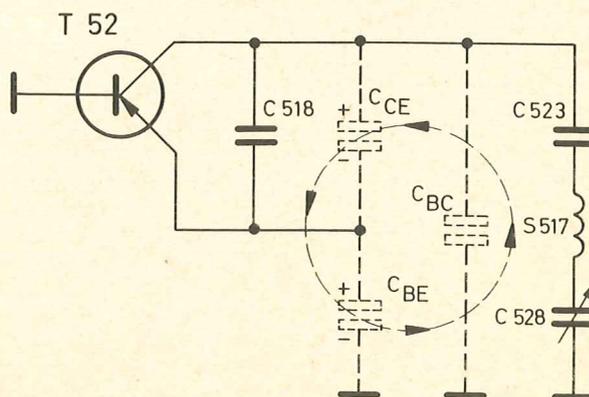


Abb. 13

Die Funktionsweise der Gesamtschaltung sei nunmehr anhand des Schaltbildes Abb. 1 erläutert.

Zur Eingangsanpassung dient die Spule S501, die eine $\lambda/2$ -Leitung für die Bandmitte (700 MHz \sim 21 cm) darstellt und den asymmetrischen Eingangswiderstand des Transistors T 51 von 60Ω auf den symmetrischen Fußpunkt-widerstand der Antenne von 240Ω transformiert. In Abb. 10 ist die mechanische Ausführung, in Abb. 11 die elektrische Arbeitsweise eingezeichnet. Zwischen den Punkten a und b liegen 240Ω symmetrisch, zwischen Punkt a und Masse sind 60Ω asymmetrisch. Aus der Abb. 10 ist zu entnehmen, daß der Leiter der Spule S501 auf der gedruckten Platte so geführt ist, daß die Kraftlinien sich teilweise aufheben und damit S501 in der Hauptsache als Umwegleitung wirkt. Ist eine Leitung z.B. auf die halbe Wellenlänge abgestimmt, so beträgt der Phasenwinkel 180° (s. Abb. 11). Wenn zu einer bestimmten Zeit am Punkt b die Spannung ihr positives Maximum hat, dann ist das negative Maximum im Punkt a. Nach einer halben Periode (180°) ist die Spannung von Punkt b als negatives Maximum (b') in Punkt a angekommen, wo sie dann in Phase mit der Spannung des Punktes a liegt. Es ergibt sich damit eine Parallelschaltung beider Spannungen, d.h. die abgestimmte Leitung arbeitet als Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{U} = 2$. Die Widerstände verhalten sich dann entsprechend dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses. Wenn zwischen den Punkten a und b 240Ω liegen, befindet sich zwischen dem Punkt a und Masse ein Widerstand von $240 \Omega : 2^2 = 60 \Omega$. Die Spule S501 nimmt also zur Eingangsanpassung neben der Widerstandstransformation auch eine Umformung der symmetrischen Antenneneingangsspannung in eine asymmetrische Spannungsform vor.

Über C501 ist die Eingangsspule S501 am Emitter des Vorstufentransistors T 51 angeschlossen. Die Gleichstromversorgung von T 51 wird für die Basis über R502 - R503 und am Emitter über R501 vorgenommen, während der Kollektor gleichstrommäßig über S506 auf Massepotential liegt. Die Kopplung des Vorstufentransistors T 51 an den selbstschwingenden Mischtransistor T 52 (AF139) wird mit einem Bandfilter vorgenommen, das aus zwei einzelnen Topfkreisen besteht. Der Primärkreis besteht aus dem Innenleiter S507, dem Drehko C526, den Streukapazitäten einschl. der Transistorkapazität sowie den Abgleichtrimmern C507 und C508. Über eine UHF-Drossel S506 liegt der Kollektor von T 51 an Massepotential. Der Sekundärkreis besteht aus dem Innenleiter S509, dem Drehko C527, den Abgleichtrimmern C510, C511 und

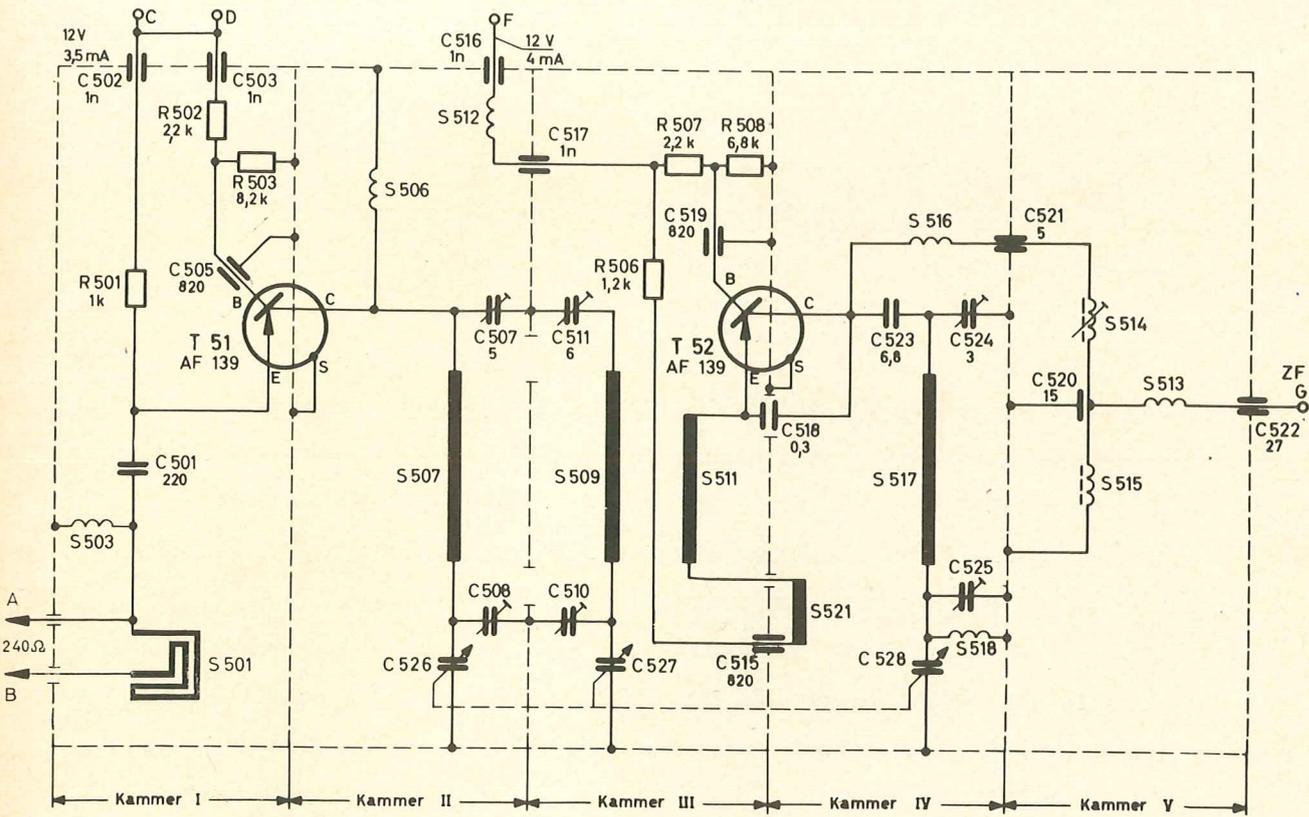


Abb. 1

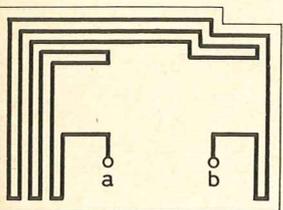


Abb. 10

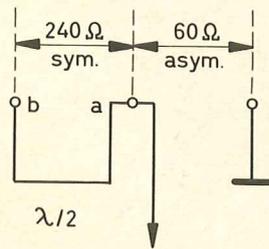


Abb. 11

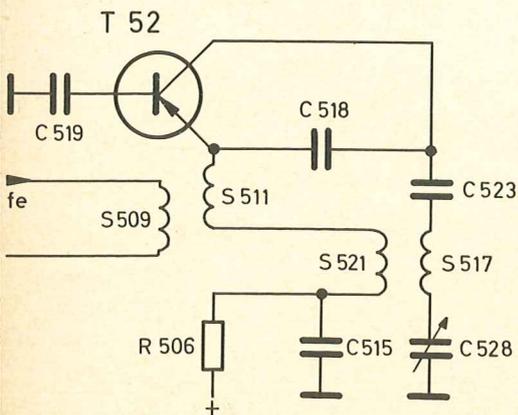
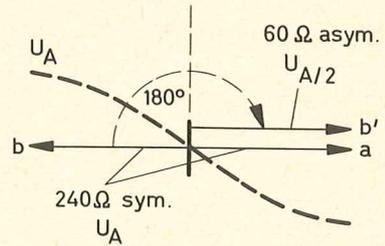


Abb. 12

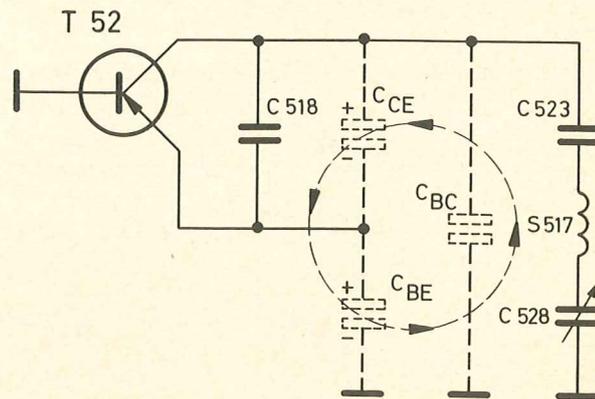


Abb. 13

den auftretenden Streukapazitäten sowie der Koppelspule S511 an den Oszillatorkreis. Die Kopplung der Bandfilterkreise geschieht über Öffnungen in der Trennwand beider Kammern. Damit eine einwandfreie Kopplung sowohl bei tiefen als auch bei hohen Frequenzen erfolgt, ist die Lage und Größe dieser Öffnungen von großer Bedeutung. Zu beachten ist dabei, daß sich mit der Abstimmung auch die auf dem Innenleiter stehenden Spannungsknoten verschieben. T52 (AF139) arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Der Oszillatorkreis liegt am Kollektor und wird durch den Innenleiter S517, den Koppelkondensator C523, den Drehko C528 und den Abgleichtrimmern C524 und C525 mit den Transistor- und Streukapazitäten gebildet. Die Spule S518 stellt für die Oszillatorfrequenz einen hohen Widerstand dar, dagegen bedeutet sie für die wesentlich niedrigere Bild-ZF-Frequenz praktisch einen Kurzschluß, so daß die sich ändernde Kapazität des Drehkos C528 nicht in die Abstimmung des ZF-Auskoppelkreises S514 eingeht. Die Drossel S516 vermindert ein Abfließen der Oszillatorspannung und verhindert mit C521, C520 und C522 eine Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz.

Die Rückkopplung des in Colpitts-Schaltung aufgebauten Oszillators erfolgt durch die Schleife S521, C518 und durch eine Öffnung in der Trennwand sowie über die inneren Transistorkapazitäten auf die Emitterkoppelschleife S511, die gleichzeitig die Ankopplung des Bandfilters an die Mischstufe vornimmt.

In Abb. 12 ist die Oszillatorschaltung von T52 nochmals getrennt dargestellt, während Abb. 13 die Ersatzschaltung angibt. Man erkennt darin, daß der Oszillatorkreis aus der Spule S517 zusammen mit den Kondensatoren C528, C523 und den inneren Transistorkapazitäten gebildet wird. Der Schwingkreisstrom, der die Kollektor-Emitter-Kapazität sowie die Basis-Emitter-Kapazität in gleicher Richtung durchfließt, ruft an beiden Kondensatoren die erforderlich gepolten Spannungen für die Rückkopplungsbedingungen hervor. Die Auskopplung der Zwischenfrequenz erfolgt im Kollektorkreis des Mischers durch den ZF-Kreis S514. Dieser Kreis bildet zusammen mit dem ZF-Kreis S660 auf dem VHF-Kanalwähler ein kapazitiv fußpunktgekoppeltes ZF-Bandfilter (siehe B-a-XII).

Die Anschlüsse des Kanalwählers sind als Durchführungskondensatoren ausgebildet und halten zusammen mit den Drosseln die Störstrahlung auf ein zulässiges Minimum.

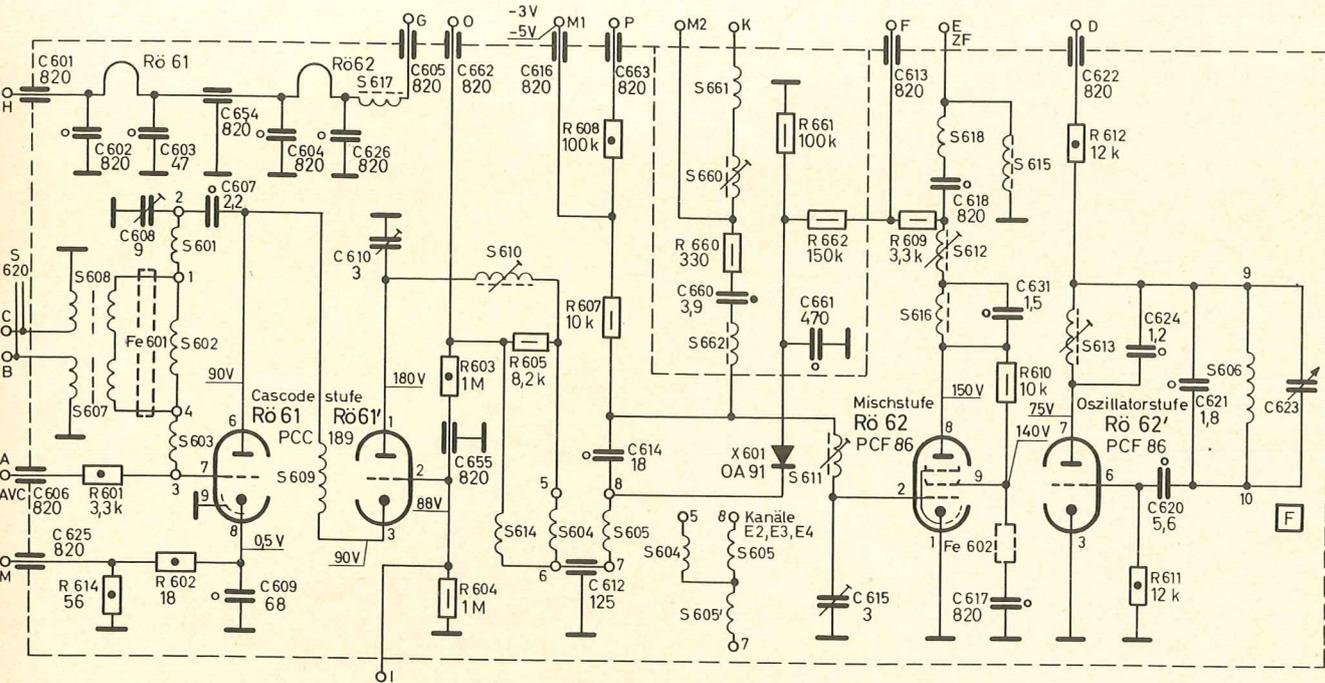


Abb. 1

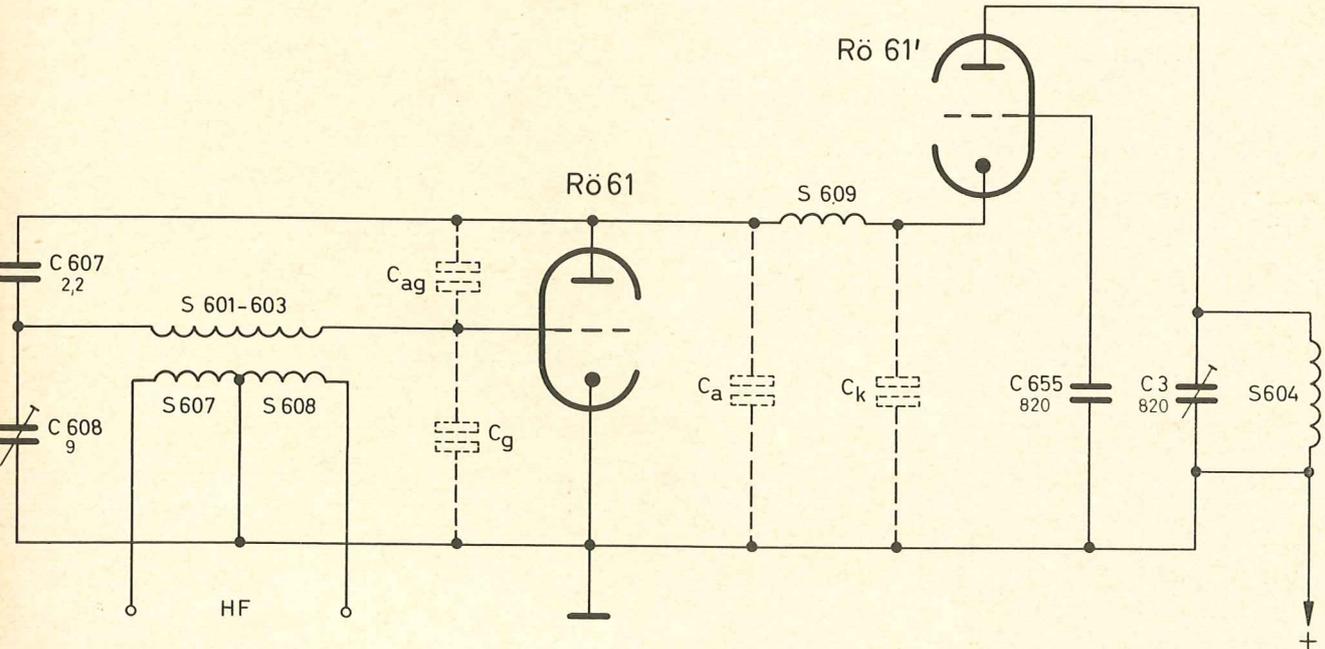


Abb. 2

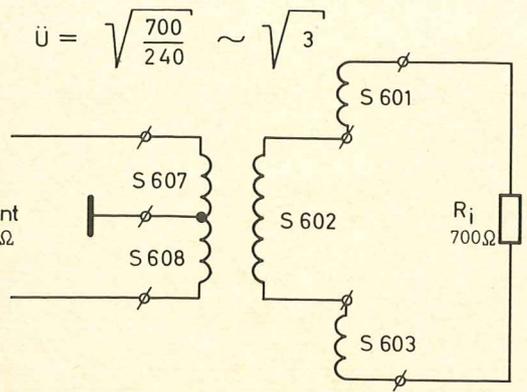


Abb. 3

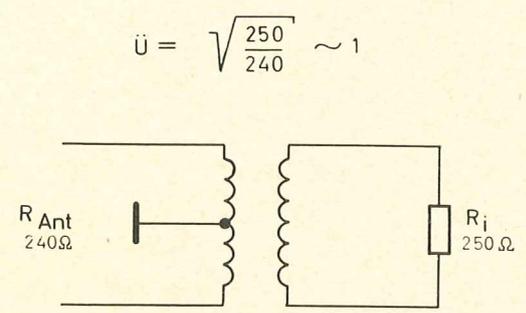


Abb. 4

Der Kanalwähler ist als Trommelwähler aufgebaut. Eine PCC 189, RÖ 61, arbeitet als HF-Verstärker, eine PCF 86, RÖ 62, als Oszillator und Mischstufe. Zur zusätzlichen Ausnutzung der Pentode RÖ 62 als ZF-Verstärkerstufe beim UHF-Empfang besitzt der Kanalwähler einen elektronischen Umschalter. In der Trommel sind 11 Spulenstreifenpaare mit gedruckten Induktivitäten für die 3 Fernsehkanäle im Band I und die 8 Fernsehkanäle im Band III angeordnet. Durch die Anordnung getrennter Spulenstreifen kann man für jeden Kanal eine optimale Auslegung der LC-Werte und damit günstige Verstärkungs- und Signal/Rausch-Verhältnisse erzielen. In Abb. 1 ist die Gesamtschaltung des Kanalwählers angegeben.

Die Aufgabe des Kanalwählers besteht darin, die HF-Eingangssignale in die ZF-Frequenzen, 38,9 MHz Bildträger und 33,4 MHz Tonträger, umzuformen und durch genügende HF-Vorverstärkung ein günstiges Signal/Rausch-Verhältnis zu liefern. Da die erste Verstärkerstufe den maßgebenden Einfluß auf die Rauschverhältnisse ausübt, ist es unbedingt erforderlich, eine HF-Eingangsschaltung zu verwenden, die bei möglichst hoher Verstärkung ein sehr kleines Eigenrauschen aufweist. Diese Forderung kann mit einer Cascode-schaltung, die für die PCC 189 im Kanalwählereingang dimensioniert ist, erfüllt werden. Abb. 2 zeigt die für die Arbeitsweise wichtigen Bauelemente.

Die erste Triode RÖ 61 arbeitet als Katodenbasisstufe, die zweite Triode RÖ 61 als Gitterbasisstufe. Die Katodenbasisstufe ermöglicht es, die HF-Eingangsspannung in einem Verhältnis von ca. $\sqrt{3}$ von der Antennenspule an das Steuergitter heraufzutransformieren. In Abb. 3 entspricht der Wert R_i 700 Ω etwa dem Eingangswiderstand der PCC 189 bei 200 MHz, zusammen mit den vorhandenen Verlustwiderständen des Eingangskreises. Würde z.B. der Röhren-Eingangswiderstand nur 250 Ω betragen, dann ist das Transformationsverhältnis 1:1 (siehe Abb. 4) und das Signal/Rauschverhältnis wird ungünstiger, wenn der von der Röhre gelieferte Rauschanteil in beiden Fällen gleich groß angenommen wird.

Der Anoden-Arbeitswiderstand der RÖ 61 wird durch den Innenwiderstand der RÖ 61' in Gitterbasisschaltung gebildet und beträgt etwa $R_a = 1/S$, wobei S die Arbeitssteilheit der RÖ 61' darstellt. Bei gleicher Steilheit beider Röhrensysteme hat die RÖ 61 dann den Verstärkungsfaktor $V = S \cdot R_a = S \cdot 1/S = 1$. Die Steuerspannung an der Katode von RÖ 61' entspricht daher in

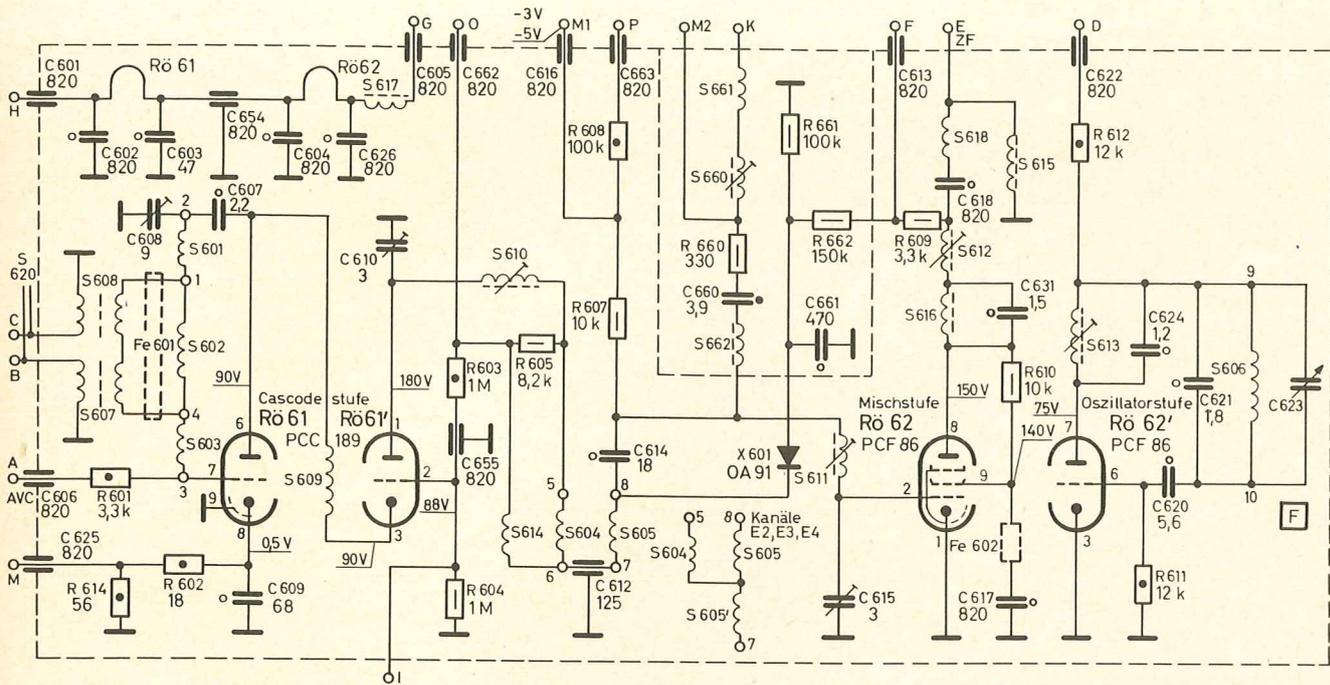


Abb. 1

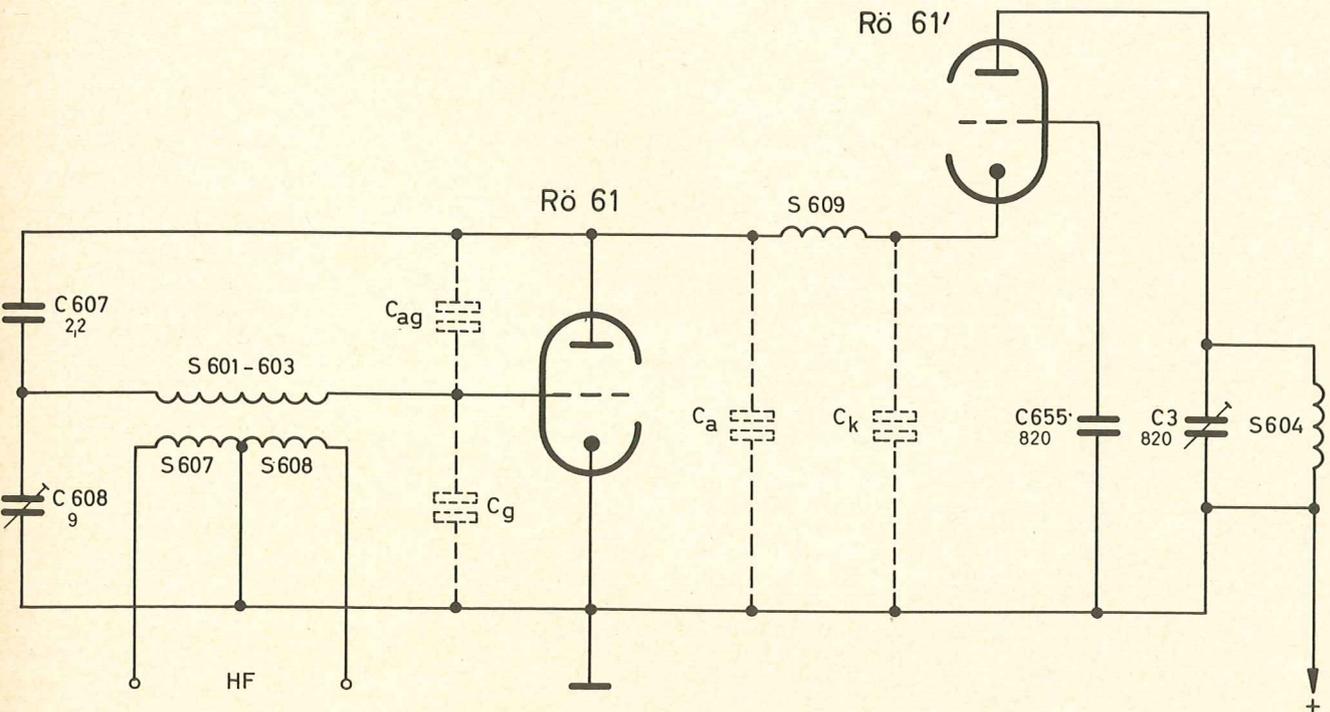


Abb. 2

ihrer Größe der Gitterspannung an Rö 61. Rö 61 sorgt durch die Antennen-transformation für ein gutes Signal/Rausch-Verhältnis, während Rö 61' die eigentliche Aufgabe der Verstärkung übernimmt. Der neben der Rauschspannung von Rö 61 vorhandene Rauschanteil von Rö 61' ist sehr gering, da für Rö 61' in der Katode eine große Stromgegenkopplung durch die Rö 61 vorhanden ist. Mit einer Doppeltriode in Cascodeschaltung sind die guten Rauscheigenschaften einer Triode mit der Stabilität und Verstärkung einer Pentode kombiniert.

In Abb. 2 ist weiter dargestellt, daß die Antennen-Eingangsspannung in die Gitterspulen S601 - S603 transformiert wird, welche mit C608 und der Gitterkapazität C_g den Gitterkreis bilden. Zur Kompensation der Anodenrückwirkung über die Anoden-Gitterkapazität C_{ag} dient die Anordnung des Kondensators C607. Zusätzlich kann man erreichen, daß bei gleichem Verhältnis von C607 zu C608 und C_{ag} zu C_g keine Oszillatorstörstrahlung auf die Eingangsspule gelangen kann, da von der Anode der Rö 61 die Gitterkombination dann eine im Gleichgewicht befindliche Brückenschaltung darstellt. Damit für die hohen Frequenzen im Band III die Anodenkapazität C_a der Rö 61 und die Katodenkapazität C_k der Rö 61' keine zu starke Belastung für den Arbeitswiderstand der Rö 61 darstellt, ist die Drossel S609 angeordnet. Sie ist nur wirksam im Band III und hat für Band I keine Bedeutung.

Die am Kanalwählereingang liegende $\lambda/4$ -Leitung S620 vermindert die Oszillator-Störstrahlung im Band IV. Über die beiden Übertrager S607 und S608 wird der symmetrische Antenneneingang von 240Ω auf die asymmetrische Röhreneingangsschaltung der PCC 189 widerstandsmäßig angepaßt. Die Regelspannungszuführung zur HF-Stufe geschieht über C606 und R601 am ersten Gitter der PCC 189. Über den festen Spannungsteiler R603/R604 wird der gleichspannungsmäßige Arbeitspunkt der Cascodestufe eingestellt.

Die Verbindung zwischen der Cascode- und der Mischstufe stellt das Bandfilter S604/S605 dar. Die Primär- und Sekundärspulen sind nicht miteinander induktiv verkoppelt. Für das Band III (Kanäle 5 - 11) liegen die Fußpunkte der beiden Spulen am Kondensator C612 (125 pF). Der Wert des Kondensators ist so ausgewählt, daß eine kapazitive Fußpunktkopplung vorliegt. Die am Kondensator C612 auftretende Spannung ist dabei durch das Teilverhältnis der Schwingkreis- und Streukapazitäten (etwa 10 - 15 pF)

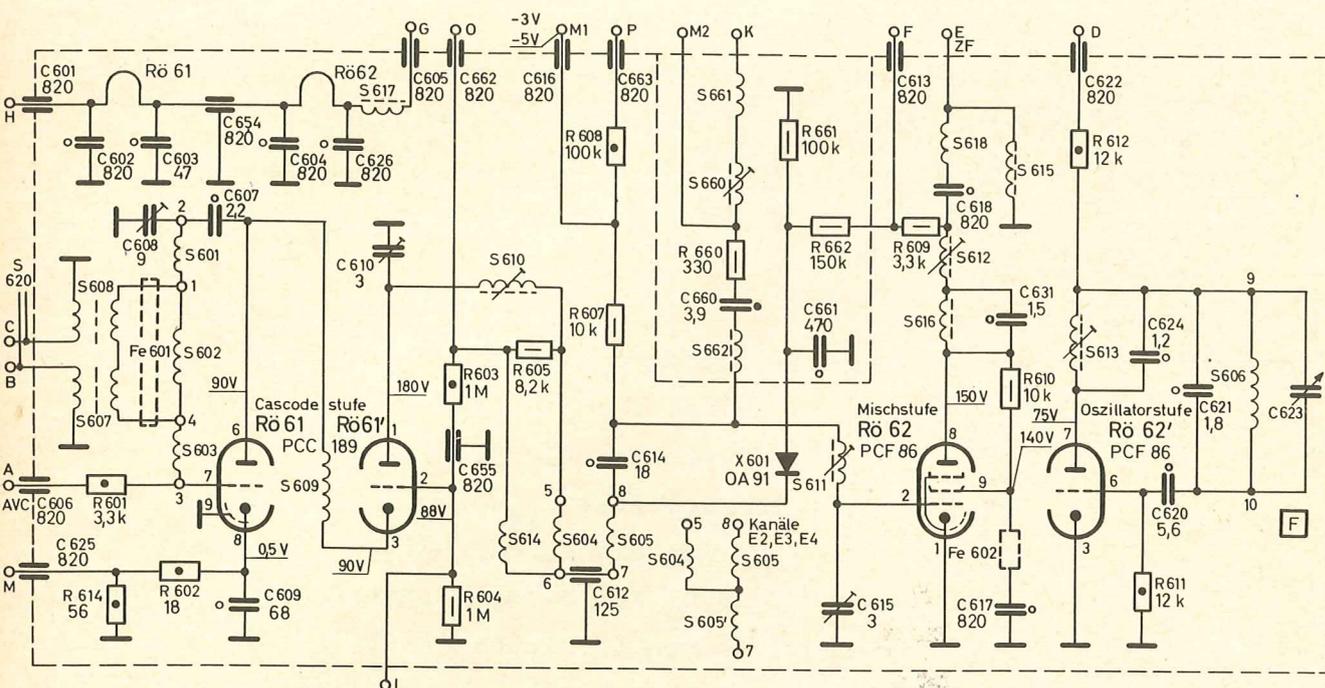


Abb. 1

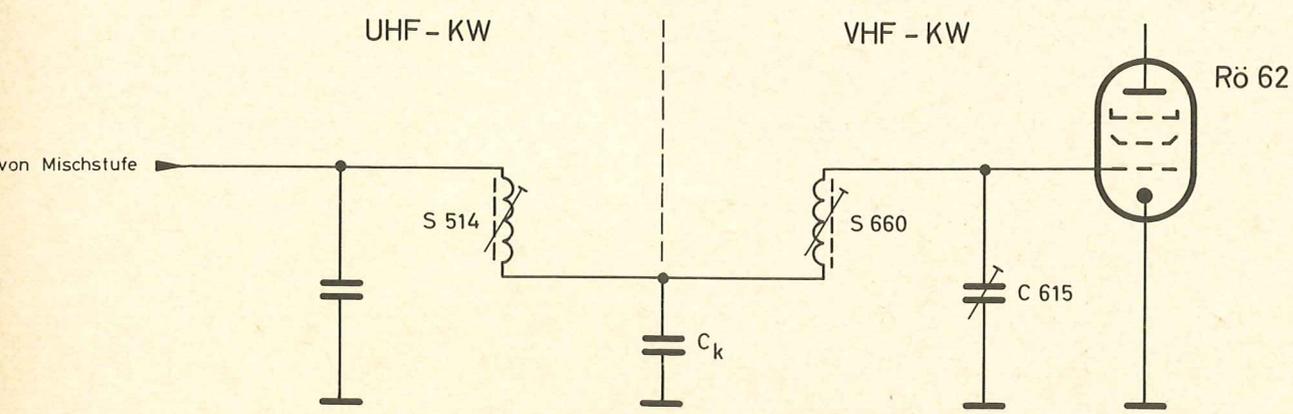


Abb. 5

zur Koppelkapazität (125 pF) gegeben. Da für Band I (Kanäle 2-4) aufgrund der niedrigen Arbeitsfrequenzen und der daraus resultierenden Bandbreite der Kopplungsfaktor verändert werden muß, wird zwischen dem Fußpunkt der Bandfilterkreise und der Koppelkapazität eine zusätzliche Koppelinduktivität S605' eingeschaltet (siehe Abb. 1).

Die Triode R6 62' der PCF 86 arbeitet als Oszillator in einer Colpitts-schaltung. Die Feinabstimmung erfolgt mit dem Kondensator C623, der in seiner Größe über eine Schaltwippe beeinflusst wird. Diese Schaltwippe wird von voreinstellbaren Schrauben, die auf einer Scheibe sitzen, betätigt. Durch diese Anordnung, die als Memomatikeinstellung bezeichnet wird, ist es möglich, für jeden Kanal eine optimale Bildeinstellung vorzunehmen, die sich dann beliebig oft reproduzieren läßt. Die Verkopplung des Oszillators mit der Mischstufe ist durch die räumliche Anordnung der gedruckten Spulen auf den Kanalstreifen und der Röhrenkapazität gegeben.

In der Schaltstellung "UHF" ist die Anodenspannung der PCC 189 und des Oszillators abgeschaltet. Über S660 wird dann die ZF-Spannung des UHF-Kanalwählers zum Gitter der Pentode PCF 86 zugeführt. Die Pentode arbeitet dann als zusätzliche UHF-ZF-Verstärkerstufe und liegt gitterseitig über R607/R608 an der Kanalwählerregelspannung. S660 stellt in diesem Falle den Sekundärkreis eines fußpunktgekoppelten Bandfilters zusammen mit dem ZF-Ausgangskreis auf dem UHF-Kanalwähler dar (s. Abb. 5). Die Diode X601 als elektronischer Schalter wird bei VHF-Empfang in Sperrichtung und bei UHF-Empfang in Durchlaßrichtung betrieben. Dadurch wird das VHF-Bandfilter S604/S605 bei UHF so stark bedämpft, daß keine Beeinflussung des UHF-Zweiges auftritt. Im Gitterkreis der Mischröhre befinden sich zwei Meßpunkte M1 und M2. Der Meßpunkt M1 dient zur Funktionskontrolle des Oszillators; es steht hier bei richtigem Arbeiten eine negative Spannung von 3 - 5 Volt. Zur Einspeisung der ZF-Frequenzen beim ZF-Abgleich wird der Meßpunkt M2 herangezogen.

Der ZF-Ausgang führt über den ZF-Kreis S612 zum niederohmigen Auskopplungspunkt E, der so ausgebildet ist, daß eine minimale Oszillatorstörstrahlung auftritt.

Der Kanalwähler B-a-X entspricht im Aufbau und in der Funktion dem in B-a-XII beschriebenen, die Umschaltung von VHF auf UHF erfolgt lediglich mechanisch mit einem Schalter statt elektronisch mit der Diode X601.

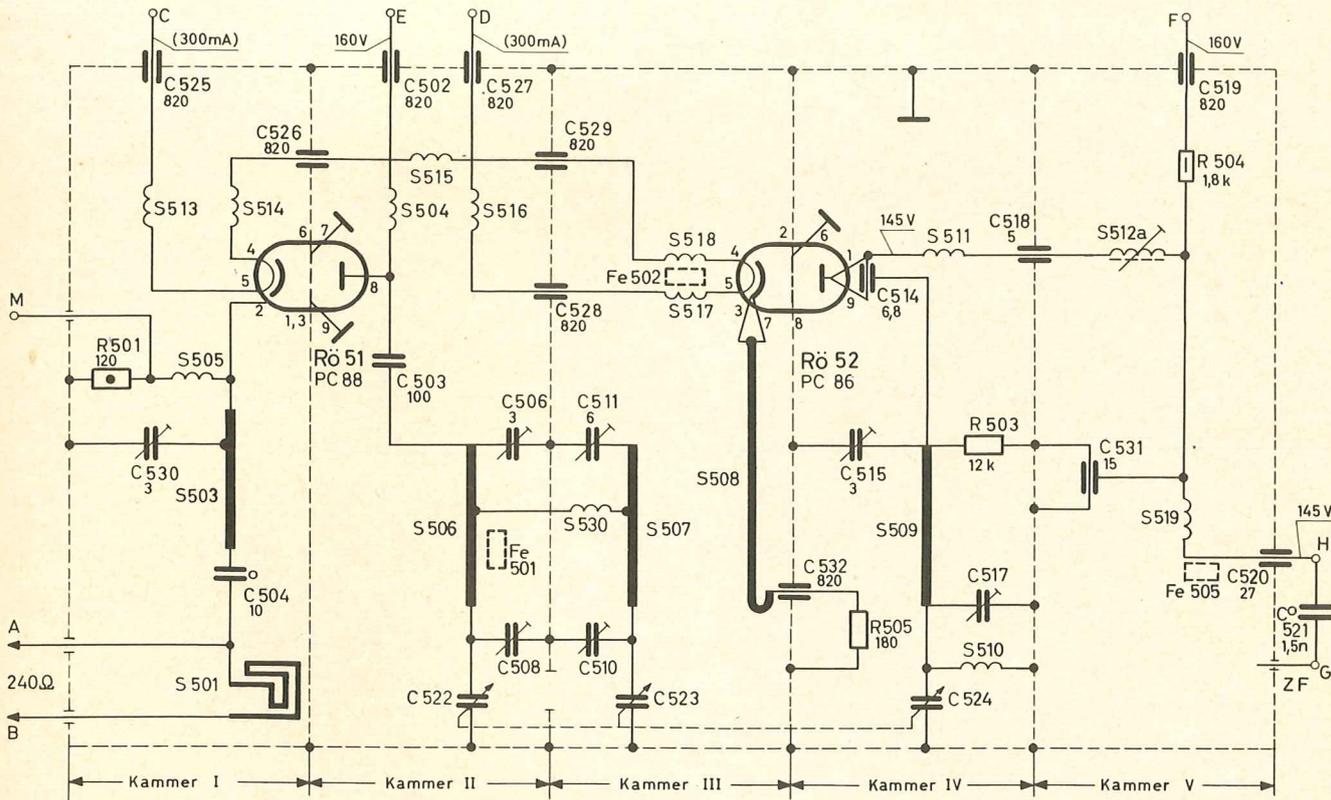


Abb. 1

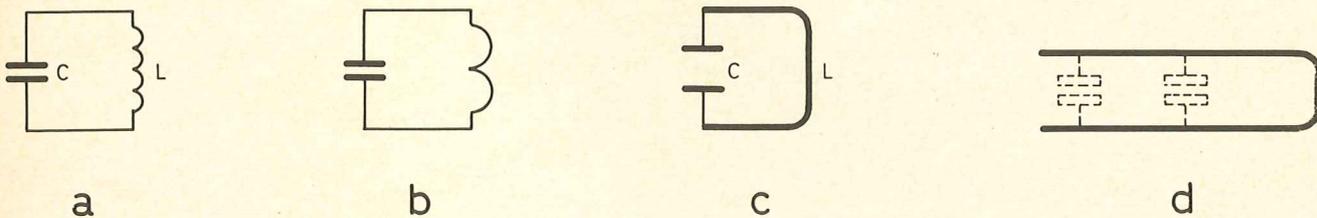


Abb. 2

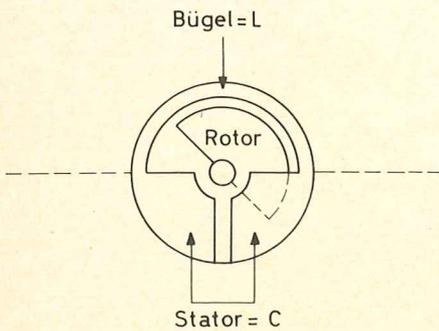


Abb. 3

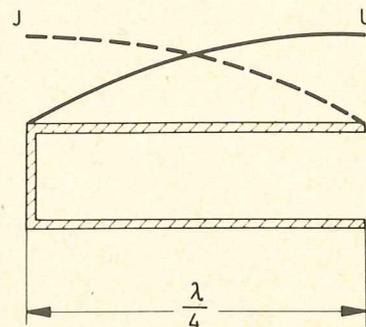


Abb. 4

In Abb. 1 ist das komplette Schaltbild des UHF-Kanalwählers dargestellt. Die Aufteilung der Schaltung hängt eng mit dem mechanischen und elektrischen Aufbau des Kanalwählers zusammen. Die Dezimeterwellen-Abstimmkreise bestehen grundsätzlich nicht mehr aus den meist noch bei UKW verwendeten Spulen mit den entsprechenden Parallel-Kondensatoren, sondern entweder aus einer Zweidrahtleitung, der sog. Lecherleitung, oder den Topfkreisen bzw. Hohlraumresonatoren.

Durch eine schrittweise Umwandlung eines Schwingungskreises herkömmlicher Art in einen Dezimeterabstimmkreis, wie es in Abb. 2 gezeigt ist, kann veranschaulicht werden, wie diese Abstimmelemente aufgebaut sind. Durch die hohen Frequenzen werden die elektrischen Werte der Spulen und Kondensatoren immer kleiner, bis sie zuletzt miteinander verschmelzen und ohne weiteres nicht mehr als Spule bzw. Kondensator definiert werden können. Einen solchen Übergangszustand stellt z.B. der Schmetterlingskreis dar. In Abb. 3 ist schematisch ein solcher Schwingkreis dargestellt, wobei beim Herausdrehen des Rotors, außer der Verkleinerung der Kapazität auch noch eine Verringerung der Induktivität auftritt, da der Rotor, bedingt durch den geringen Abstand zum Bügel, diesen (d.h. die Induktivität) elektrisch mehr oder weniger kurzschließt. Ein Abstimmelement, wie es die Abb. 2d zeigt, besteht praktisch aus zwei parallelen Leitern, die an einem Ende kurzgeschlossen sind. Bei den in Frage kommenden Frequenzen erreichen die mechanischen Abmessungen Größenordnungen, die einer halben, viertel oder achte Wellenlänge entsprechen. In Abb. 4 sind diese Verhältnisse auf einer Lecherleitung von einer viertel Wellenlänge dargestellt. Am kurzgeschlossenen Ende bildet sich der Strombauch aus, während am offenen Ende der Spannungsbauch auftritt. Durch einen Kurzschlußschieber oder eine veränderliche Kapazität ist es möglich, die elektrisch wirksame Länge der Lecherleitung zu verändern und das System abzustimmen.

Elektrisch in gleicher Weise arbeiten die sogenannten Rohrkreise. Die Abb. 5a zeigt einen solchen Rohrkreis im Schnitt. Der Mittelleiter wird von einer Wandung umgeben und der Schwingungsvorgang spielt sich ausschließlich im Innern des Rohres ab. Der Außenmantel kann also als HF-mäßig kalt betrachtet und an jeder Stelle geerdet werden. Auch hier kann man mit veränderlichen Kurzschlußschiebern oder Kapazitäten eine Abstimmung vornehmen. Dies ist in Abb. 5b und 5c dargestellt.

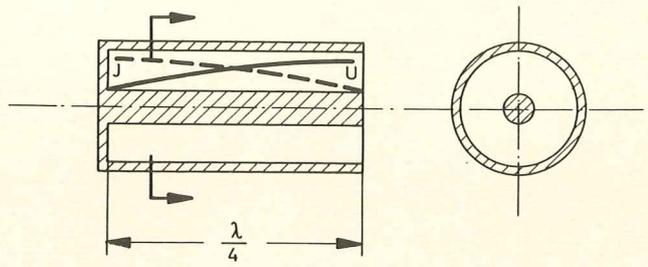


Abb. 5a

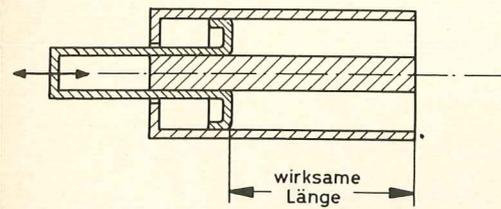


Abb. 5b

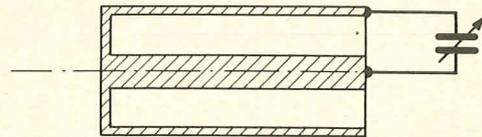


Abb. 5c

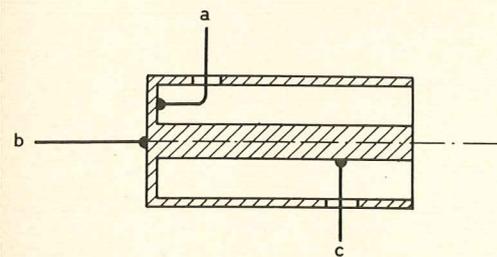


Abb. 6a

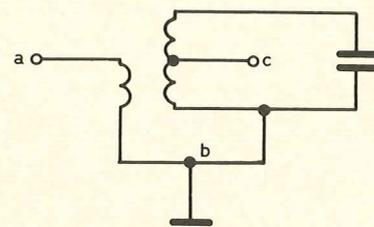


Abb. 6b

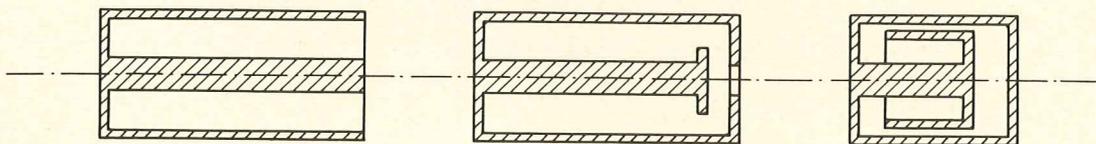


Abb. 7

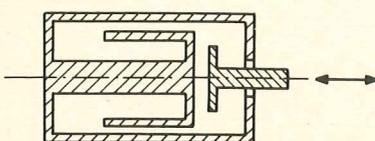


Abb. 8

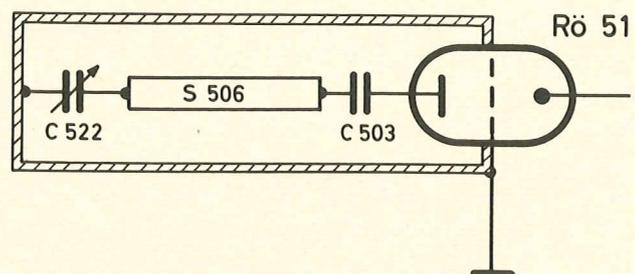


Abb. 9

Eine Ankopplung an den Rohrkreis kann mit einer Koppelschleife, induktiv oder galvanisch, vorgenommen werden. In Abb. 6a sind die induktive und die galvanische Kopplung dargestellt, während Abb. 6b das Ersatzschaltbild zeigt. Um zu kleineren Abmessungen zu gelangen, kann man die mechanische Form der Rohrkreise verändern. Da diese Kreise aus einer Induktivität und einer Kapazität aufgebaut sind, kann z.B. durch die künstliche Vergrößerung der Kapazität die Induktivität kleiner werden und es schrumpft somit auch die geometrische Länge des Rohrkreises zusammen. In Abb. 7 ist schematisch die Umwandlung eines Rohrkreises in einen sog. Topfkreis gezeigt. Man sieht, daß der Außenmantel zu einem geschlossenen Topf umgeformt wird, während sich innen eine Gegenwandung ausbildet, die zusammen mit der Außenwand als Kapazität wirkt. Eine Abstimmung kann auch hier wieder mit einem Kurzschlußschieber oder aber mit einer Kapazität vorgenommen werden, wie es die Abb. 8 zeigt. Die Ankopplung erfolgt genauso wie bei den Rohrkreisen.

Bei dem PHILIPS-UHF-Kanalwähler kommt eine Schwingkreisform zu Anwendung, die einem etwas abgewandelten Topfkreis entspricht. In Abb. 5c wurde bereits die Möglichkeit angedeutet, mit einem kleinen Kondensator eine Abstimmung vorzunehmen. Von dieser Möglichkeit wird auch in der vorliegenden Schaltung (Abb. 1) Gebrauch gemacht. Der Dreifach-Drehko C 522/C 523/C 524 stellt das Abstimmelement dar. Der Kanalwähler ist in fünf Kammern unterteilt, die neben der zum Teil rein abschirmenden Wirkung auch in die elektrische Funktion der Dezimeter-Abstimmkreise eingehen. Sie stellen nämlich die Außenwandungen der Topfkreise dar. Die Kammern II, III und IV in Abb. 1 sind also die abstimmbaren Topfkreise, deren Innenleiter durch S506, S507 und S509 gebildet werden. Es entsteht also ein kapazitiv belasteter Topfkreis von einer halben Wellenlänge. Durch die Verkürzung mit Kondensatoren wird die mechanische Länge erheblich verringert und liegt bei etwa einer achteil Wellenlänge. In Abb. 9 ist eine vereinfachte Darstellung der Kammer II gezeigt.

Die Funktionsweise der Gesamtschaltung sei nunmehr anhand des Schaltbildes Abb. 1 erläutert. Zur Eingangsanpassung dient die Spule S501, die eine $\lambda/2$ -Leitung für die Bandmitte ($700 \text{ MHz} \approx 21 \text{ cm}$) darstellt und den asymmetrischen Eingangswiderstand der PC88 Rö 51 von 60Ω auf den symmetrischen Fußpunkt-widerstand der Antenne von 240Ω transformiert. In Abb. 10 ist die mechanische Ausführung, in Abb. 11 die elektrische Arbeitsweise eingezeichnet.

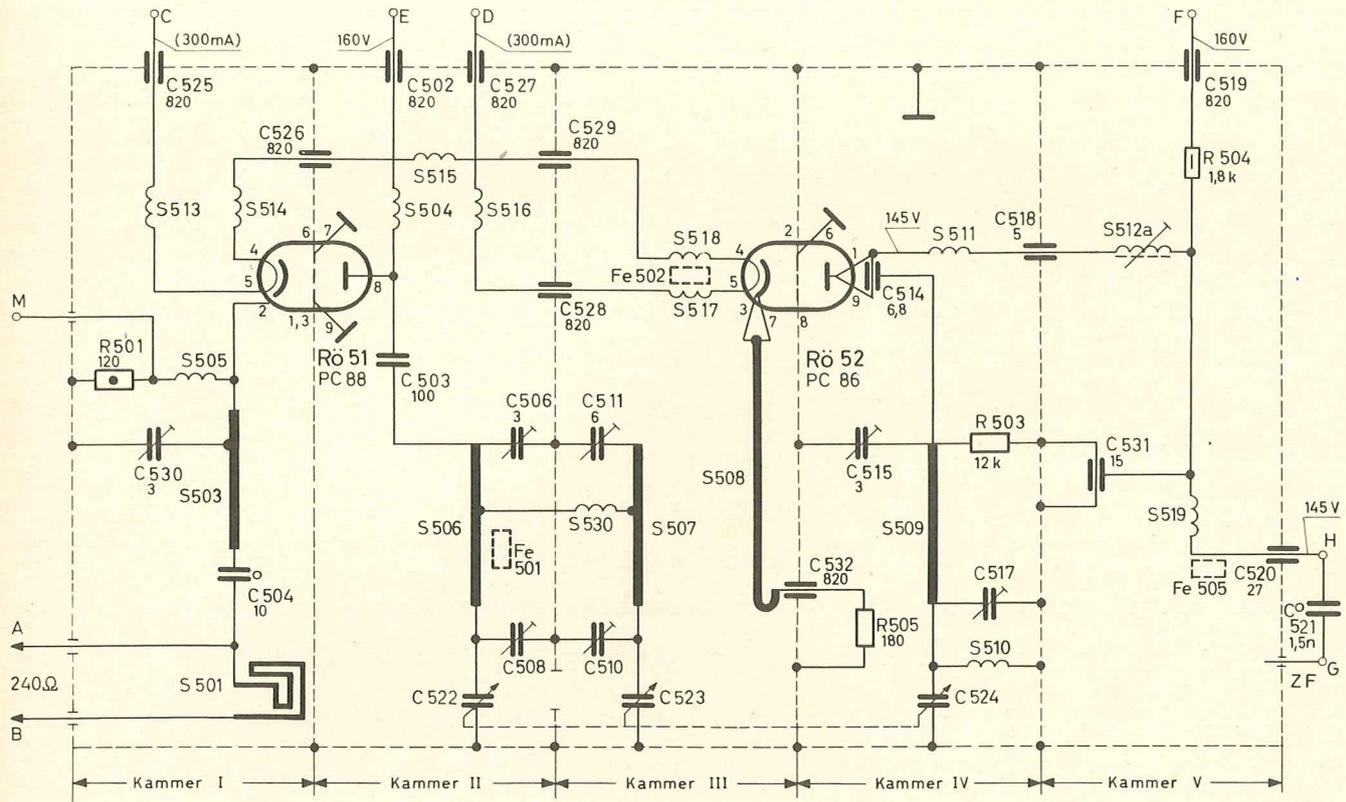


Abb. 1

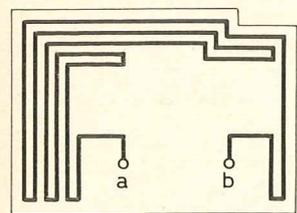


Abb. 10

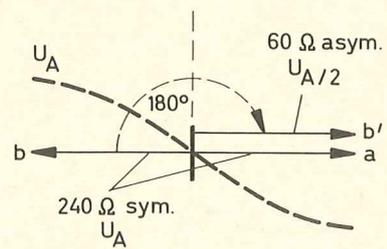
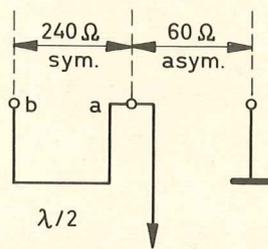


Abb. 11

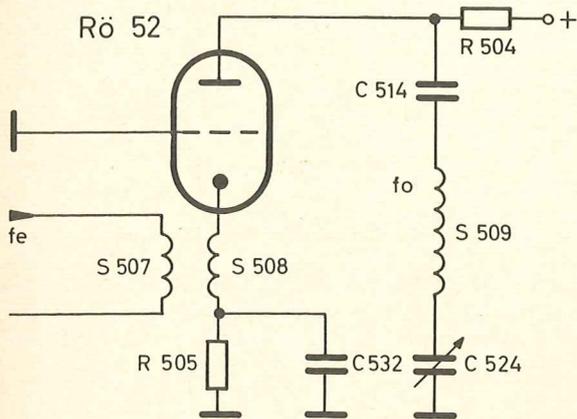


Abb. 12

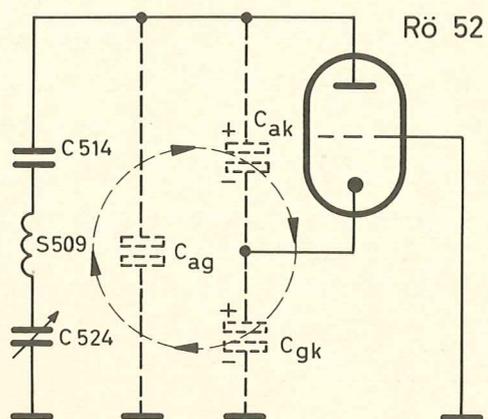


Abb. 13

Zwischen den Punkten a und b liegen 240Ω symmetrisch, zwischen Punkt a und Masse sind 60Ω asymmetrisch. Aus der Abb. 10 ist zu entnehmen, daß der Leiter der Spule S501 auf der gedruckten Platte so geführt ist, daß die Kraftlinien sich teilweise aufheben und damit S501 in der Hauptsache als Umwegleitung wirkt. Ist eine Leitung z.B. auf die halbe Wellenlänge abgestimmt, so beträgt der Phasenwinkel 180° (s. Abb. 11). Wenn zu einer bestimmten Zeit am Punkt b die Spannung ihr positives Maximum hat, dann ist das negative Maximum in Punkt a. Nach einer halben Periode (180°) ist die Spannung von Punkt b als negatives Maximum (b') in Punkt a angekommen, wo sie dann in Phase mit der Spannung des Punktes a liegt. Es ergibt sich damit eine Parallelschaltung beider Spannungen, d.h. die abgestimmte Leitung arbeitet als Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis $\dot{U} = 2$. Die Widerstände verhalten sich dann entsprechend dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses. Wenn zwischen den Punkten a und b 240Ω liegen, befindet sich zwischen dem Punkt a und Masse ein Widerstand von $240 \Omega : 2^2 = 60 \Omega$. Die Spule S501 nimmt also zur Eingangsanpassung neben der Widerstandstransformation auch eine Umformung der symmetrischen Antenneneingangsspannung in eine asymmetrische Spannungsform vor. Der durch den Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe bedämpfte, breitbandige Katodenkreis ist fest auf Bandmitte (700 MHz) abgestimmt. Die Spule S503 ist unmittelbar mit dem Anschlußstift der Katode verbunden. Am Fußpunkt ist über C504 der Eingangsübertrager angeschlossen. Die Gittervorspannung wird an dem Widerstand R501 erzeugt und dieser liegt, um einen Kurzschluß der Empfangsfrequenz zu verhindern, über die UHF-Drossel S505 an der Katode.

Die Kopplung der Vorröhre R501 an die selbstschwingende Mischröhre R502 (PC 86) wird mit einem Bandfilter vorgenommen, das aus zwei einzelnen Topfkreisen besteht. Der Primärkreis besteht aus dem Innenleiter S506, dem Drehko C522, den Streukapazitäten einschl. der Röhrenkapazität sowie den Abgleichtrimmern C506 und C508. Die Anodenspannung wird über eine UHF-Drossel S504 zugeführt. Um eine konstante Bandbreite des Bandfilters über den gesamten Abstimmbereich sicherzustellen - der Spannungsknoten verschiebt sich durch die Abstimmung - ist eine zweifache Kopplung vorgesehen. Die zwischen den beiden Drehkos C522/523 liegende Abschirmwand besitzt eine Öffnung, so daß dort eine kapazitive Kopplung vorhanden ist; die zweite Kopplung erfolgt über die Drossel S530 im Zusammenhang mit der Ferritperle Fe501.

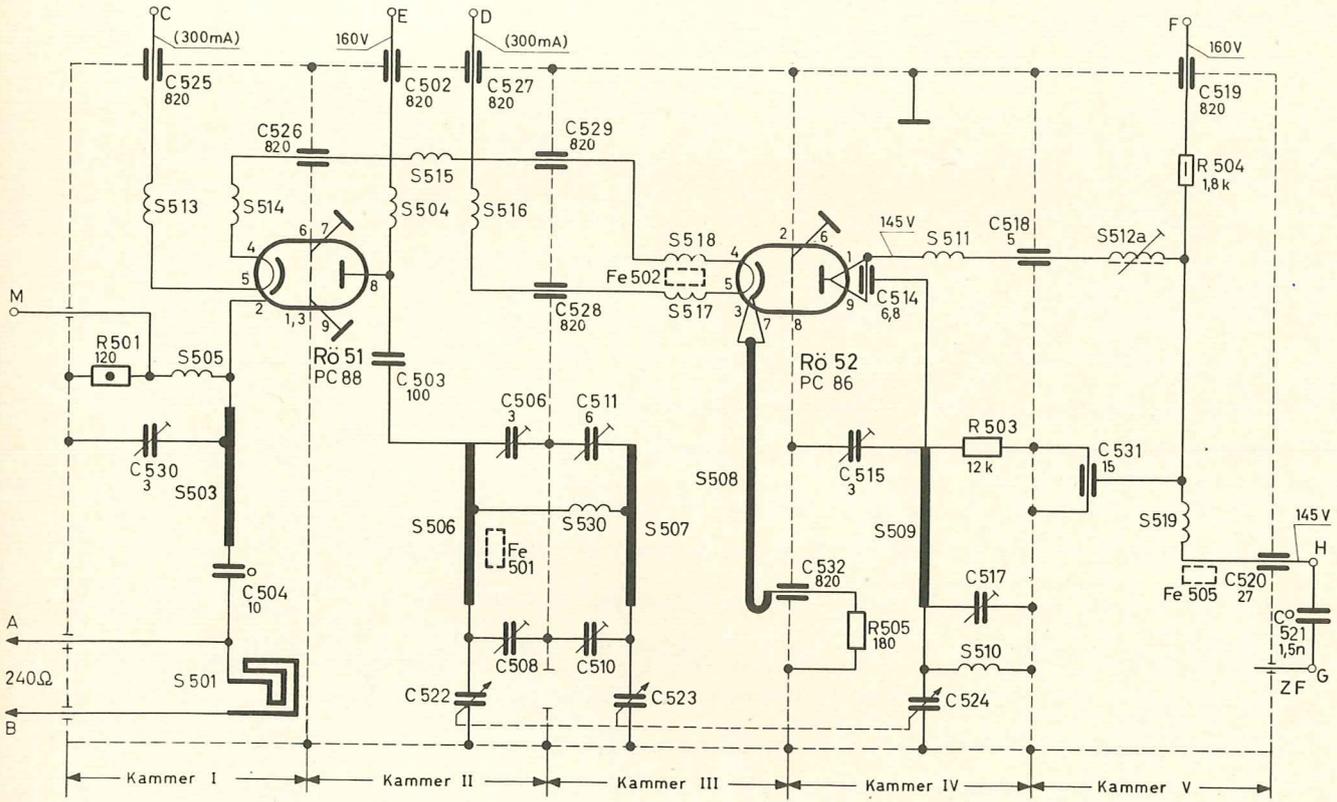


Abb. 1

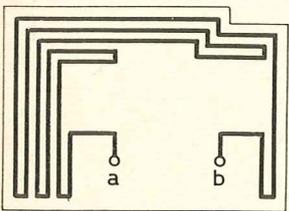


Abb. 10

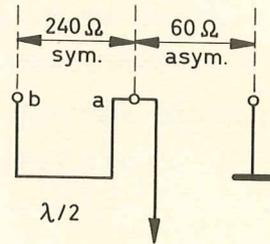


Abb. 11

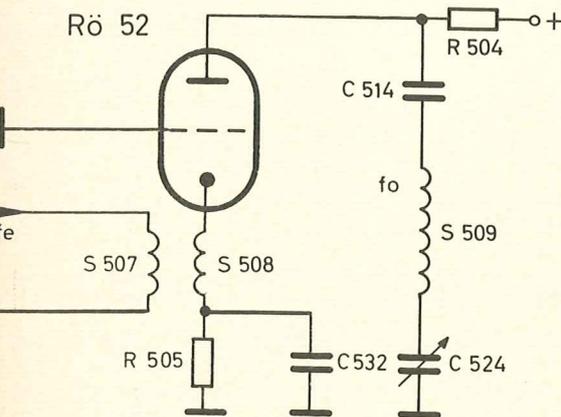
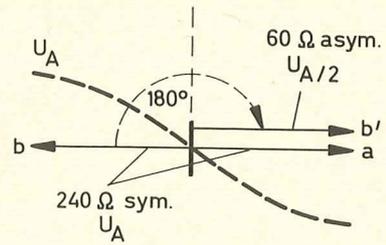


Abb. 12

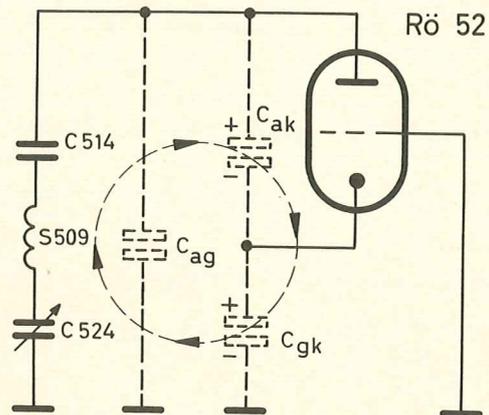


Abb. 13

Der Sekundärkreis besteht aus dem Innenleiter S507, dem Drehko C523, den Abgleichtrimmern C510 und C511 sowie den auftretenden Streukapazitäten.

Die Rö 52 arbeitet als selbstschwingende Mischröhre in Gitterbasisschaltung. Der Oszillatorkreis liegt in der Anode und wird durch den Innenleiter S509, dem Koppelkondensator C514, dem Drehko C524 und den Abgleichtrimmern C515 und C517 mit den Röhren- und Streukapazitäten gebildet. Der Dämpfungs-Widerstand R503 soll eine gleichbleibende Amplitude der Oszillatorspannung über den ganzen Bereich sicherstellen. Die Spule S510 verhindert eine Verstimmung des ZF-Auskoppelkreises S512a durch die sich ändernde Kapazität des Drehkos C524, da sie einen hohen Widerstand für die Oszillatorfrequenz darstellt, dagegen für die wesentlich niedrigere Bild-ZF-Frequenz praktisch einen Kurzschluß bedeutet. Die UHF-Drossel S511 verhindert ein Abfließen der Oszillatorspannung und C518, C520 und C531 unterbindet, zusammen mit der Ferritdrossel Fe505, eine Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz. Die Rückkopplung des in Colpitts-Schaltung aufgebauten Oszillators erfolgt über die inneren Röhrenkapazitäten. Über die Katoden-Koppelschleife S508 wird die Ankopplung des Bandfilters an die Mischstufe vorgenommen. Am Fußpunkt dieser Koppelschleife liegt die Katoden-Kombination R505/C532, die für die Gittervorspannungs-Erzeugung bestimmend ist.

In Abb. 12 ist die Oszillatorschaltung der Rö 52 nochmals getrennt dargestellt, während Abb. 13 die Ersatzschaltung angibt. Man erkennt, daß der Oszillatorkreis aus der Spule S509 zusammen mit den Kondensatoren C524 und C514 und den inneren Röhrenkapazitäten gebildet wird. Der Schwingkreisstrom, der die Anoden-Katoden-Kapazität sowie die Gitter-Katoden-Kapazität in gleicher Richtung durchfließt, ruft an beiden Kondensatoren die erforderlich gepolten Spannungen für die Rückkopplungs-Bedingungen hervor. Die Auskopplung der Zwischenfrequenz erfolgt im Anodenkreis des Mischers durch S512a, die zusammen mit der im nachfolgenden ZF-Verstärker angeordneten ZF-Spule ein kapazitiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter ergibt. Der Widerstand R504 führt die Anodenspannung für Rö 52 zu.

Die Heizungsanschlüsse der Röhren sind unmittelbar an der Fassung verdrosselt, dadurch werden neben der Störstrahlungs-Sicherheit auch die HF-Eigenschaften der Röhren verbessert.

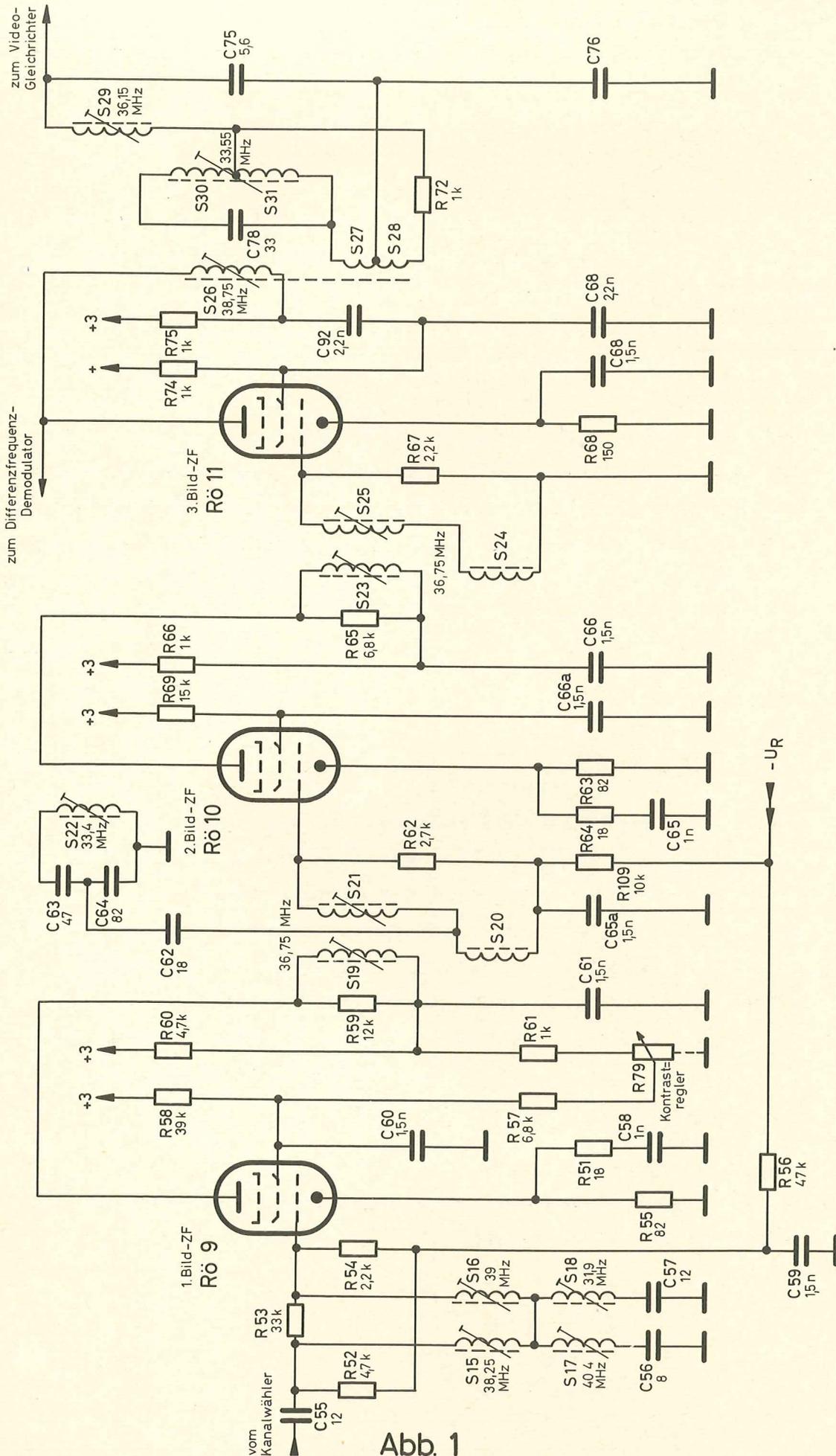
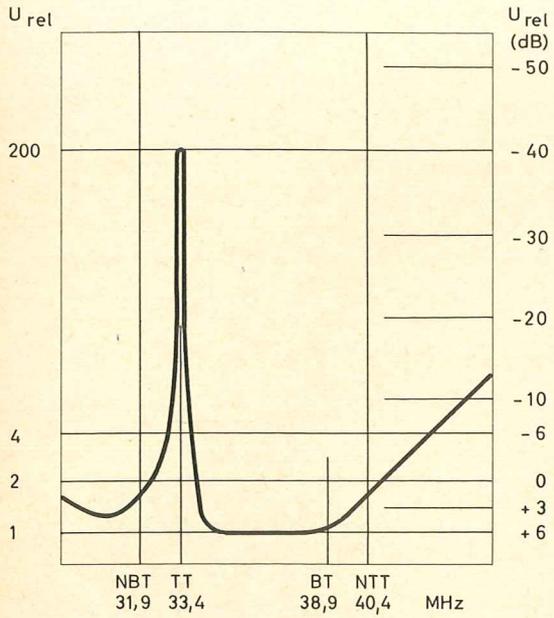


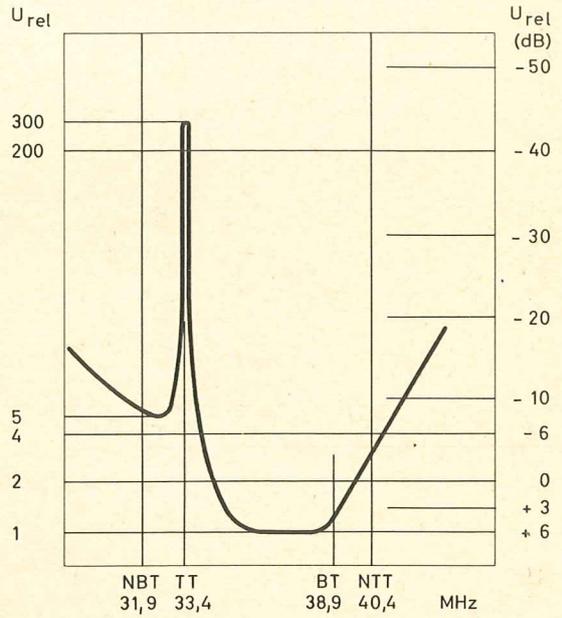
Abb. 1

In Abb. 1 ist die Gesamtschaltung des 3-stufigen ZF-Verstärkers dargestellt. Es sind dies die Röhren 9, 10 und 11 mit den Bandfiltern S15/16, S19/21, S23/25, S26/29 sowie die Nachbarkanalfallen S17/C56, S18/C57 und die Eigentonfalle S22/C63-64. Um ein möglichst günstiges L/C-Verhältnis und damit größte Verstärkung zu erzielen, besitzen die 4 Bandfilter keine zusätzlichen Parallelkapazitäten. Für den Primärkreis ist jeweils die Anodenkapazität der davorliegenden Röhre und für den Sekundärkreis die Gitterkapazität der nachfolgenden Röhre mit den Schaltkapazitäten maßgebend.

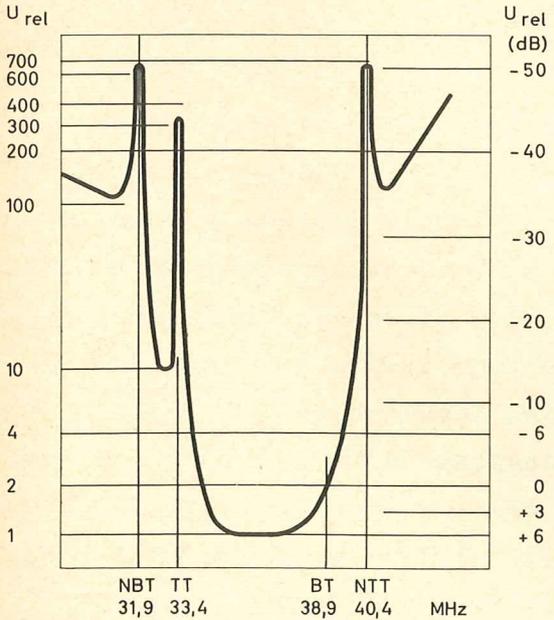
Vom Kanalwähler gelangt das ZF-Signal über C55 auf den Gitterkreis der ersten Bild-ZF-Stufe Rö 9. Die Kopplung geschieht über die Kabelkapazität in Verbindung mit dem ZF-Ausgangskreis auf dem Kanalwähler als kapazitive Fußpunktkopplung. Zwischen den beiden Bandfilterspulen S15 - S16 wird die Kopplung über die Nachbarkanalfallen S17/18 vorgenommen. R52 und R54 stellen die Dämpfungswiderstände für diese beiden Kreise dar und bestimmen damit die Bandbreite des Bandfilters. Über den Widerstand R54 wird gleichzeitig eine Regelspannung dem Gitter Rö 9 zugeführt. Zur Unterstützung der Kontrastregelung, die über die getastete Regelspannung vorgenommen wird (s. B-e-VIII), wird die Schirmgitterspannung der Rö 9 abhängig von der Stellung des Kontrastreglers verändert. An die Koppelspule S20 des Anodenbandfilters der Rö 9 wird die Eigentonfalle S22/C63-64 angekoppelt. Sie bewirkt eine Absenkung der ZF-Durchlaßkurve bei 33,4 MHz. Neben der ersten Bild-ZF-Stufe wird auch die zweite Stufe Rö 10 an die Regelspannung gelegt, die über R64 und R62 ans Gitter geführt wird. Die beiden Katodenkombinationen der Rö 9 und 10 dienen zur Kompensation der Eingangskapazitätsänderung, die von der Größe der Regelspannung abhängig ist. Im Ausgang der dritten Bild-ZF-Stufe liegt das Bandfilter zur Ankopplung an den Video-Gleichrichter. Es handelt sich hierbei um ein zweikreisiges Bandfilter S26-S29, wobei die Verkopplung über S27/28 vorgenommen wird. Im Verbindungszweig zwischen Koppelspule S27/28 und Sekundärkreis S29 liegt in einer Brückenschaltung ein Sperrkreis S30/31, der auf die Tonträgerfrequenz abgestimmt ist. Dieser Sperrkreis unterdrückt den Tonträger vor dem Videogleichrichter um den Faktor 300. Die Auskopplung und Gewinnung der Ton-ZF wird an der Anode der Rö 11 vorgenommen und anschließend durch Differenz-Frequenz-Bildung aus Bild- und Tonträger in der Rö 11' die Ton-ZF von 5,5 MHz erzeugt (s. B-f.III). Dies hat den großen Vorteil, daß an der Video-Diode die Differenzfrequenz von 5,5 MHz nicht entstehen kann, so daß die Gefahr der Moirébildung und die Entstehung von Tonstreifen auf dem Bildschirm kleiner ist.



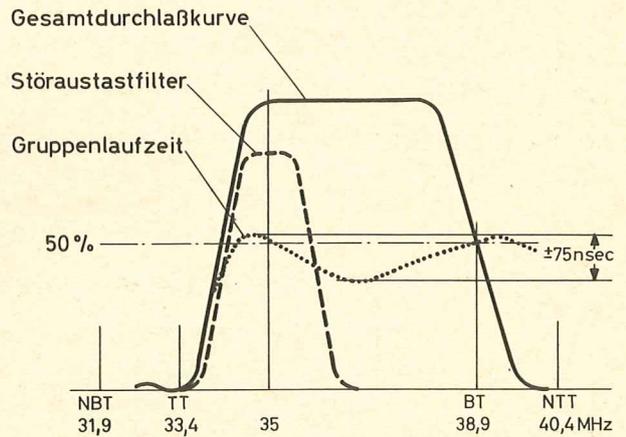
a) g_1 Rö 11 bis Videodetektor



b) g_1 Rö 9 bis Videodetektor



c) g_1 Rö 62 bis Videodetektor



d) Gesamtdurchlaßkurve m. Störaustastfilter u. Gruppenlaufzeit

Abb. 2

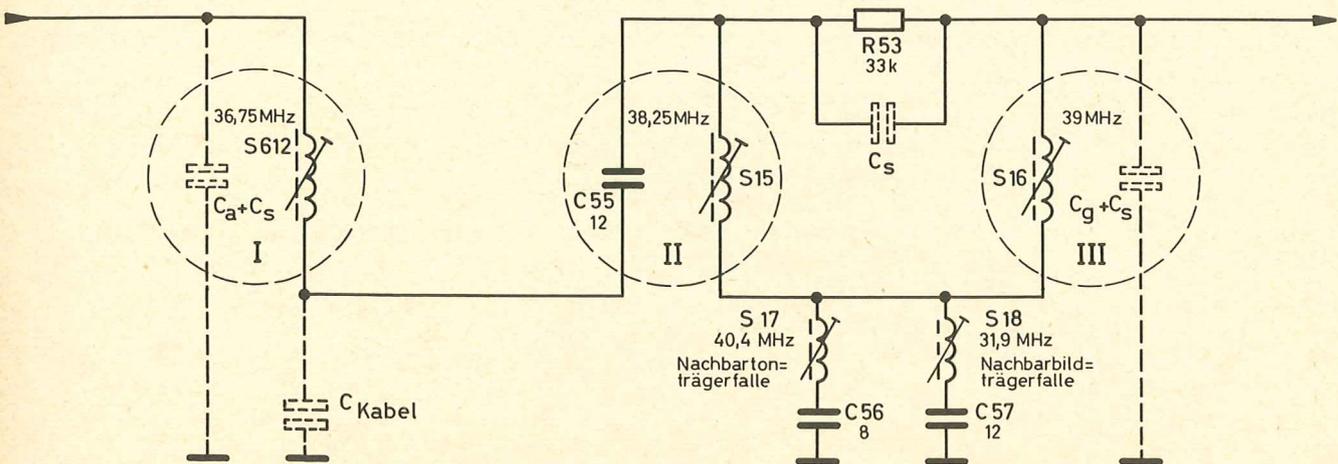


Abb. 3

In 4 Einzelabbildungen wird in Abb. 2 die Durchlaßkurvenform der ZF-Bandfilter dargestellt. Die Abb. 2a gibt die Amplitudencharakteristik des Anodenbandfilters der dritten Bild-ZF-Stufe RÖ 11 wieder. Man erkennt die sehr schmalbandige und starke Unterdrückung der Tonträgerfrequenz bei 33,4 MHz. Diese Ausblendung geschieht mit dem im Kopplungsweig liegenden Sperrkreis S30/31. Die beiden Bandfilter S19/21 und S23/25 verbessern, wie aus Abb. 2b ersichtlich, die Selektivität, wobei durch die Eigentonfalle S22 im Gitterkreis der RÖ 10 die Ausblendung des Tonträgers vergrößert wird. Für die Nachbarkanalunterdrückung liegen im Gitterkreis der RÖ 9 die beiden Fallen S17/C56 und S18/C57. Es ist in der Abb. 2c zu erkennen, daß hiermit sowohl der Nachbarton- als auch der Nachbarbildträger um mindestens 50 dB ausgeblendet werden. Neben der Gesamtdurchlaßkurve in linearem Maßstab ist in Abb. 2d zusätzlich noch die Kurve des Störaustastfilters und der Verlauf der Gruppenlaufzeit eingetragen.

Zur Erklärung der Arbeitsweise ist das Eingangsbandfilter in Abb. 3 getrennt herausgezeichnet. Es handelt sich um ein dreikreisiges Bandfilter. Der erste Kreis liegt auf dem Kanalwähler; es ist der ZF-Auskopplungskreis S612. Die Kreiskapazität wird hierbei aus der Schalt- und Röhrenkapazität der Mischstufe gebildet. Der zweite Resonanzkreis besteht aus S15 zusammen mit C55, während der dritte Kreis aus S16 mit der Schalt- und Eingangskapazität der RÖ 9 gebildet wird. Die Verkopplung der Kreise untereinander geschieht über eine Fußpunktkopplung. Zwischen dem ersten und zweiten Kreis ist hierfür die ZF-Kabelkapazität maßgebend, während die beiden Nachbarfallen S17 und S18 die Fußpunktverkopplung zwischen dem zweiten und dritten Kreis herstellen. Damit eine genügend große Ausblendung der Nachbarkanalträger erreicht wird, ist neben dieser Fußpunktkopplung über die beiden Saugkreise S17/C56 und S18/C57 eine Zusatzkopplung über R53 vorhanden. Die durch R53 hervorgerufene Kopplung erzeugt am Sekundärkreis eine Spannungskomponente, die in Gegenphase zu der über die Fußpunktkopplung hervorgerufenen Spannung liegt. Wenn diese beiden gegenphasigen Spannungen gleich groß sind, findet eine vollständige Ausblendung der entsprechenden Trägerfrequenzen statt. Berücksichtigt man die Fertigungs- und Abgleichtoleranzen, so ist mit dieser Anordnung eine Ausblendung der Nachbarträger um mindestens 50 dB, bezogen auf den Bildträger, sichergestellt.

Die Abb.4 soll vereinfacht dargestellt zeigen, wie mit den Katodenkombinationen der RÖ 9 und 10 die von der Regelspannung abhängige Eingangskapazitätsänderung kompensiert wird. Da die Gitter-Katoden-Kapazität einer geregelten ZF-Röhre direkt auf den ZF-Schwingkreis eingeht, ruft sie bei einer

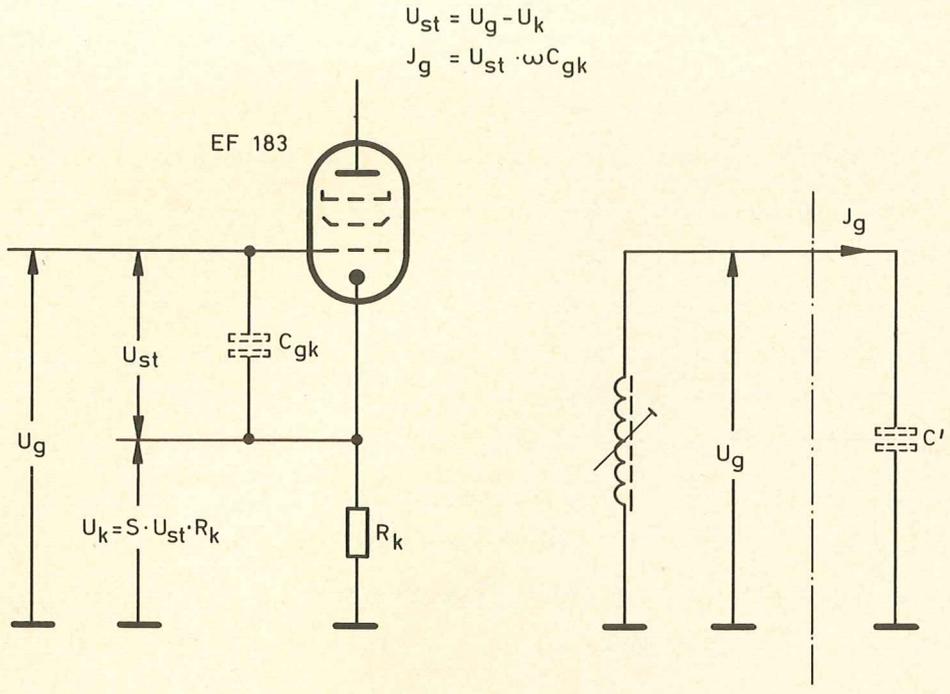


Abb. 4

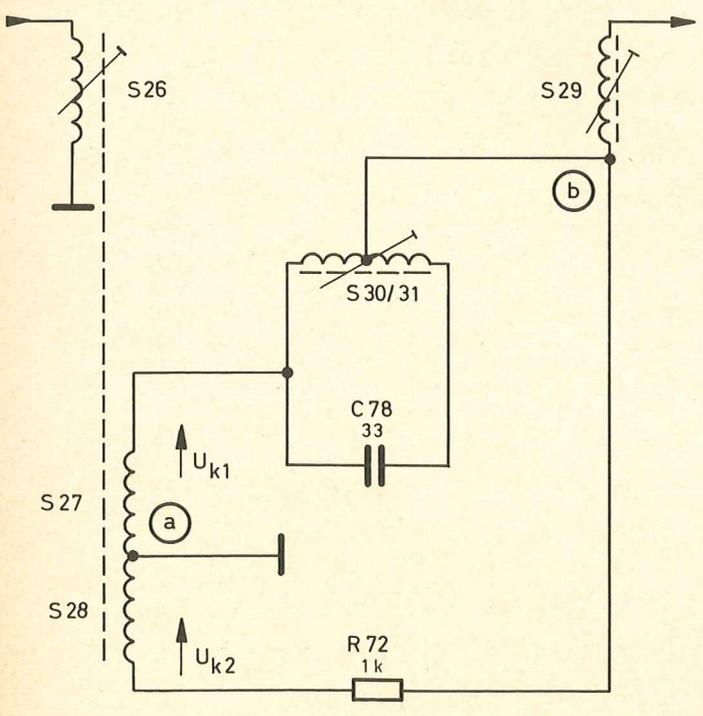


Abb. 5

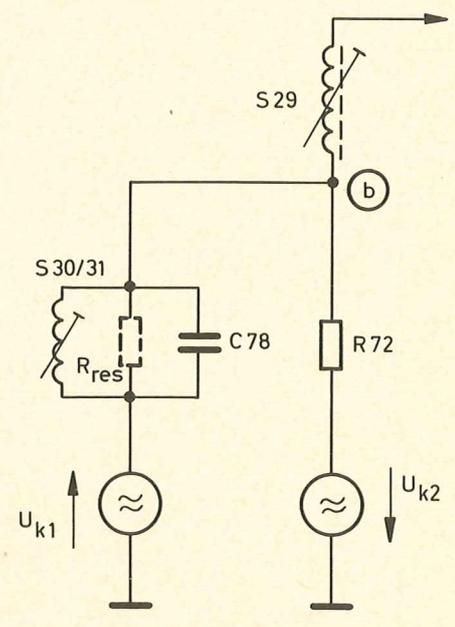


Abb. 6

Veränderung ihres Wertes eine Stromänderung im Schwingkreis und damit eine Resonanzfrequenz-Verschiebung hervor.

Bei größer werdender negativer Regelspannung wird sowohl die Steilheit der Röhre als auch die Gitter-Katoden-Kapazität kleiner. Man muß nun erreichen, daß sowohl bei schwach geregelter Röhre (große Steilheit, große Gitter-Katoden-Kapazität), als auch bei starker Regelung (kleine Steilheit, kleine Gitter-Katoden-Kapazität) der fließende Gitter-Wechselstrom I_g konstant ist. Da der Gitter-Wechselstrom I_g direkt proportional der Steuerspannung U_{st} und der Größe der Gitter-Katoden-Kapazität ist, muß bei kleiner werdender Gitter-Katoden-Kapazität die Steuerspannung U_{st} im gleichen Verhältnis größer werden, wenn der Gitterstrom I_g sich nicht ändern soll. Dies bewirkt die an der Katoden-Kombination R55/R51/C58 abfallende Wechselspannung U_k . Wird nämlich durch eine größere Regelspannung die Gitter-Katoden-Kapazität kleiner, so sinkt auch die Katodenspannung U_k durch die kleiner gewordene Röhrensteilheit. Eine Verkleinerung der Katodenspannung U_k bedeutet aber ein Anwachsen der Steuerspannung U_{st} , so daß sich dann die kleiner werdende Gitter-Katoden-Kapazität und die größer werdende Steuerspannung die Waage halten. Der Gitter-Wechselstrom I_g bleibt daher konstant. Für den Gitterkreis liegt also zwischen Steuergitter und Masse eine scheinbare Kapazität C' , die in ihrer Größe von der Regelspannung unabhängig ist. Die Katoden-Kombination ist so dimensioniert, daß im gesamten Regelbereich eine gleichmäßige und praktisch konstante kapazitive Belastung des Gitterkreises stattfindet.

Die Abb. 5 und 6 zeigen die Verkopplung des Bandfilters im Anodenkreis der letzten Bild-ZF-Stufe R6 11. Die Verbindung der Koppelspule S27/28 mit dem Sekundärkreis S29 wird in einer Brückenschaltung ausgeführt. Die Mitte der Koppelschleife S27/28 liegt an Masse, dadurch entstehen zwei Teilspannungen, U_{k1} und U_{k2} , die in Gegenphase liegen. Im oberen Brückenweig liegt der Sperrkreis S30/31-C78 und im unteren Brückenweig der Widerstand R72. Am Punkt "b" steht damit die Summe der beiden über die Brückenweige übertragenen Spannungskomponente U_{k1} und U_{k2} . Am Punkt "b" herrscht dann keine Spannung, wenn das Verhältnis zwischen U_{k1} zum Resonanzwiderstand des Sperrkreises sich genau so verhält wie U_{k2} zum Widerstand R72. Ist die Spannung am Punkt "b" Null, findet keinerlei Verkopplung statt und es ist maximale Unterdrückung bei der Tonträgerfrequenz möglich.

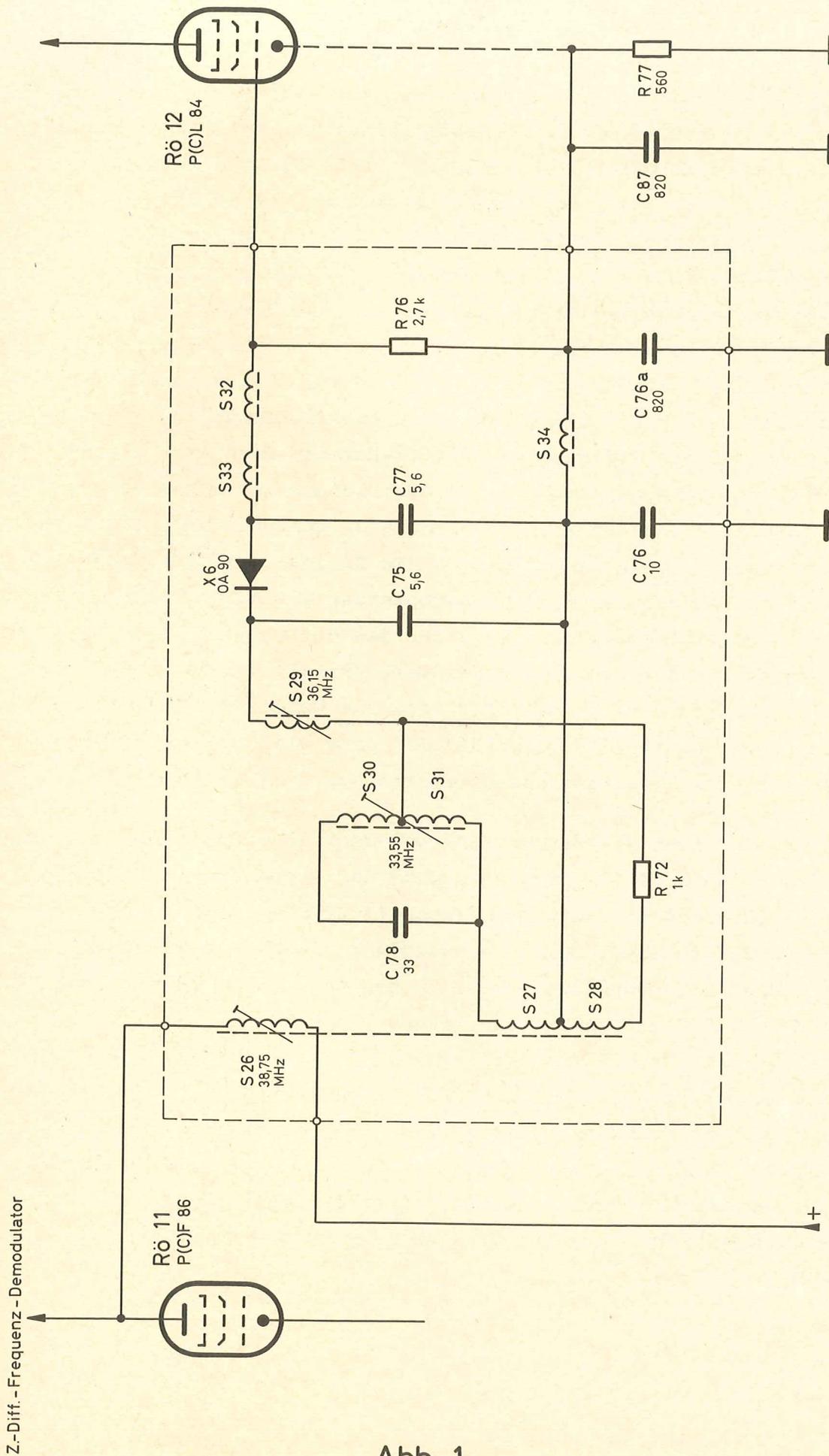


Abb. 1

Z.-Diff. - Frequenz - Demodulator

Durch die Spulen S27/S28 sind der Sekundärkreis S29 des letzten Bild-ZF-Filters und die ZF-Tonträgerfalle S30/S31 mit dem Primärkreis S26 verkoppelt. An S29 ist für die Video-Gleichrichtung die Germaniumdiode X6, eine OA 90, angeschlossen (Abb. 1). Der Dioden-Arbeitswiderstand wird durch R76 gebildet und beträgt 2,7 k Ω . Dieser kleine Wert ist erforderlich, wenn man das gesamte Video-Frequenzgebiet von 0 bis 5 MHz gleichmäßig verstärken will. Es liegt nämlich parallel zum Arbeitswiderstand die unvermeidliche Schalt- und Röhrenkapazität. Für R76 besteht diese Kapazität hauptsächlich aus der Röhreneingangs-Kapazität der Rö 12 und hat zusammen mit der Schaltkapazität einen Wert von ca. 15 pF. Zur Kompensation des an der oberen Bandgrenze auftretenden Spannungsabfalles sind die Spulen S33/S32 angeordnet. Sie bilden für die obere Bandgrenze mit der Röhreneingangs-Kapazität der Rö 12 einen Serienkreis und bewirken durch diese Resonanz eine Anhebung der hohen Frequenzen.

Damit die ZF-Reste mit ihren Oberwellen nicht in den Video-Verstärker eindringen, wird eine Absiebung über C77/C76/S34/C76a vorgenommen. Die ZF-Tonträgerfalle S30/S31 unterdrückt den ZF-Tonträger und verhindert dadurch an der Diode X6 die Entstehung eines 5,5 MHz-Mischproduktes (siehe B-b-VII).

Der Dioden-Arbeitswiderstand R76 ist gleichstrommäßig mit dem Gitter der Video-Endröhre verbunden, damit die Übertragung des Gleichspannungsmittelwertes des Sendersignals sichergestellt ist. Die komplette Schaltung des Video-Gleichrichters ist in Abb. 1 dargestellt.

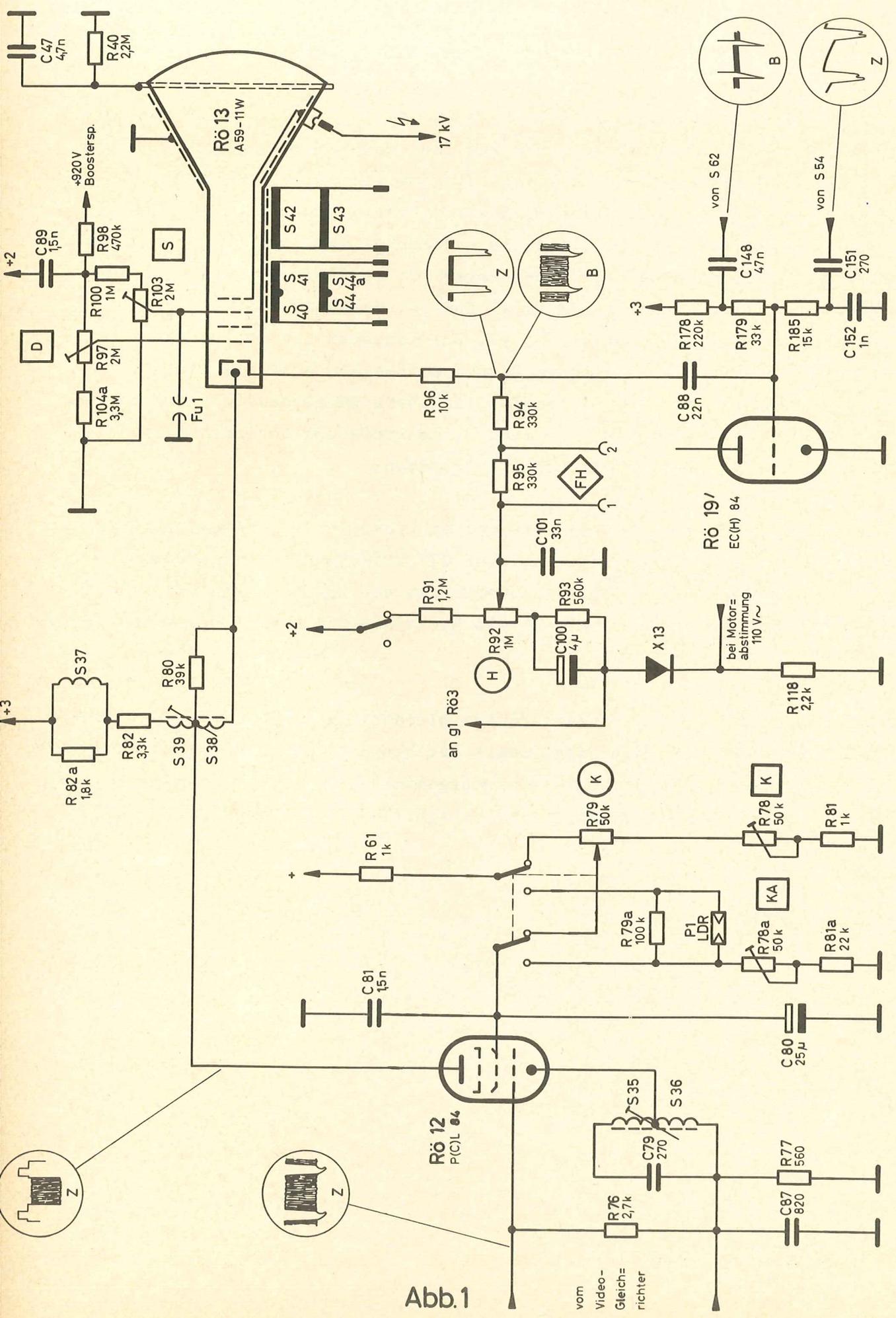


Abb. 1

Dem Video-Verstärker (Rö 12) wird von der Videodiode X6 das gleichgerichtete Bildsignal mit negativer Polarität zugeführt, so daß das Anodenspannungssignal die zur Katodenansteuerung der Bildröhre benötigte positive Polarität hat. Das von der Videodiode gelieferte Steuersignal liegt dabei zwischen Katode und Steuergitter der Rö 12 und wird nach erfolgter Verstärkung gleichstrommäßig bis zur Katode der Bildröhre geführt, damit unabhängig vom Bildinhalt ein konstanter Schwarzpegel für die Aussteuerung der Bildröhre zur Verfügung steht.

Die induktiv gekoppelten Spulen S38/S39 dienen ebenso wie die Spule S37/R82a zur Anhebung der oberen Video-Frequenzen und einer Korrektur des Phasenganges. R76 ist der niederohmige Arbeitswiderstand im Gitterkreis der Videoendröhre. Im Katodenzweig der Rö 12 liegt ein auf die Intercarrierfrequenz von 5,5 MHz abgestimmter Sperrkreis S35/S36-C79, durch den eine Ausblendung dieser Frequenz infolge der Gegenkopplungswirkung auftritt.

Die in Abb. 1 dargestellte Kontrast-Automatik bedeutet eine zusätzliche Bedienungs erleichterung durch ihre Eigenschaft, den Kontrast des Fernsehbildes bei wechselnder Raumbelichtung so nachzuregeln, daß immer das günstigste Kontrastverhältnis zur Umfeldbeleuchtung erhalten bleibt. Dies bedeutet, daß z.B. bei größer werdender Raumbelichtung auch der Kontrastumfang des Fernsehbildes wachsen muß. Größerer Kontrast wird durch größere Schirmgitterspannung an der Videoendröhre erzielt. Es wird hiermit die Katodengleichspannung der Rö 12 verändert und damit über die Vorspannung der getasteten Regelspannungsstufe die Regelspannung des Bild-ZF-Verstärkers und des Kanalwählers verändert (siehe B-e-VIII). Soll dies automatisch geschehen, so muß ein Spannungsteiler mit einem Widerstand benutzt werden, der seinen Wert mit dem einfallenden Licht ändert. Zu diesem Zweck ist der Schirmgitter-Spannungsteiler am Video-Verstärker Rö 12, bestehend aus dem Kontrastregler R79 und dem Vorregler R78, über einen Schalter geführt. Parallel dazu, gleichfalls über einen Schalter, ist ein zweiter Spannungsteiler, bestehend aus dem Widerstand R81a, dem Vorregler R78a und dem LDR (lichtabhängiger Widerstand) P1 angeordnet. Der Parallel-Widerstand R79a engt den Regelbereich des LDR ein. Der Schalter ist mechanisch mit dem Kontrastregler verbunden und schaltet bei Linksanschlag dieses Reglers auf Kontrast-Automatik um. Die Wirkungsweise des Kontrastreglers R79 übernimmt dann der LDR. Seine spezifische Eigenschaft ist es, den Widerstand über einen großen Bereich proportional mit dem einfallenden Licht zu ändern, d.h. bei großer Helligkeit verringert sich sein Widerstand, während bei kleinerer Helligkeit sich dieser vergrößert.

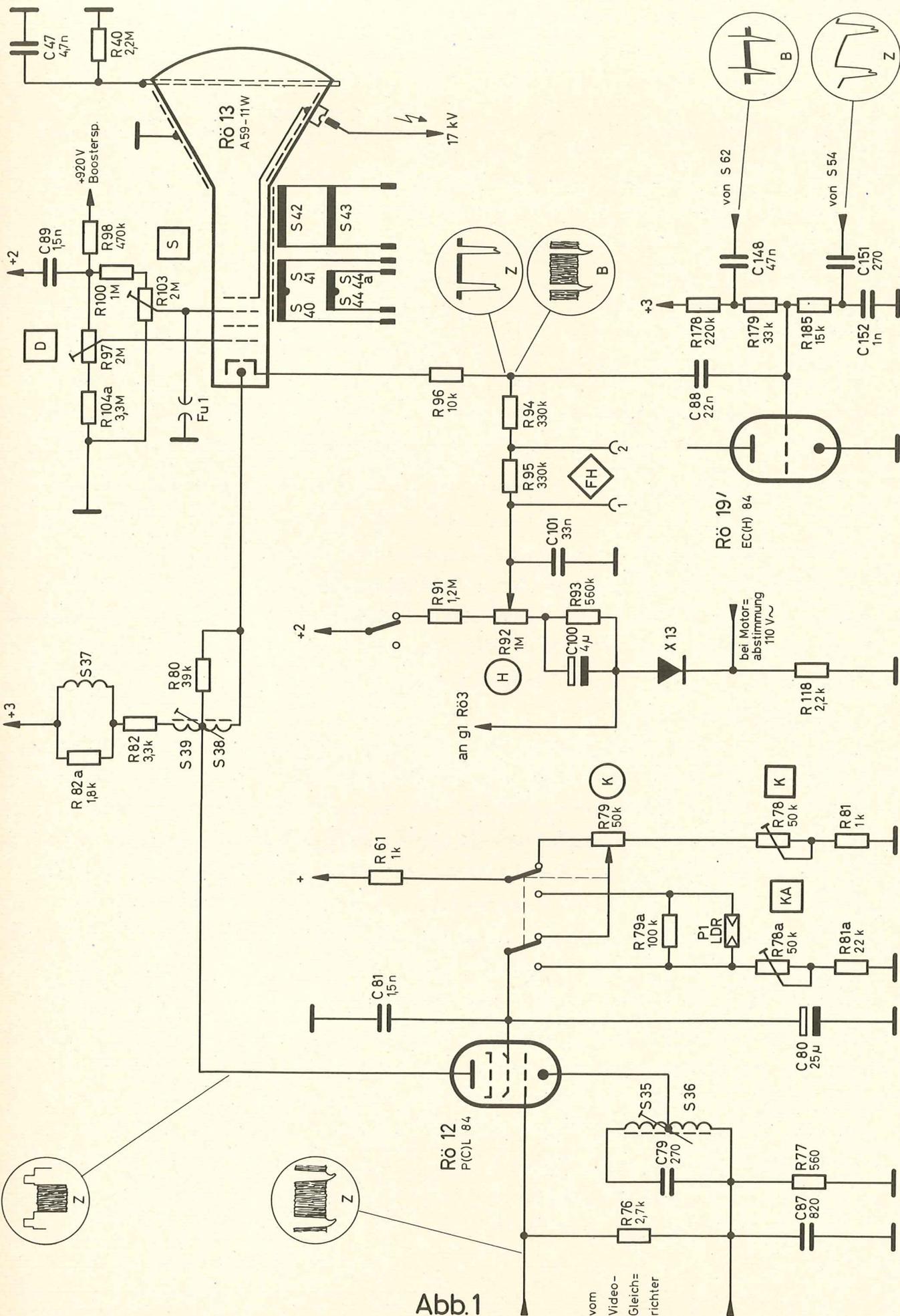


Abb. 1

vom Video-Gleichrichter

Somit wird er über den Spannungsteiler das Schirmgitter von Rö 12 bei großer Helligkeit positiver machen und bei kleinerer Helligkeit negativer. Dies bedeutet, daß bei größerer Helligkeit auch automatisch sich ein größerer Kontrast einstellt. Es ist hierdurch sichergestellt, daß der subjektive Bildeindruck - unabhängig von der Raumbelichtung - immer der gleiche bleibt. Mit R78a ist eine Grundeinstellung des richtigen Arbeitspunktes der Automatik möglich.

Die Helligkeitsregelung wird mit dem Potentiometer R92 im Gitterzweig der Bildröhre vorgenommen. Der Fußpunkt des Helligkeitsreglers R92 liegt über R118 und die Diode X13 an der RC-Kombination R93/C100. Die Zeitkonstante dieses RC-Gliedes ist so groß gewählt, daß beim Ausschalten des Gerätes die Spannung nur langsam abklingt. Man erreicht hierdurch eine automatische Leuchtfleckunterdrückung, da die positive Restspannung an R93/C100 die nach dem Ausschalten noch von der Katode der Bildröhre emittierten Elektronen absaugt.

Die Schirmgitterspannung der Bildröhre Rö 13 wird vom Booster-Kondensator C125 nach einer Spannungsteilung an R98-R97-R104a abgenommen. Mit R97 läßt sich die Dunkelspannung an der Bildröhre einstellen, d.h. es wird der Aussteuerbereich auf eine definierte Größe festgelegt (Einstellung siehe Service-Dokumentation). Um optimale Fokussierung einstellen zu können, ist zum vorgenannten Spannungsteiler R97-R104a ein Potentiometer R103 parallel geschaltet, an dem die Fokusselektrode angeschlossen ist.

Um auch bei größerer Bildhelligkeit die Zeilen- und Bildrückläufe unsichtbar zu halten, werden dem Wehneltzylinder der Bildröhre aus den beiden Kippgeräten über C151 und C148 negative Rückschlagimpulse zugeführt. Da die Wehneltspannung einen großen Steuereinfluß auf die Bildhelligkeit ausübt, ist Rö 19' als zusätzliche Begrenzungs- und Glättungsdiode geschaltet (Abb.1). Damit wird der über der Wechselspannungs-Nulllinie liegende Ausschwingvorgang des Zeilenrückschlagimpulses und der Sägezahnverlauf zwischen den vertikalen Rückschlagimpulsen durch die Diodenstrecke begrenzt und eine konstante Helligkeitssteuerung während der Hinlaufzeiten sichergestellt.

Während des UHF-Motor-Abstimmvorganges wird die Bildröhre und die Ton-Endstufe gesperrt. Hierzu wird die während des Motorlaufs an R118 abfallende Wechselspannung von 110 V dem Selen-Gleichrichter X13 zugeführt. Damit steht am Fußpunkt des Helligkeitsreglers beim UHF-Abstimmvorgang eine negative Spannung von 150 Volt, so daß die Bildröhre dunkel gesteuert wird. Gleichzeitig liegt diese Spannung über den Gitterableitwiderstand am Steuergitter der Tonendstufe.

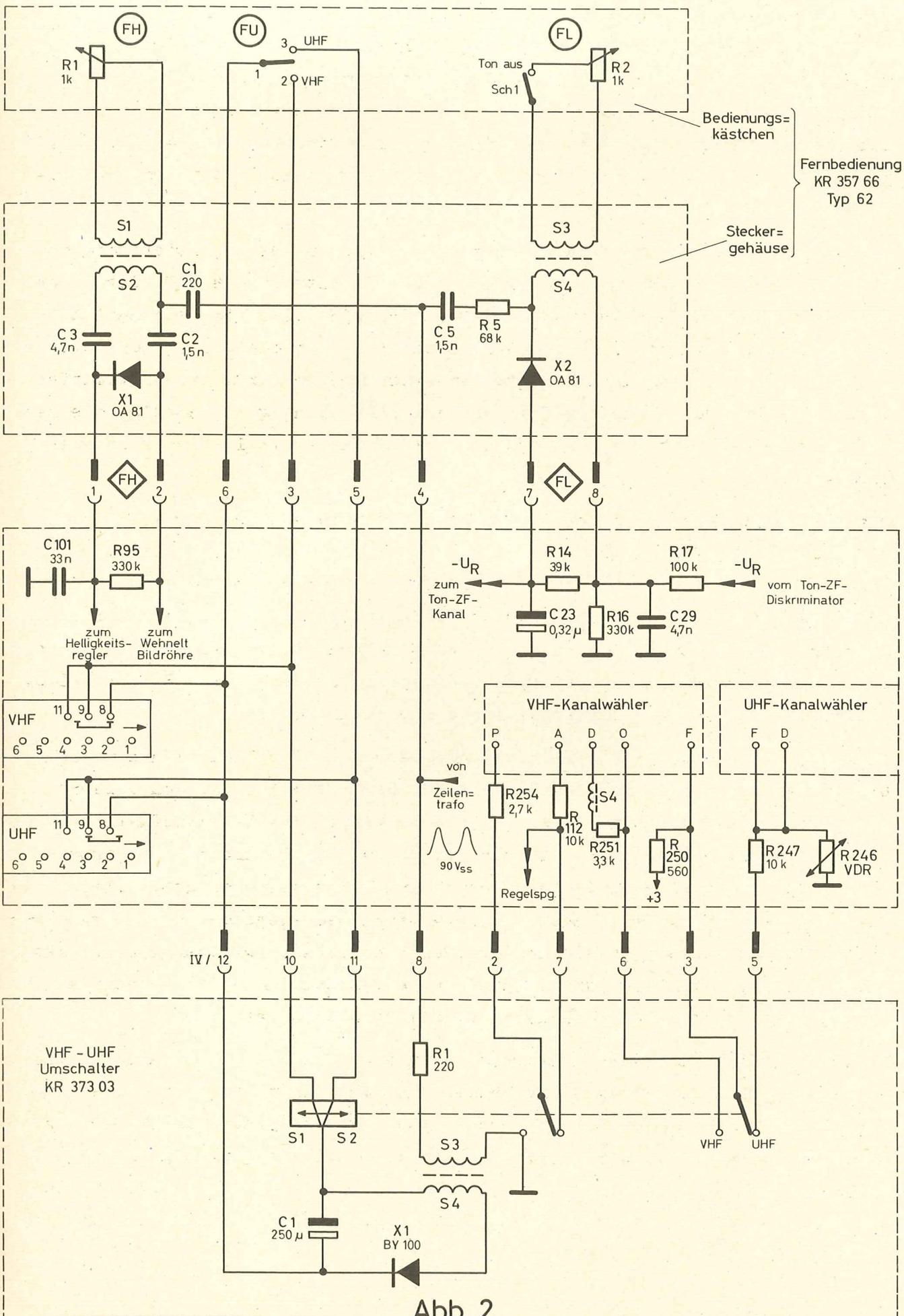


Abb. 2

Fernbedienung

Die zur Anwendung kommende Fernbedienung KR 357 66 gestattet die Regelung von Helligkeit und Lautstärke und hat eine Drucktaste "Ton aus" sowie eine Steuereinrichtung zur wahlweisen Umschaltung des Empfängers auf VHF- oder UHF-Empfang. In Abb. 2 ist die Gesamtschaltung dargestellt. Man erkennt, daß die komplette Fernbedienung aus zwei Einheiten besteht, wobei die Bedienungseinheit galvanisch vom Empfängerchassis getrennt ist. Das mit dem Anschlußstecker verbundene Kästchen enthält zwei Gleichrichterkreise, die von einer dem Zeilentrafo entnommenen Parabelspannung gespeist werden. Die Zuführung der Parabelspannung geschieht über den Sockelstift 4. Sie gelangt in den Kreis für die Helligkeitsregelung über C1 an den Trafo S1/S2 und über C2 an die Diode X1. R95 bildet den Arbeitswiderstand, während C3 und C101 die Verbindung nach Masse herstellen. Die Größe der an R95 stehenden Richtspannung wird durch das Potentiometer R1 parallel zu S1 bestimmt, wobei Kurzschluß von R1 kleinste abfallende Richtspannung und damit größte Helligkeit bedeutet. Dem zweiten Kreis wird die Parabelspannung über C5/R5 zugeführt. Für die Diode X2 ist R14 der Arbeitswiderstand. Die über diesen Widerstand abfallende Richtspannung wirkt als zusätzliche Regelspannung des Ton-ZF-Kanals. Ein Kurzschluß von R2 hat wieder kleinste negative Spannung und damit größte Verstärkung des Ton-ZF-Kanals zur Folge. Durch die Aufhebung der von R2 gebildeten Bedämpfung der Wicklung S3 bei Betätigung der Drucktaste "Ton aus" entsteht umgekehrt größte negative Spannung und führt zur Sperrung des Ton-ZF-Kanals.

Bei der Wahl zwischen VHF- und UHF-Empfang werden die Speisespannungen der VHF- und UHF-Kanalwähler mit den Kontakten der VHF-Taste umgeschaltet. Bei der Verwendung einer Fernbedienung übernimmt ein elektromagnetischer Umschalter, der kombiniert mit einem Speiseteil eine Einheit bildet, die Funktion der Spannungsumschaltung. Zur Steuerung der elektromagnetischen Umschaltung befindet sich in der Fernbedienungseinheit ein einpoliger Federkontaktschalter, der in Mittellage seine Ruhestellung hat. Seine Kontakte sind den VHF/UHF-Tastenkontakten 8, 9 und 11 des Gerätes parallel geschaltet. An den Anschluß 1 gelangt über den Sockelstift 6 eine positive Gleichspannung. Die Kontakte 2 und 3 sind mit den beiden Enden einer Magnetwicklung verbunden, deren Mitte am negativen Pol der Speisespannung liegt und in deren Feld ein Anker mechanisch mit dem Umschalter verbunden ist. Bei Betätigung des Federkontaktschalters nach links oder rechts ist der Stromkreis über jeweils einem Teil der Magnetwicklung geschlossen und der Anker wird je nach Polarität den Umschalter betätigen. Die Versorgungsspannung ist, wie bei der Fernbedienung,

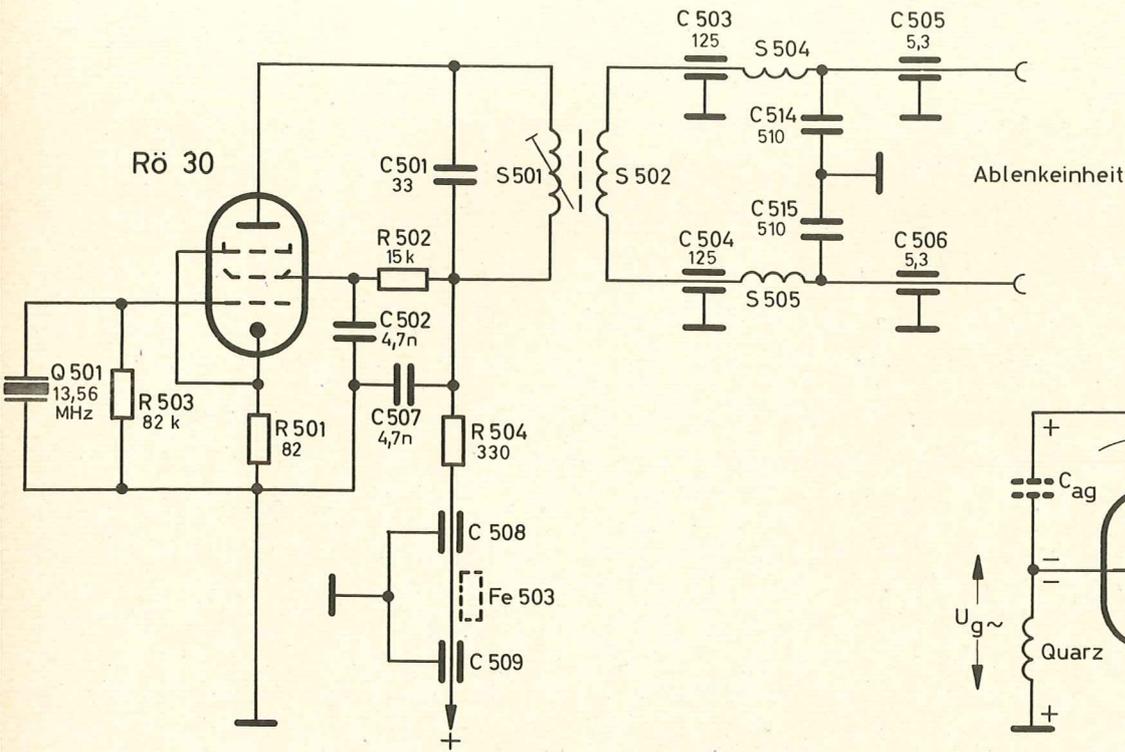


Abb. 3

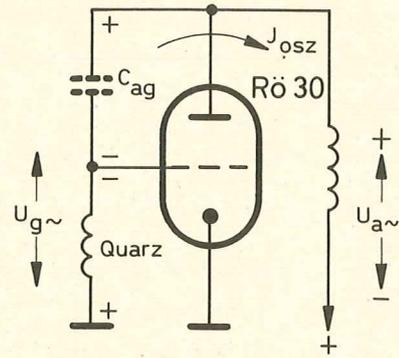


Abb. 4

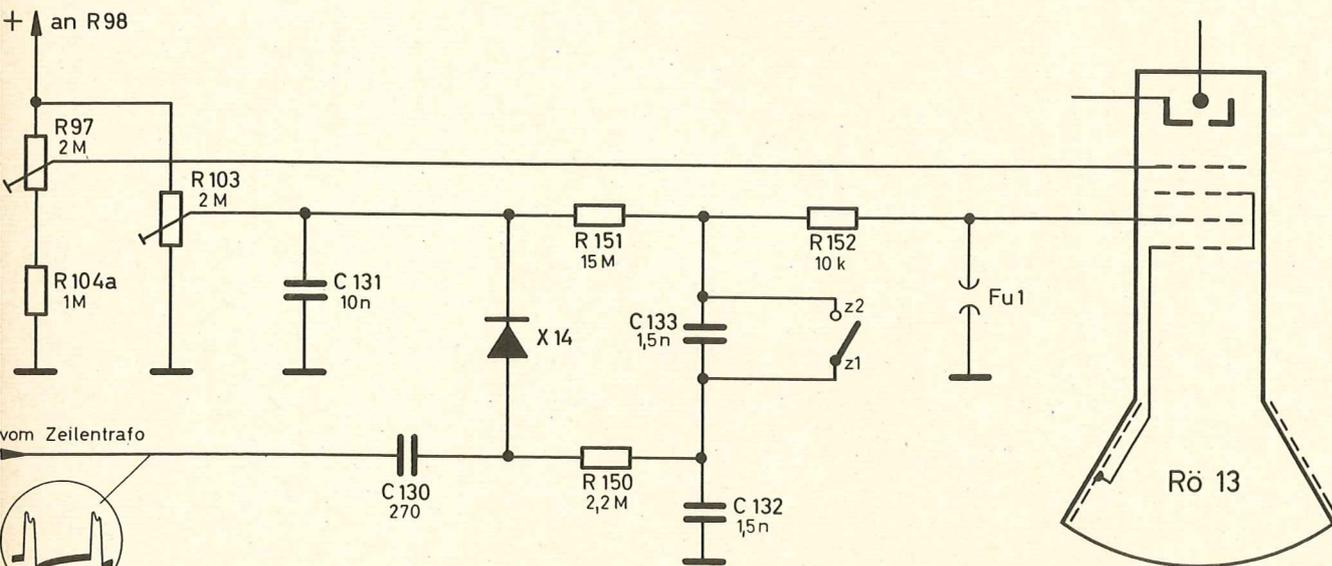


Abb. 1

parabelförmig und wird dem Zeilentrafo entnommen. Zur galvanischen Trennung vom Chassis bzw. vom Netz dient der Impulstrafo S3/S4. Die an S4 stehende Parabelspannung wird durch X1 (BX 100) gleichgerichtet und steht am Kondensator C1 als Steuerspannung für den magnetischen Umschalter zur Verfügung.

Spotwobbel-Einheit

Für das Spotwobbeln wird eine von einem getrennten Oszillator (13,56 MHz) erzeugte Sinusspannung auf eine Zusatzwindung der Ablenkeinheit gegeben. Hierdurch schreibt der Elektronenstrahl keine geraden Zeilen mehr, sondern sinusförmige Linien. Es wird dadurch das Zeilenraster aufgelöst.

In Abb. 3 ist die gesamte Schaltung des Spotwobbel-Generators dargestellt. Als Oszillator, mit der Frequenz 13,56 MHz, arbeitet eine EF 184 (Rö 30), wobei die erforderliche Frequenzkonstanz durch einen Quarz Q501 sichergestellt wird. Die Rückkopplung der Oszillatorschaltung wird über die innere Röhrenkapazität C_{ag} zwischen Anode und Steuergitter erzielt (siehe Abb. 4). Der Quarz im Gitterkreis schwingt in Serienresonanz mit einer induktiven Komponente. Der abstimmbare Anodenkreis wird so eingestellt, daß sein Wechselstrom-Widerstand für die Oszillatorfrequenz gleichfalls induktiv ist ($f_{kreis} > f_{osc}$). Aus Abb. 4 ist zu ersehen, daß der Schwingkreisstrom am Quarz und an der Gitter-Anodenkapazität gegenpolige Spannungen hervorruft, wodurch die Rückkopplungsbedingung erfüllt ist. Der Anodenkreis ist abstimmbare angeordnet, damit in jedem Fall eine Einstellung vorgenommen werden kann, bei der die Oszillatorschaltung sicher anschwingt. Die Auskopplung der Schwingung erfolgt über die Spule S502. Die Drosseln S504 und S505 stellen mit C514 und C515 einen Tiefpaß dar, so daß die Oberwellen des Oszillators abgesiebt werden.

Für die Stufe B-d-XIII gilt der im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Aufbau mit Ausnahme der Kontrastautomatik, Fernbedienung und Spotwobbeleinheit. Ergänzend hierzu wird eine elektrostatische Defokussierung angewandt. Im nebenstehenden Schaltungsausschnitt ist zu erkennen, daß ein positiver Rückschlagimpuls vom Zeilentrafo der Diode X14 zugeführt wird. Der Arbeitswiderstand wird durch den hochohmigen Widerstand R151 gebildet. Bei geschlossenem Schalter (Z 1 - 2) steht am Verbindungspunkt R151/152 eine durch Gleichrichtung des Rückschlagimpulses gewonnene negative Spannung, die über R152 zum Fokussgitter der Bildröhre geführt wird. Hierdurch findet eine Defokussierung des Elektronenstrahles statt.

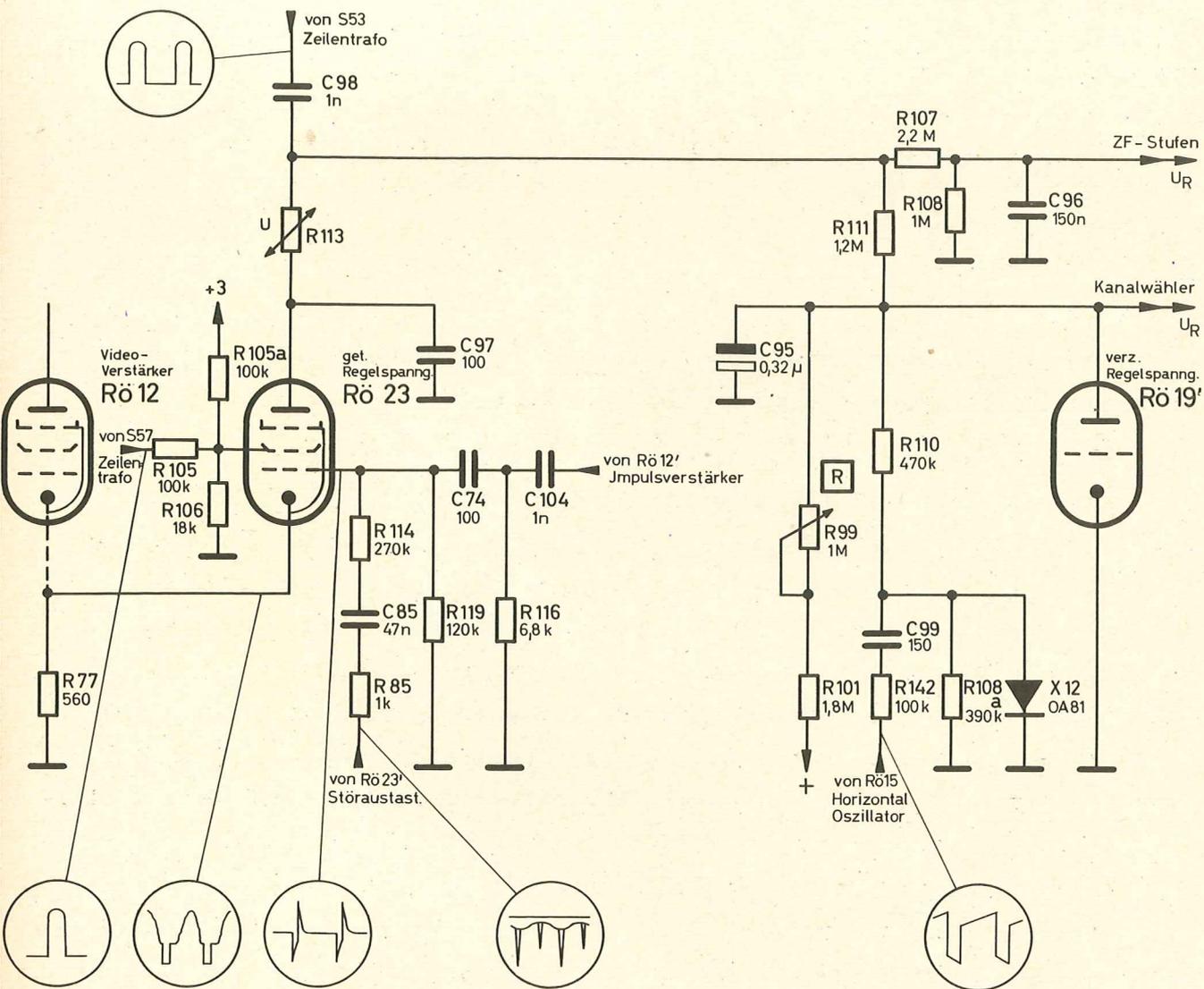


Abb. 1

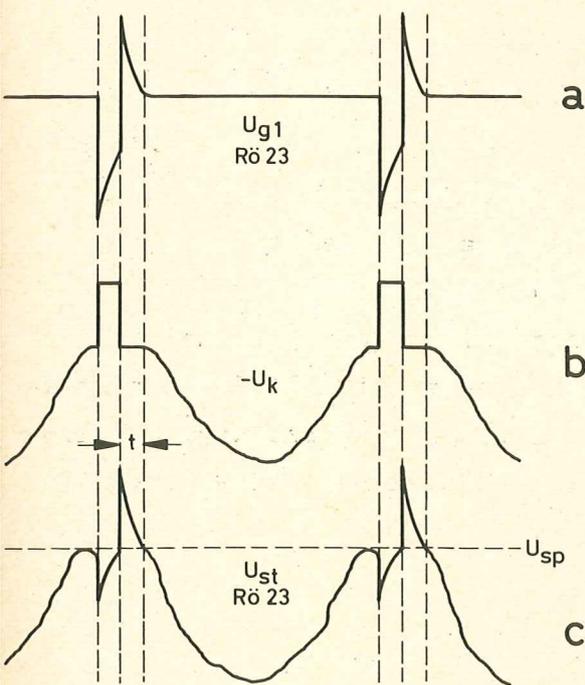


Abb. 2

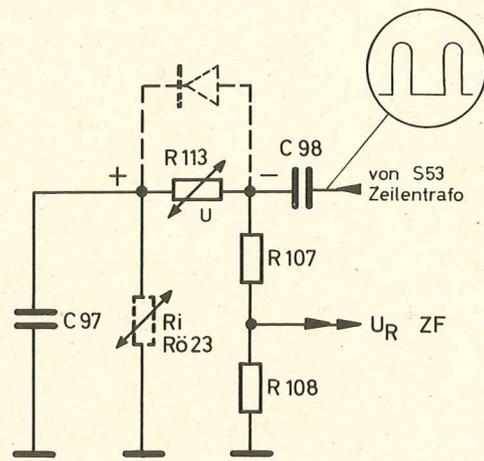


Abb. 3

Die in Abb. 1 dargestellte Schaltung dient zur Erzeugung einer Regelspannung für den Bild-ZF-Verstärker und für den Kanalwähler. In der Schaltung arbeitet die Pentode Rö 23 und der im Anodenkreis liegende VDR (spannungsabhängiger Widerstand) R113 für die eigentliche Regelspannungsgewinnung, während die Triode Rö 19', zwischen Katode und Anode als Verzögerungsdiode geschaltet, den Einsatz der Kanalwähler-Regelspannung bestimmt.

Die Regelspannungsgewinnung muß so aufgebaut sein, daß sie nur auf die Teile des Videosignals anspricht, die vom Bildinhalt unabhängig sind, nämlich die Synchronsignale. Diese ändern ihre Amplitude nur, wenn die Feldstärke des Senders sich ändert und sind somit ein exaktes Maß für die notwendige Regelung. Um eine Regelspannung zu bekommen, die in ihrer Größe unabhängig von Phasen- bzw. Frequenzdifferenzen zwischen Zeilensynchron- und Oszillatorfrequenz ist, wird der Zeilenrückschlagimpuls durch den VDR 113 gleichgerichtet. Durch die Gleichspannung an der Anode der Rö 23 wird das Einfangen des Horizontal- und auch des Vertikaloszillators durch die Synchronimpulse wesentlich erleichtert. Die Abb. 3 zeigt die Ersatzschaltung für diesen Fall. Der Auftastimpuls wird über C98 diesem VDR 113 zugeführt. R108 und R107 bilden die Arbeitswiderstände, während der durch die Ansteuerung mit dem Synchronsignal veränderliche Innenwiderstand der Rö 23 parallel zu C97 die andere Seite des VDR 113 galvanisch mit Masse verbindet.

Somit hat die Rö 23 mit ihrem Gleichstrom-Innenwiderstand, der durch die Aussteuerung mit dem Synchronsignal bestimmt wird, einen Einfluß auf die Gleichspannung. Der Aussteuerbereich der Regelspannungsverstärkeröhre Rö 23 wird so dimensioniert, daß nur die Synchronimpulse einen Einfluß auf den Anodenstrom ausüben können.

Da die Gleichrichter-Eigenschaften eines VDR von der Arbeitsweise der Diode in gewissen Punkten abweicht, soll hierauf noch einmal eingegangen werden. In Abb. 4d ist die Kennlinie eines VDR und in Abb. 4a die Kennlinie einer Diode wiedergegeben. Der Unterschied besteht darin, daß beim VDR die Kennlinie symmetrisch verläuft, während die Diode einen ausgeprägten Durchlaßbereich (steiler Kennlinienverlauf) und einen entsprechenden Sperrbereich (flacher Kennlinienverlauf) aufweist.

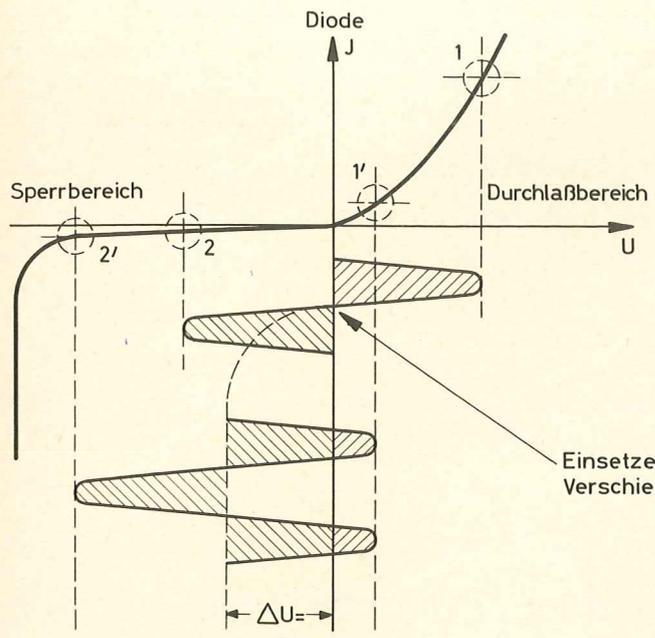


Abb. 4a

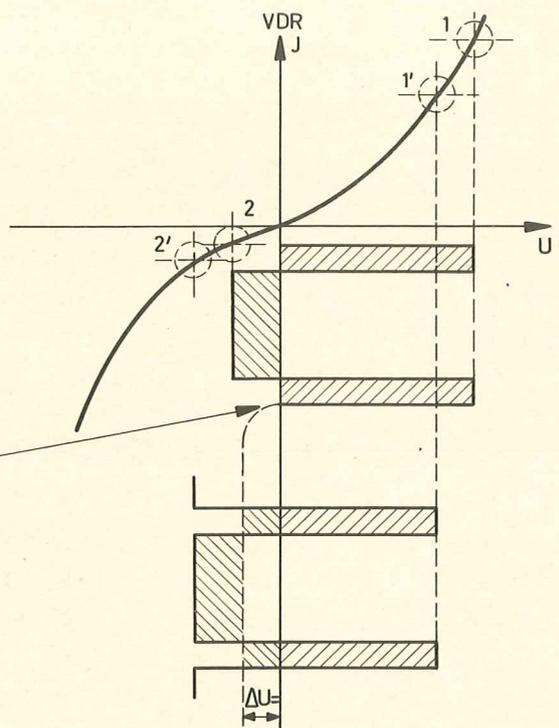


Abb. 4c

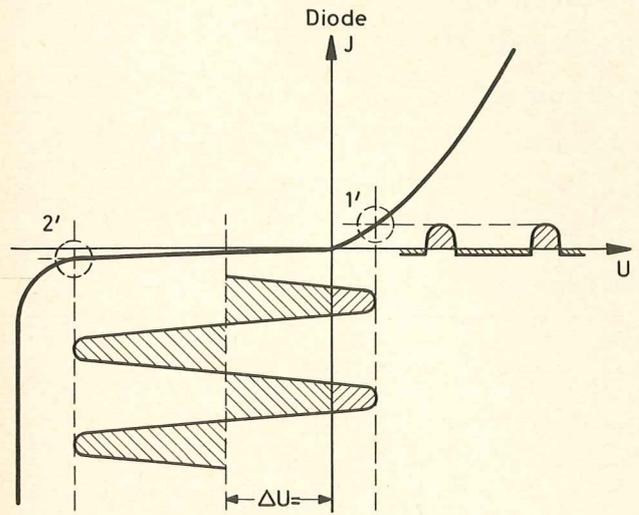


Abb. 4b

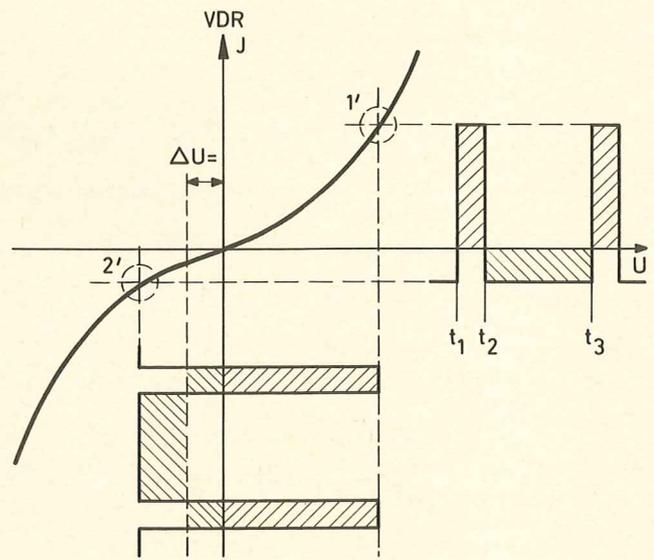


Abb. 4d

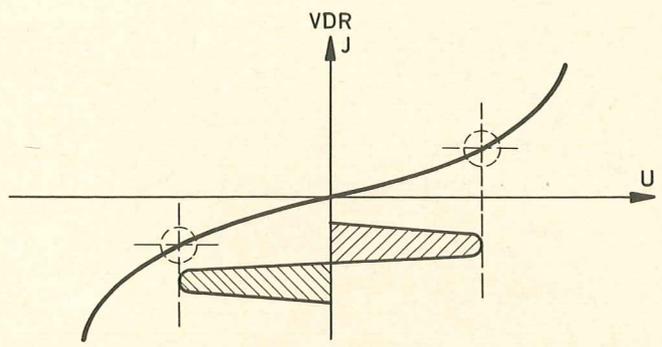


Abb. 4e

Der Gleichgewichtszustand jeder Gleichrichterschaltung ist dann erreicht, wenn die vom Kondensator während des Sperrbereiches der Diode abfließende Ladung gleich der zufließenden Ladung im Durchlaßbereich ist. Eine Diode ist im Sperrbereich sehr viel hochohmiger als im Durchlaßbereich, so daß die Spitzen der Wechselspannung nur kurz in den Durchlaßbereich eintauchen, um den geringen Ladungsverlust während der Sperrzeit auszugleichen (Abb.4a). Bei der Kennlinie des VDR (Abb. 4e) ruft eine symmetrische Spannung, wie z.B. die Sinusspannung, keinerlei Gleichrichtereffekt hervor, da sowohl im positiven, als auch im negativen Kennlinienteil die gleichen Ladungsmengen ab- und zufließen. Wird jedoch dem VDR eine unsymmetrische Wechselspannung (Abb. 4c), wie z.B. der Zeilenrückschlagimpuls, zugeführt, so liegen die beiden Arbeitspunkte 1 und 2 auf verschiedenen stark gekrümmten Teilen der Kennlinie. Damit auch hier wieder ein Ladungsgleichgewicht entstehen kann, muß eine Verschiebung der Wechselspannung auf der Kennlinie derart stattfinden, daß zwei Arbeitspunkte sich einstellen, bei denen dieses Gleichgewicht gegeben ist. Es sind dies die beiden Punkte 1' und 2' in Abb. 4c bzw. 4d. Die Differenz zwischen der Wechselspannungs-Nulllinie und der VDR-Kennlinie ist die gewonnene Gleichspannung, die den Kondensator C98 negativ auflädt und die Regelspannung für den Empfänger darstellt (Abb.3). Wird die Regelspannungsverstärkerröhre RÖ 23 mit dem Synchronsignal angesteuert, so werden bei allen Regelvorgängen die Synchronimpulsspitzen auf gleichem Niveau gehalten. In Abb. 5 ist dies angedeutet für den Fall der Feldstärkeschwankung (Abb. 5a) und für die Kontrastregelung am Schirm- bzw. Steuergitter der Videoendröhre (Abb. 5b). Wenn bei Feldstärkeschwankungen z.B. das Eingangssignal größer wird, verschieben sich die Synchronimpulse weiter in den Aussteuerbereich der RÖ 23. Der Gleichstrom-Innenwiderstand der Röhre wird kleiner und die erzeugte Regelspannung größer, so daß das vergrößerte Eingangssignal stärker heruntergeregelt wird. Diese Regelung bezieht sich auf die Synchronimpulsspitze, deren Lage bis auf die notwendige Differenz, die für die Änderung der Regelspannung erforderlich ist, konstant gehalten wird.

Bei einer Vorspannungs-Änderung ($-U_0$) durch die Schirmgitterspannung (Kontrast-Regler) oder über die Fernbedienung als Gittervorspannung an der Videoendröhre wird der Gleichspannungs-Arbeitspunkt der Regelspannungsverstärkerröhre RÖ 23 verlagert. Eine Verkleinerung der Vorspannung ($-U_0$) ergibt eine positive Verschiebung der Synchronimpulse in der Aussteuer-

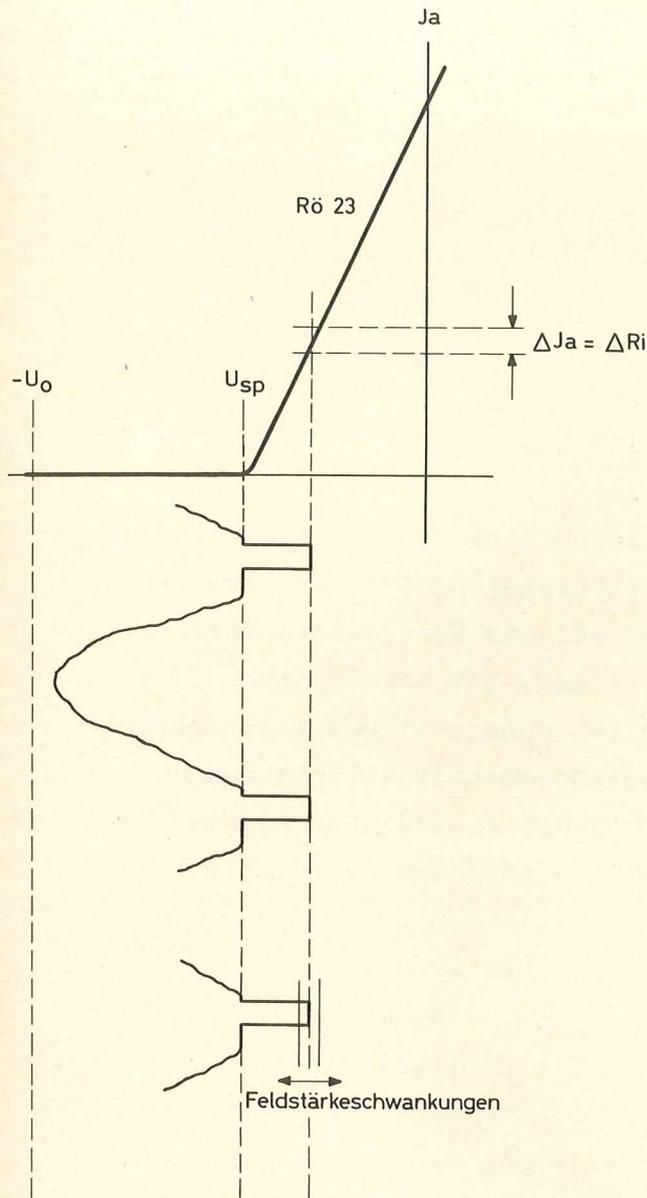


Abb. 5a

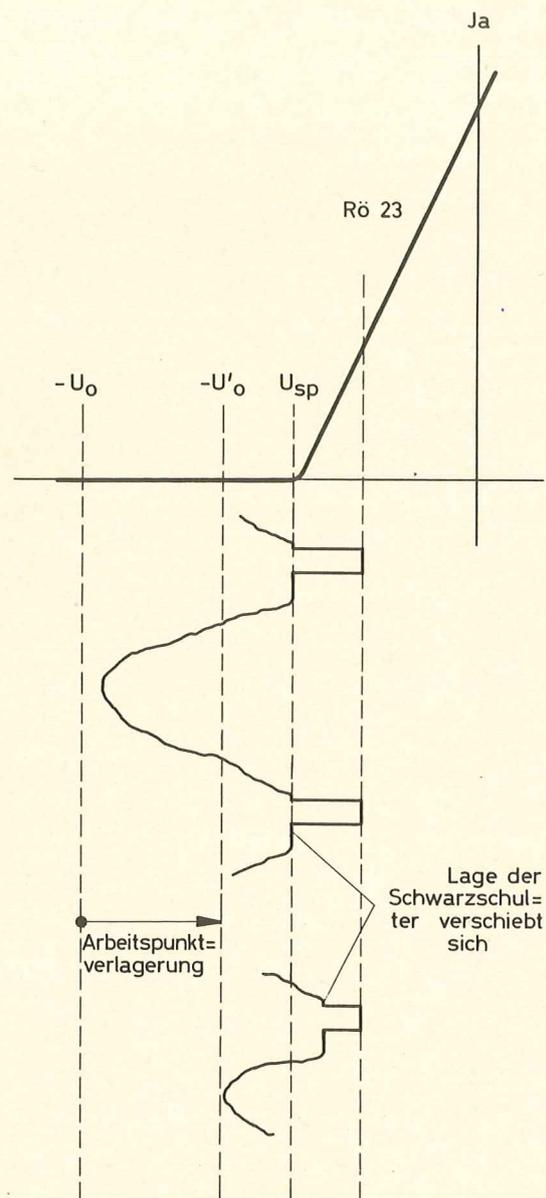


Abb. 5b

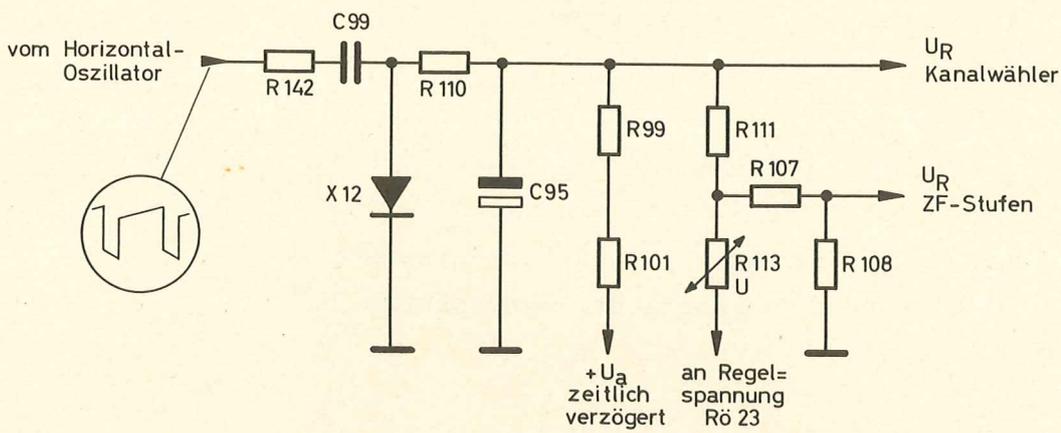


Abb. 6

Kennlinie und damit über einen kleineren Innenwiderstand eine größere Regelspannung, die wieder die Synchronimpulsspitzen auf gleichem Niveau festhält, wobei das Videosignal entsprechend kleiner werden muß. Es ist in Abb. 5b deutlich zu erkennen, daß bei konstanter Impulsspitze sich die Schwarzschulter in Abhängigkeit von der Größe des Videosignals verschiebt. Sinnvoller ist es daher, die Regelspannungs-Erzeugung von der Schwarzschulter und nicht von der Synchronimpulsspitze herzuleiten. Zu diesem Zweck wird nach der Synchronisations-Trennstufe (Rö 12') der von der Kontrasteinstellung amplituden-unabhängige Synchronimpuls in differenzierter Form der Regelspannungsverstärkerröhre zugeführt (Abb. 2a). Durch die Summierung des differenzierten Synchronsignals am Steuergitter mit dem Videosignal an der Katode wird in der eigentlichen Steuerspannung der Synchronimpuls ausgestastet und die hintere Schwarzschulter angehoben (Abb. 2). Da der differenzierte Synchronimpuls aufgrund der Abschneidung und Begrenzung in der Synchronisations-Trennstufe eine konstante Amplitude besitzt, ist nur über die Katoden-Gleichspannung und das dort vorhandene Videosignal die Schwarzschulter bestimmend für die Größe der zu erzeugenden Regelspannung.

Um zu verhindern, daß während der Zeitdauer des Vertikal-Synchronimpulses eine Änderung der Regelspannung auftritt, die sich als leichte Brummstörung bemerkbar machen kann, wird das Schirmgitter der Rö 23 über R105 mit einem positiven Zeilenrückschlagimpuls angehoben und so dieser Einfluß sehr stark reduziert.

Da die Regelspannungserzeugung nur arbeitet, wenn die Zeilenrückschlagimpulse vorhanden sind, kann während der Anheizzeit eine Übersteuerung des ZF-Verstärkers und damit ein sogenannter "Anheizbrumm" auftreten. Um dies zu verhindern, muß man eine kurz nach dem Einschalten vorhandene negative Spannung zur Sperrung des Kanalwählers benutzen und diese Spannung mit einer positiven Gegenspannung nach dem Aufheizen der Boosterdiode aufheben. In Abb. 6 ist dies dargestellt. Hierzu wird der Diode X12 eine vom Horizontal-Oszillator erzeugte Wechselspannung zugeführt. Durch Gleichrichtung entsteht eine negative Richtspannung in solcher Größe, daß sie über R110 den Kanalwähler sperrt. Erst nach dem Arbeitseinsatz der Zeilenendstufe stellt sich über R101/R99 eine stabilisierte positive Gegenspannung ein, die die negative Komponente wieder aufhebt und den endgültigen Arbeitspunkt für den Einsatz der verzögerten Regelspannung für den Kanalwähler bestimmt.

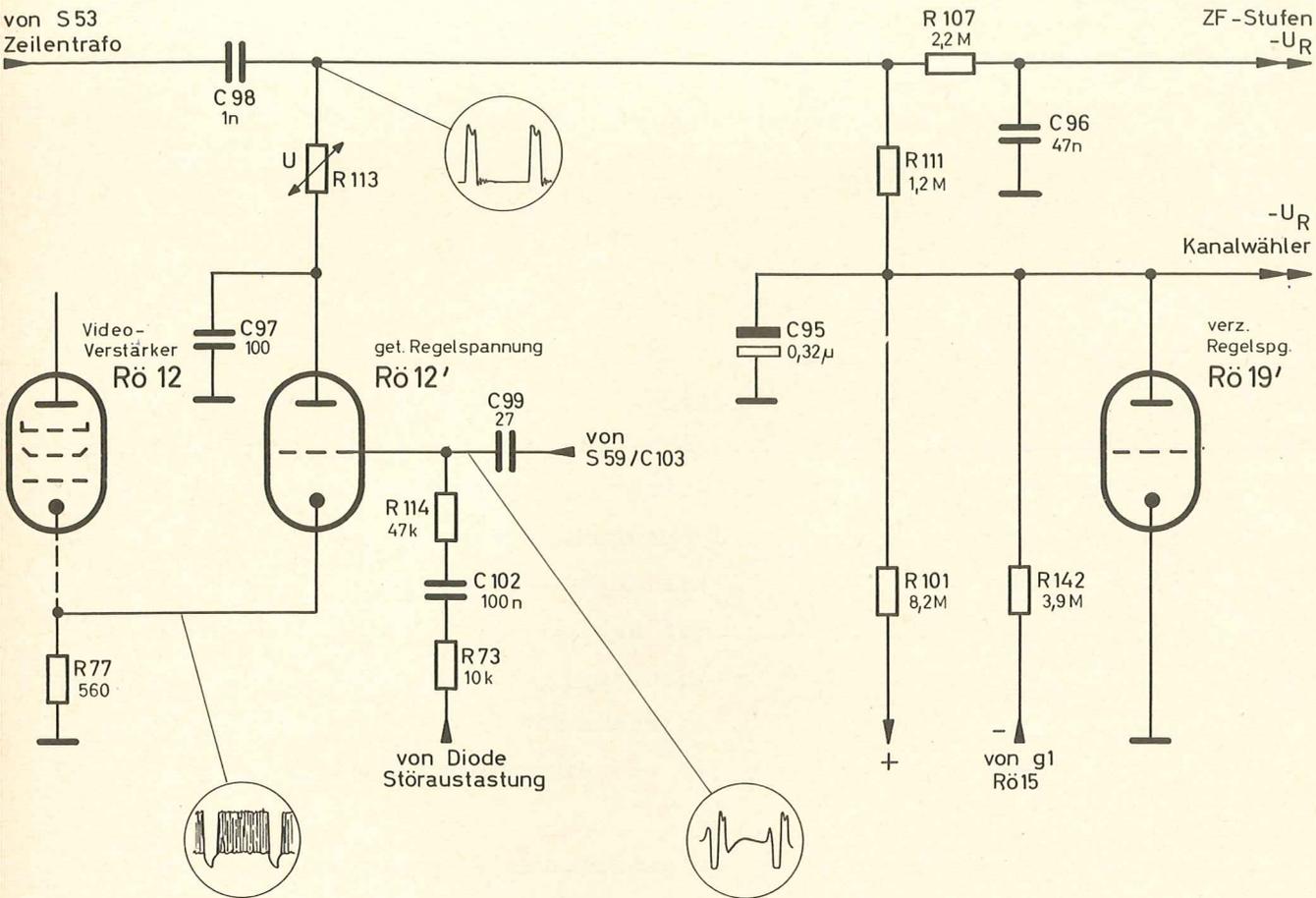


Abb. 1

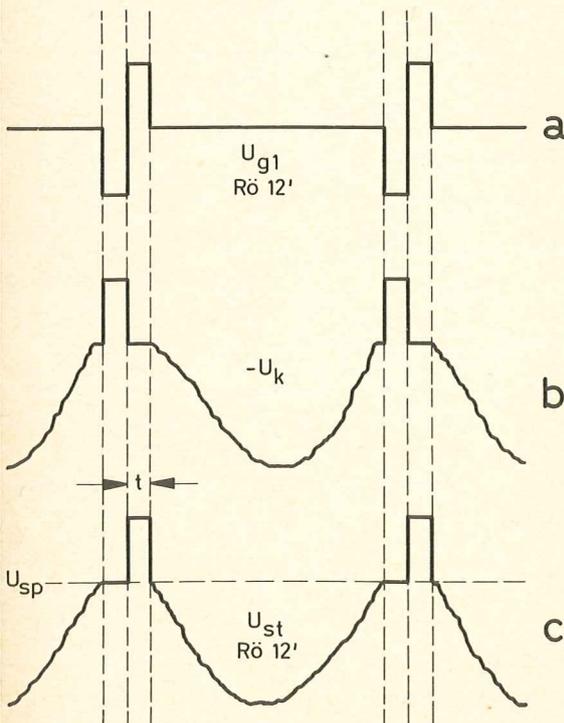


Abb. 2

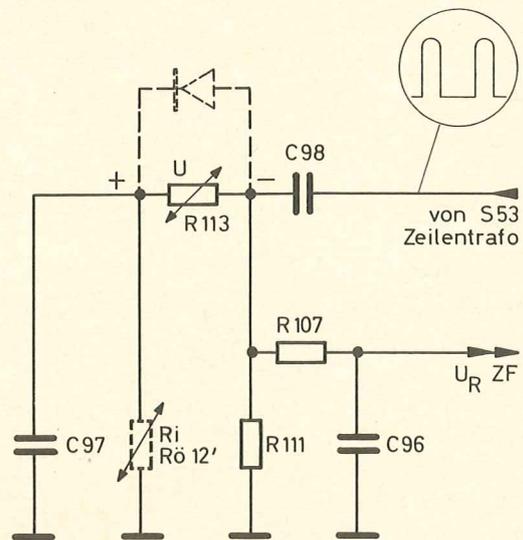


Abb. 3

Die Funktionsweise entspricht in ihren Grundzügen bis auf nachstehende Abweichungen der vorangegangenen Stufenbeschreibung B-e-VIII.

Zur Erzeugung der getasteten Regelspannung wird eine Triode R \ddot{O} 12' eingesetzt. Die Anodenspeisung über den VDR sowie die Katoden- und Gitteransteuerung wird mit den gleichen Impulsspannungen, wie in der vorangegangenen Stufenbeschreibung erklärt, vorgenommen. Es entfällt zur Anlaufbrummunterdrückung die Diode X12. Statt dessen wird die sich am Gitterwiderstand R134 des Horizontal-Oszillators R \ddot{O} 15 aufbauende negative Spannung zur Sperrung des Kanalwählers herangezogen. Nach dem Arbeitseinsatz der Zeilenendstufe stellt sich über R101 eine stabilisierte, positive Gegenspannung ein, die diese negative Komponente wieder aufhebt und den endgültigen Arbeitspunkt für den Einsatz der verzögerten Regelspannung für den Kanalwähler bestimmt.

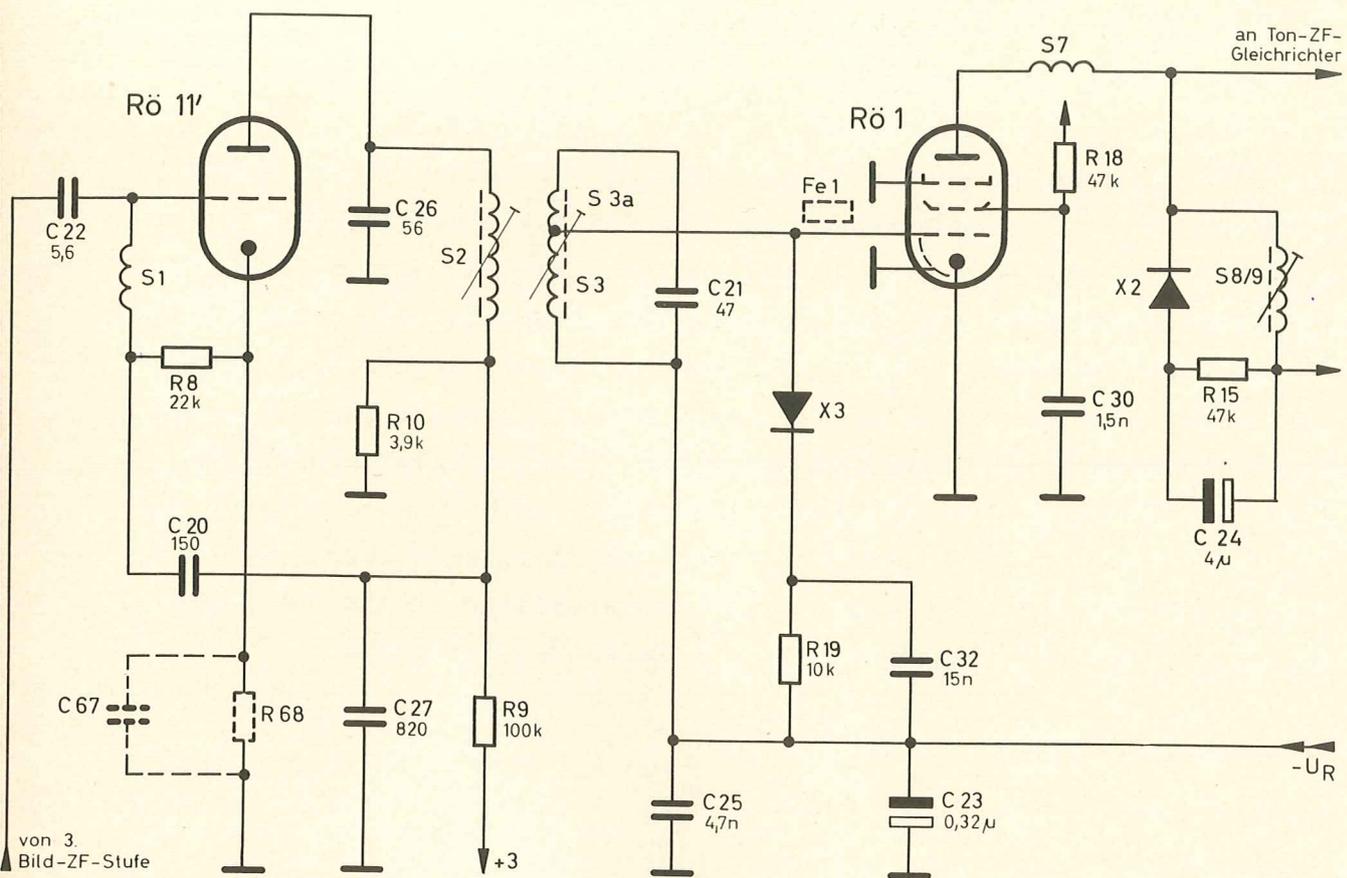


Abb. 1

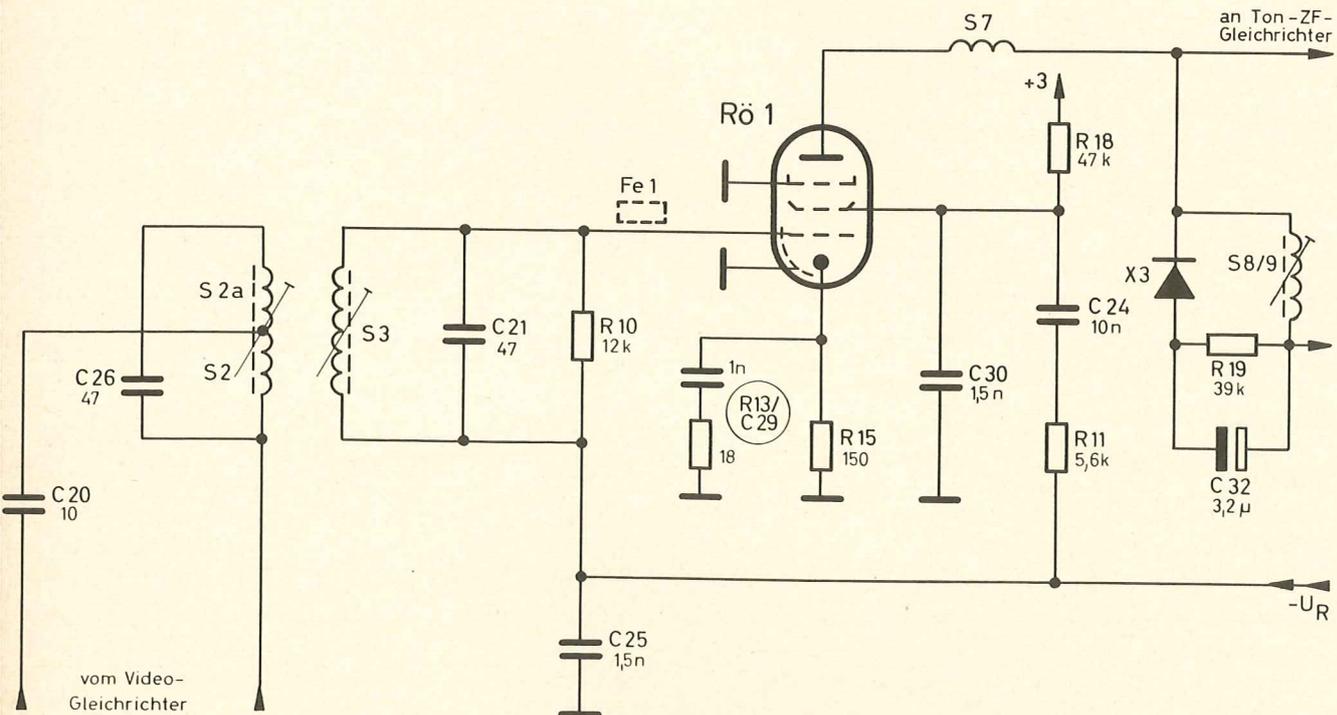


Abb. 1

Der in Abb. 1 dargestellte Ton-ZF-Verstärker besteht aus den beiden Röhren Rö 11' und Rö 1 mit den Begrenzungsdioden X2 und X3 und dem Bandfilter S2/S3. Von der Anode der letzten Bild-ZF-Verstärkerstufe wird der Bild- und Tonträger herausgekoppelt und dem Gitter der Triode Rö 11' zugeführt. Diese Röhre hat keine Gittervorspannung und besitzt durch Wahl einer kleinen Anodenspannung einen nur geringen Aussteuerungsbereich. Bei der Ansteuerung mit dem Bild- und Tonträger wird durch den fließenden Gitterstrom eine Gittergleichrichtung stattfinden. Es bildet sich aus der Bild- und Tonträgerfrequenz die Differenzfrequenz von 5,5 MHz, die von der Anode dem Bandfilter S2/S3 zugeführt wird. Durch die in einer getrennten Stufe, unabhängig vom Video-Gleichrichter, gewonnene Ton-ZF kann man die Moiré- und Tonstreifenstörung stärker unterbinden und dabei den Bildträger über einen größeren Frequenzbereich abstimmen (siehe B-b-VII). Am Gitter der zweiten Ton-ZF-Verstärkerstufe Rö 1 liegt zur Begrenzung vorhandener AM-Reste im Ton-ZF-Signal die Diode X3 mit dem RC-Glied R19/C32. Mit einer Regelspannung aus dem Ton-ZF-Diskriminator wird die Verstärkung des Ton-ZF-Kanals über die Regelung am Gitter der Rö 1 konstant gehalten. Im Ausgangskreis der Rö 1 liegt die Primärseite S8/S9 des Ton-ZF-Diskriminators. Parallel hierzu liegt die Germaniumdiode X2, die zusammen mit dem RC-Glied R15/C24 eine AM-Begrenzung des Ton-ZF-Signals vornimmt, da das RC-Glied über X2 eine gewisse Belastung des Kreises S8/S9 darstellt. Tritt z.B. ein plötzliches Ansteigen der ZF-Amplitude auf, so wird die Diode X2 stärker leitend und damit über R15/C24 den Kreis S8/S9 kräftiger bedämpfen. Die Folge der stärkeren Bedämpfung ist eine Abnahme der Verstärkung, so daß der ursprünglichen Amplitudenänderung entgegengewirkt wird.

B-f-II**Ton-ZF-Verstärker**

Der Ton-ZF-Verstärker mit der Stufenbezeichnung B-f-II ist einstufig mit der Röhre Rö 1 aufgebaut. Die Auskopplung und Gewinnung der 5,5 MHz Ton-ZF wird am Video-Gleichrichter nach dem Intercarrierprinzip vorgenommen. Von hier gelangt die Ton-ZF über das Bandfilter S2/S3 ans Gitter der Ton-ZF-Stufe Rö 1, die gleichzeitig mit einer Regelspannung aus dem Ton-ZF-Diskriminator geregelt wird. Die RC-Kombination an der Katode der Rö 1 sorgt durch die Gegenkopplungswirkung für eine konstante, von der Regelspannung unabhängige, kapazitive Belastung des Gitterkreises durch die Röhreneingangskapazität. Das RC-Glied C24/R11 vom Schirmgitter zum Fußpunkt des Gitterkreises nimmt eine AM-Gegenkopplung bei vorhandenen AM-Resten oder Störimpulsen vor.

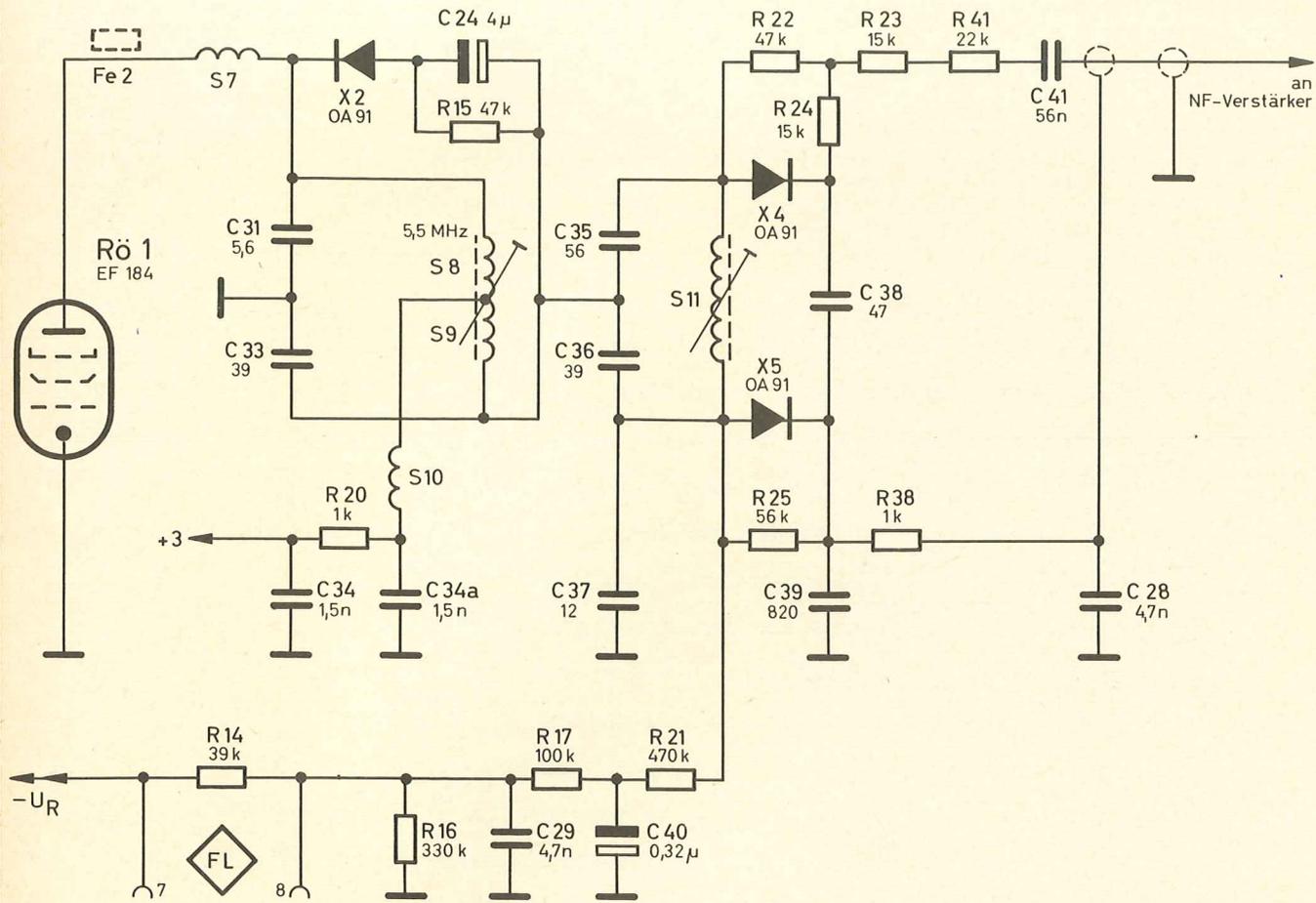


Abb. 1

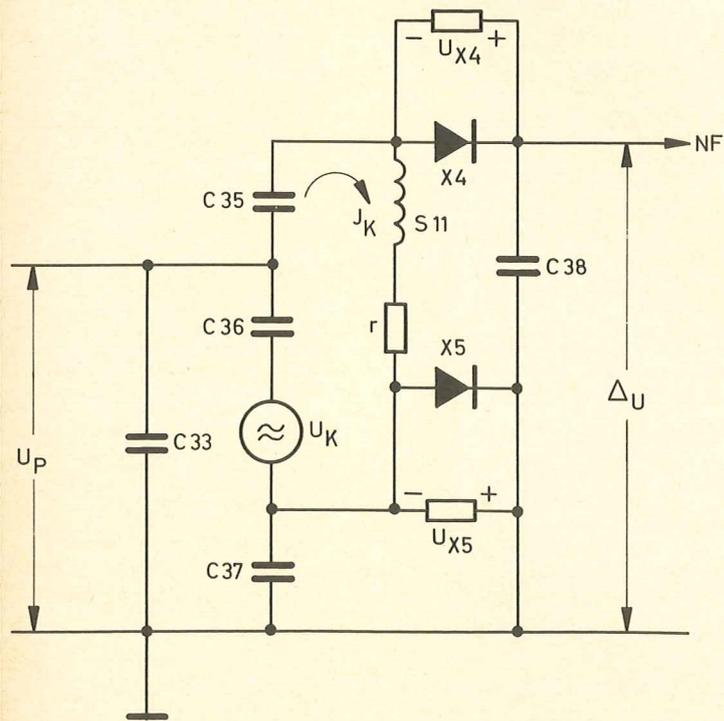


Abb. 2

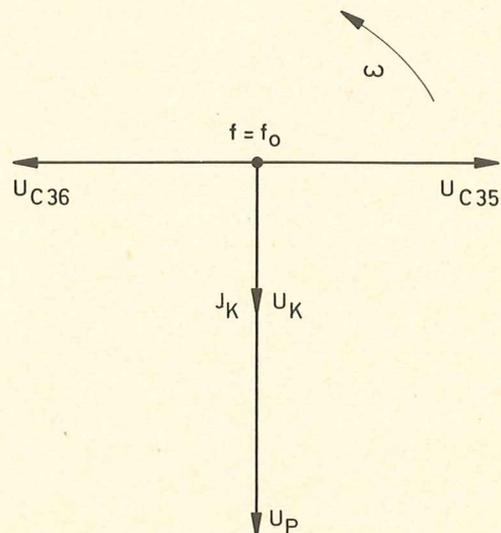


Abb. 3

Zur Gleichrichtung des frequenzmodulierten Differenzfrequenzsignales wird eine Diskriminatorschaltung benutzt (Abb. 1). Sie besteht aus dem Primärkreis S8/S9 mit den Kondensatoren C31, C33 und dem Sekundärkreis S11, C35, C36. Die an C33 auftretende Spannung wird zur Einspeisung in den Sekundärkreis S11, C35, C36 herangezogen. Die Verkopplung beider Kreise erfolgt über die Kondensatoren C33, C36 und C37. An den Sekundärkreis S11 sind die beiden Germaniumdioden X4 und X5 angeschlossen, die nach der FM-Gleichrichtung an R22/R24 die NF liefern.

In Abb. 2 ist in vereinfachter Form die Wirkung der FM-Gleichrichtung dargestellt. An C33 liegt die Teilspannung U_p des Primärkreises. Von dieser Primärkreisspannung U_p wird entsprechend der Spannungsteilung C36/C37 an C36 eine Spannung aufgebaut, die als Generatorspannung U_k für den Sekundärkreis S11 betrachtet werden kann. U_k als Generatorspannung treibt durch den Sekundärkreis S11, C35, C36 einen Strom I_k . Bei der Resonanzfrequenz f_0 stellt der Sekundärkreis einen rein ohmschen Widerstand dar und es wird der Strom I_k durch die Größe des Verlustwiderstandes (r) des Sekundärkreises bestimmt. In Abb. 3 sind die dafür maßgebenden Spannungs- und Phasenverhältnisse abgebildet. Von der Primärkreisspannung U_p wird an C36 eine Generatorspannung U_k erzeugt, die in Phase mit der Spannung U_p steht. Im Resonanzfall fließt ein Sekundärkreisstrom I_k , der vom Verlustwiderstand des Kreises abhängt und gleichfalls in Phase mit U_k und U_p ist. I_k baut an C35 und C36 zwei Spannungen auf, die gegen I_k um 90° phasenverschoben sind. Die Spannung an C35 eilt damit um 90° vor und die Spannung an C36 um 90° nach, gegenüber der Spannung U_p , die am Verbindungspunkt C35/C36 eingekoppelt wird. Für die Germaniumdiode X5 ist damit eine Arbeitsspannung vorhanden, die aus der vektoriellen Summierung der Spannung U_p und der Spannung $U_C 36$ besteht. Nach der Gleichrichtung durch X5 entsteht am Dioden-Arbeitswiderstand eine negative Richtspannung, die bei idealer Spitzengleichrichtung der Größe der Vektorsummenspannung entspricht. Die Arbeitsspannung für die Diode X4 wird aus der Summe von U_p und $U_C 35$ gebildet, die nach der Gleichrichtung die in Abb. 2 eingetragene Polarität besitzt.

Abb. 4 veranschaulicht die Entstehung der NF am Ausgang der Diskriminatorschaltung bei vorhandener Frequenzmodulation des Tonträgers.

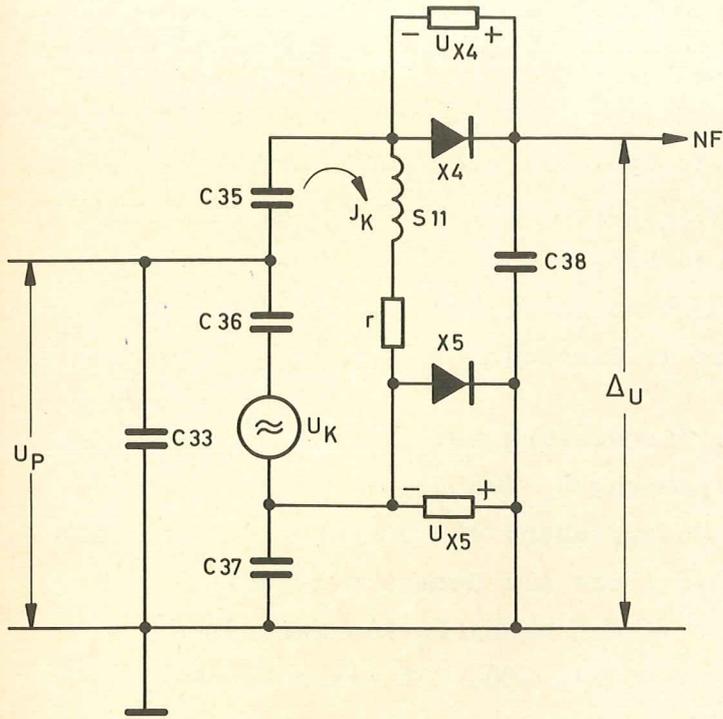


Abb. 2

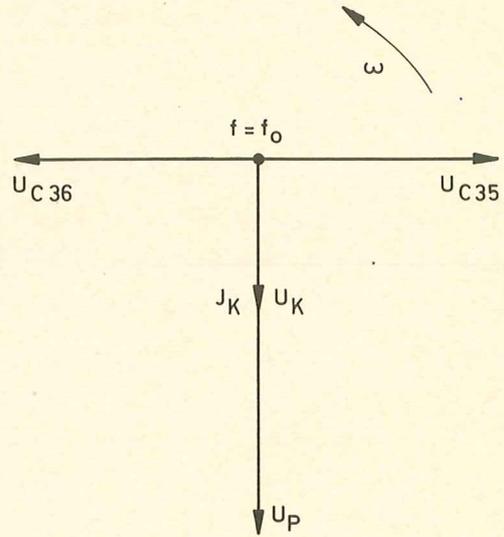
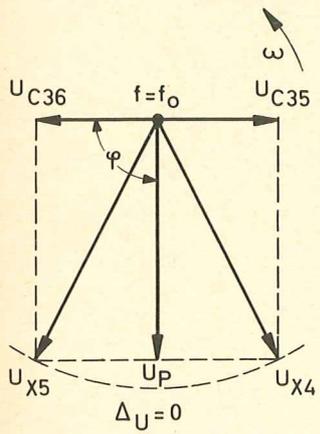
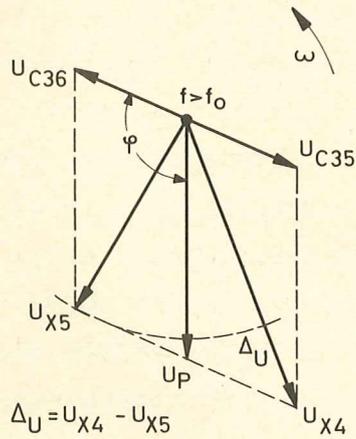


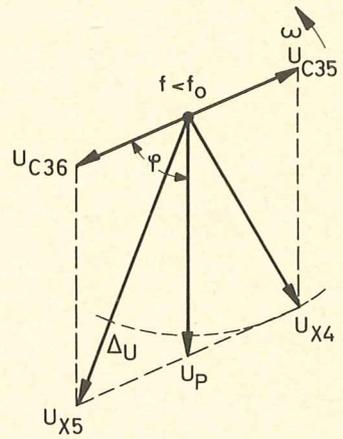
Abb. 3



a



b



c

Abb. 4

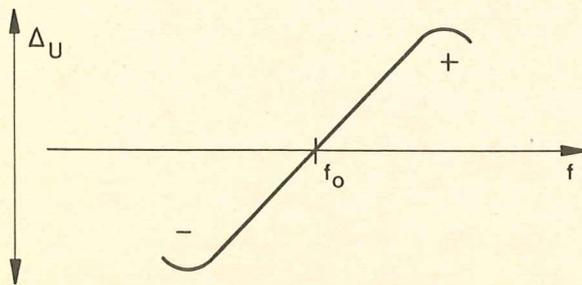


Abb. 5

In Abb. 4a entspricht die Intercarrierfrequenz der Resonanzfrequenz f_0 . Zwischen der Sekundärkreisspannung U_C 36 und der Primärkreisspannung U_P besteht eine Phasenverschiebung von 90° . Die beiden Summenspannungen für die Dioden U_X 4 und U_X 5 sind gleich groß, so daß am Ausgang der Diskriminatorschaltung die Differenzspannung Null ist.

Abb. 4b gibt die Phasenverhältnisse wieder, wenn die Intercarrierfrequenz größer als die Resonanzfrequenz ist. Der Phasenwinkel φ zwischen U_C 36 und U_P ist größer als 90° und die entsprechende Diodenspannung U_X 5 ist kleiner als die Spannung U_X 4. Am Ausgang steht die Differenz beider Spannungen, d.h. an C38 liegt eine positive Spannung ΔU .

Wird wie in Abb. 4c die Intercarrierfrequenz kleiner als die Resonanzfrequenz f_0 , so ist auch der Phasenwinkel φ kleiner als 90° . Die Diodenspannung U_X 5 ist größer als U_X 4 und an C38 steht eine Differenzspannung ΔU , die negativ ist.

Bei frequenzmoduliertem Tonträger wird am Ausgang der Diskriminatorschaltung also eine Spannung entstehen, die im Rhythmus der Modulationsfrequenz um Null schwankt, d.h. es steht an C38 die NF zur Verfügung. Abb. 5 gibt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Frequenz wieder.

Der Abgriff der NF am Spannungsteiler R22/R24 und die Verwendung ungleicher Kapazitätswerte für C35 und C36 hängen mit der Dimensionierung für die beste AM-Unterdrückung zusammen. Neben den in der Stufe B-f-III beschriebenen Dämpfungseigenschaften der Diode X2 mit dem R-C Glied R15/C24 erfährt bei Amplitudenänderungen das Ton-ZF-Signal eine Verformung und Abflachung während der Öffnungsperiode an X2.

Da sich jedoch periodische Wechselfspannungen immer flächengleich zur Nulllinie einstellen, wird bei vorhandenen Amplitudenänderungen durch Verschiebung der Nulllinie zwischen der Primärkreisspannung und den Sekundärkreisspannungen eine zusätzliche, kleine Phasenverschiebung auftreten. Dies hat zur Folge, daß dann bei der FM-Gleichrichtung eine zusätzliche NF entsteht, die der ursprünglichen Amplitudenmodulation entgegengesetzt ist. Bei entsprechender Dimensionierung lassen sich mit dieser Schaltordnung AM-Unterdrückungsfaktoren von 50 bis 60-fach erzielen. Von R25 wird die dort stehende negative Richtspannung über R21-C40 abgesiebt und steht danach für die Regelung des Ton-ZF-Verstärkers zur Verfügung (siehe B-f-III).

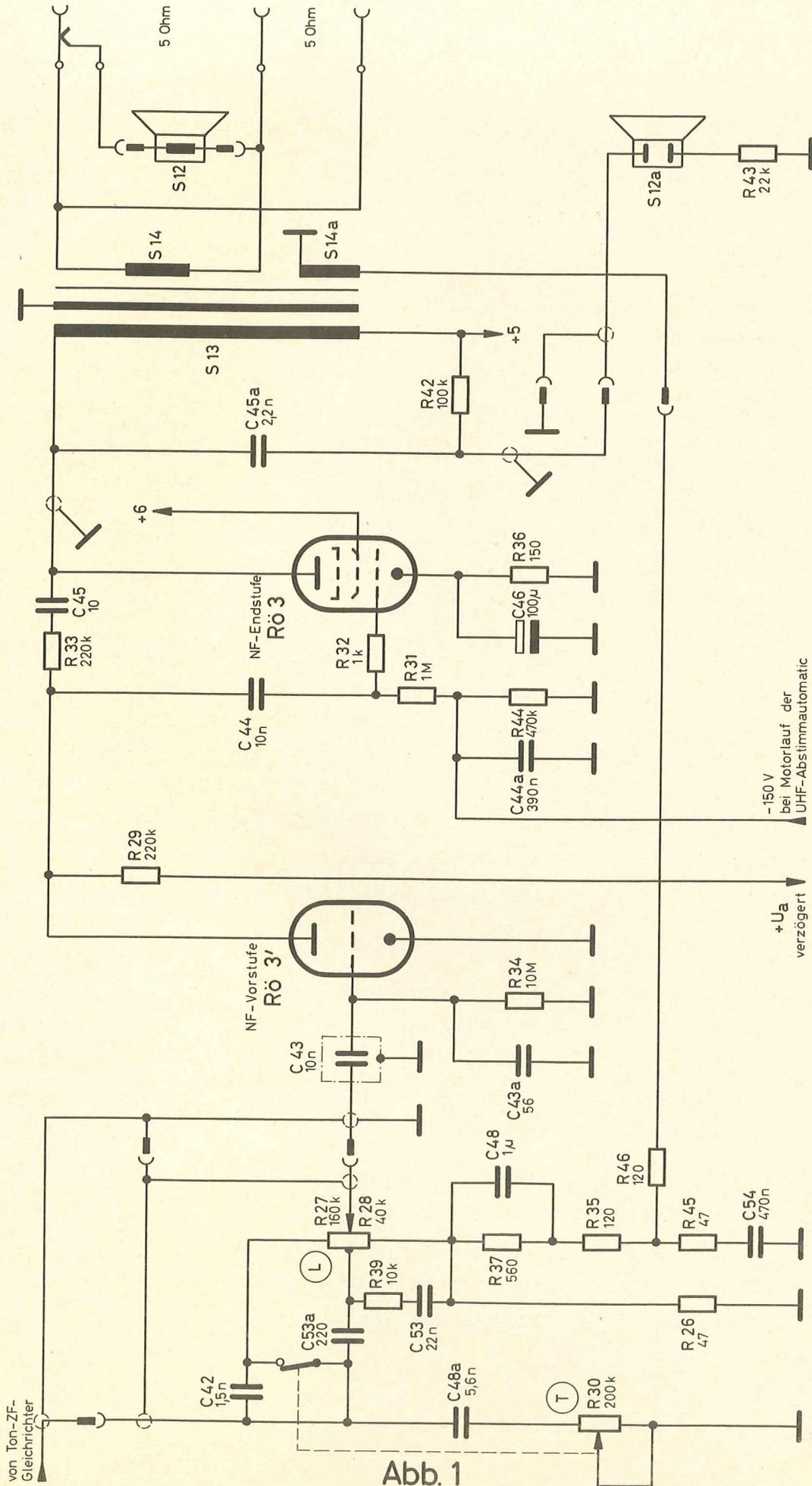


Abb. 1

Der Ton-NF-Verstärker besteht aus der Triode Rö 3' und der Endpentode Rö 3 mit dem Ton-Ausgangstrafo S13/S14.

Vom Ton-ZF-Gleichrichter gelangt die NF zum Lautstärkereglern R27/R28 und über diesen an das Gitter der NF-Vorstufe Rö 3', von der sie verstärkt der Ton-Endstufe Rö 3 zugeführt wird. Am Fußpunkt von R27/R28 wird über R37/C48-R35 eine Gegenkopplungsspannung von der Sekundärseite S14a des Ausgangstransformators eingespeist. Die Größe dieser Gegenkopplungsspannung wird von dem frequenzabhängigen Spannungsteiler R46-R45/C54 bestimmt. Als Tonblende zur Höhenregelung dient R30 in Verbindung mit C48a. Ein mit der Tonblende kombinierter Zugdruckschalter ermöglicht eine Beschneidung der bei Sprache unerwünschten tiefen Frequenzen durch Serienschaltung einer kleinen Kapazität C42 in dem Gitterkreis von Rö 3'. Das Glied C53a-R39-C53 an der Anzapfung von R27/R28 dient zur Anpassung der gehörrichtigen Lautstärkeregelung. Eine weitere Gegenkopplung besteht zwischen der Anode und dem Gitter in der Ton-Endstufe über C45-R33.

Die Gittervorspannung der Triode Rö 3' entsteht an dem hochohmigen Gitterableitwiderstand R34 durch den Anlaufgitterstrom. Zur Unterdrückung des Tones während des Motorlaufes der automatischen UHF-Abstimmereinheit wird dem Fußpunkt des Gitterableitwiderstandes R31 der Endstufe Rö 3 eine negative Sperrspannung zugeführt.

Nach dem Einschalten des Gerätes kann - bedingt durch die unterschiedliche Anheizungszeit der Röhren - durch die noch fehlende Regelspannung, die durch Gleichrichtung des Zeilenrückschlagimpulses gewonnen wird (siehe B-e-VIII), eine Übersteuerung des Bild-ZF-Verstärkers und dadurch ein Brummen auftreten. Zur Vermeidung dieses Anheizbrummes erhält Rö 3' über R29 eine verzögert einsetzende Anodenspannung. Es ist dies die an X9-C154 stehende stabilisierte Spannung, die gleichfalls aus den Zeilenrückschlagimpulsen gleichgerichtet wird. Damit ist sichergestellt, daß erst mit Einsetzen der Regelspannungserzeugung die NF-Vorstufe ihre Anodenspannung erhält.

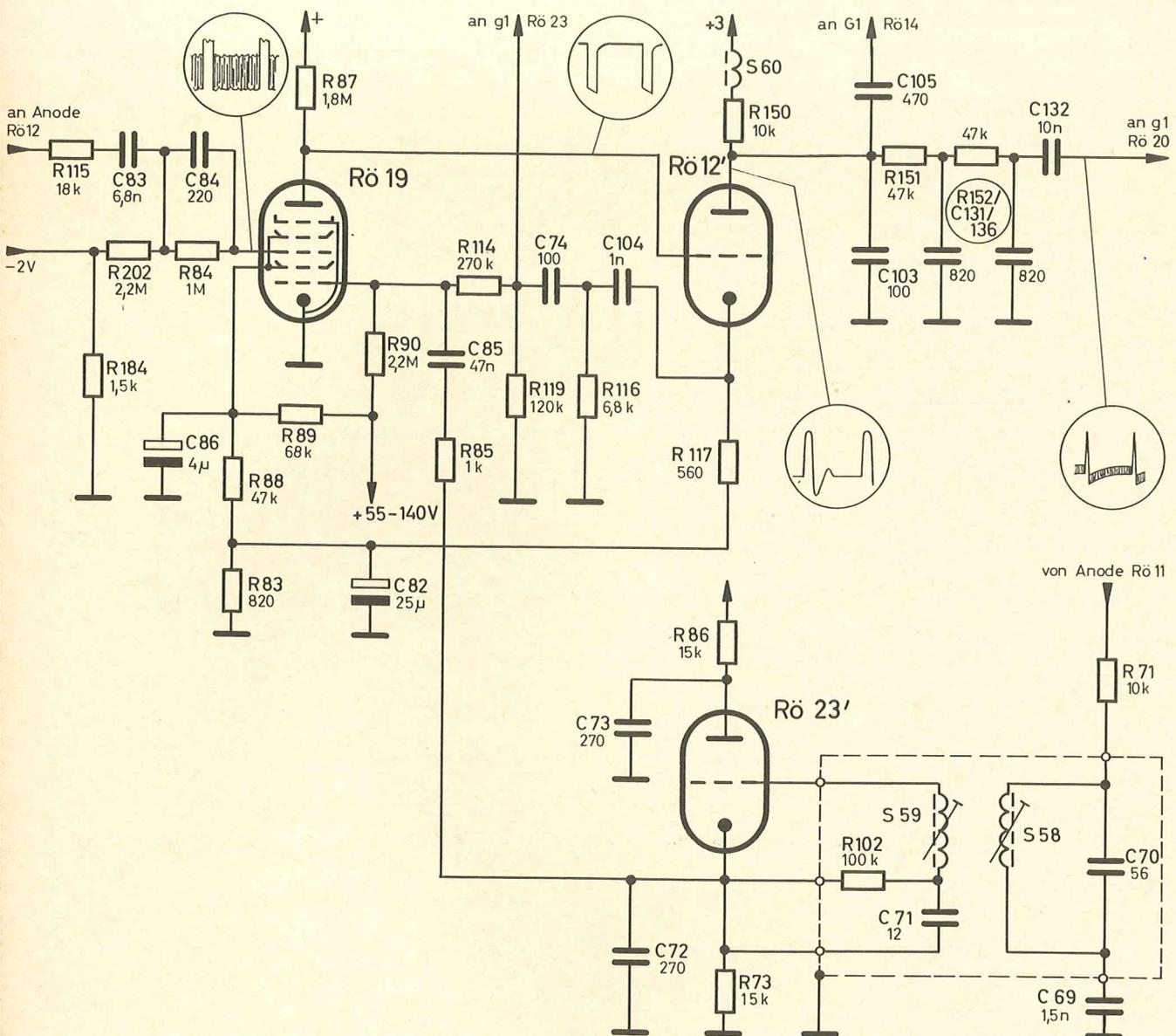


Abb. 1

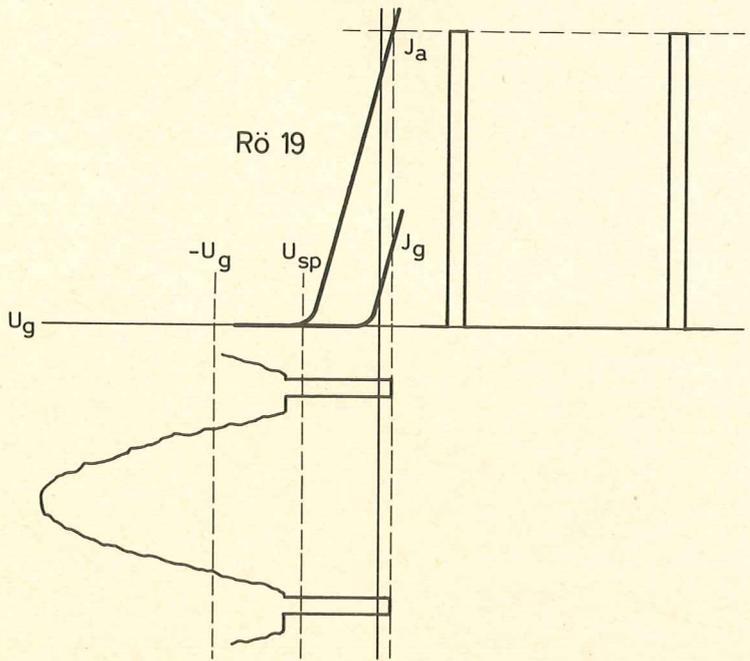


Abb. 2

Die gesamte Synchronisations-Trennstufe wird aus den Röhrensystemen Heptode Rö 19, Triode Rö 12', Triode Rö 23' aufgebaut. Sie arbeitet mit einer zusätzlichen Störunterdrückungsschaltung (Abb. 1).

In der Heptode Rö 19 werden die Synchronimpulse vom kompletten Bildsignal getrennt. Zu diesem Zwecke wird das Videosignal von der Anode der Videoendröhre Rö 12 dem Gitter 3 der Rö 19 zugeführt. Die Rö 19 hat eine verhältnismäßig kleine Anoden- und Schirmgitterspannung, wodurch der Gitteraussteuerbereich klein gehalten wird. Das Videosignal am Gitter 3 ruft während der positiven Synchronimpulse einen Gitterstrom hervor, der an dem Gitterableitwiderstand R202 eine negative Richtspannung aufbaut. In Abb. 2 ist dargestellt, daß durch den Gitterstrom in Rö 19 die positiven Spitzen der Synchronimpulse auf der Gitterspannungs-Nulllinie festgehalten werden, während durch den unteren Knick der Kennlinie die Bildmodulation keinen Steuereinfluß auf den Anodenstrom ausüben kann. Im Gitterkreis der Rö 19 befinden sich zwei RC-Glieder mit verschiedenen Zeitkonstanten, $C83/R202$ und $C84/R84$. Das Glied mit der größeren Zeitkonstanten, $C83/R202$, bestimmt die negative Richtspannung, während $C84/R84$ ein Sperren der Rö 19 bei größeren oder breiteren Impulsen verhindert. Durch den breiteren Vertikalsynchronimpuls wird z.B. ein größerer Gitterstrom fließen, der an dem Gitterableitwiderstand eine höhere Richtspannung hervorrufen würde. Die beiden in Serie liegenden Kondensatoren C83 - C84 bilden aber einen Spannungsteiler, wobei an C84, aufgrund der kleineren Kapazität, die größere Spannung entsteht. Durch die kleinere Zeitkonstante von $C84/R84$ gegenüber $C83/R202$ wird eine schnellere Entladung der entstehenden negativen Richtspannung im Gitterkreis erreicht und der richtige Arbeitspunkt kurzfristiger wieder eingestellt. Die an R184 stehende negative Spannung von -2 Volt ist die Grundgittervorspannung für das Gitter 3 der Rö 19. R115 verhindert eine kapazitive Belastung des Anodenkreises der Videoendröhre durch den Gitterkreis der Rö 19.

Um evtl. auftretende Störimpulse, die den Schwarzpegel des Sendersignales überschreiten, aus dem Synchronsignalgemisch auszublenden, ist eine gesonderte, sehr wirksame Störaustastschaltung angeordnet. Die Störaustastschaltung besteht aus der Triode Rö 23' und dem Bandfilter S58/S59. Dieses Bandfilter ist auf eine Frequenz von 35 MHz abgestimmt und wird über R71 an den Primärkreis S26 des letzten Bild-ZF-Bandfilters angekoppelt.

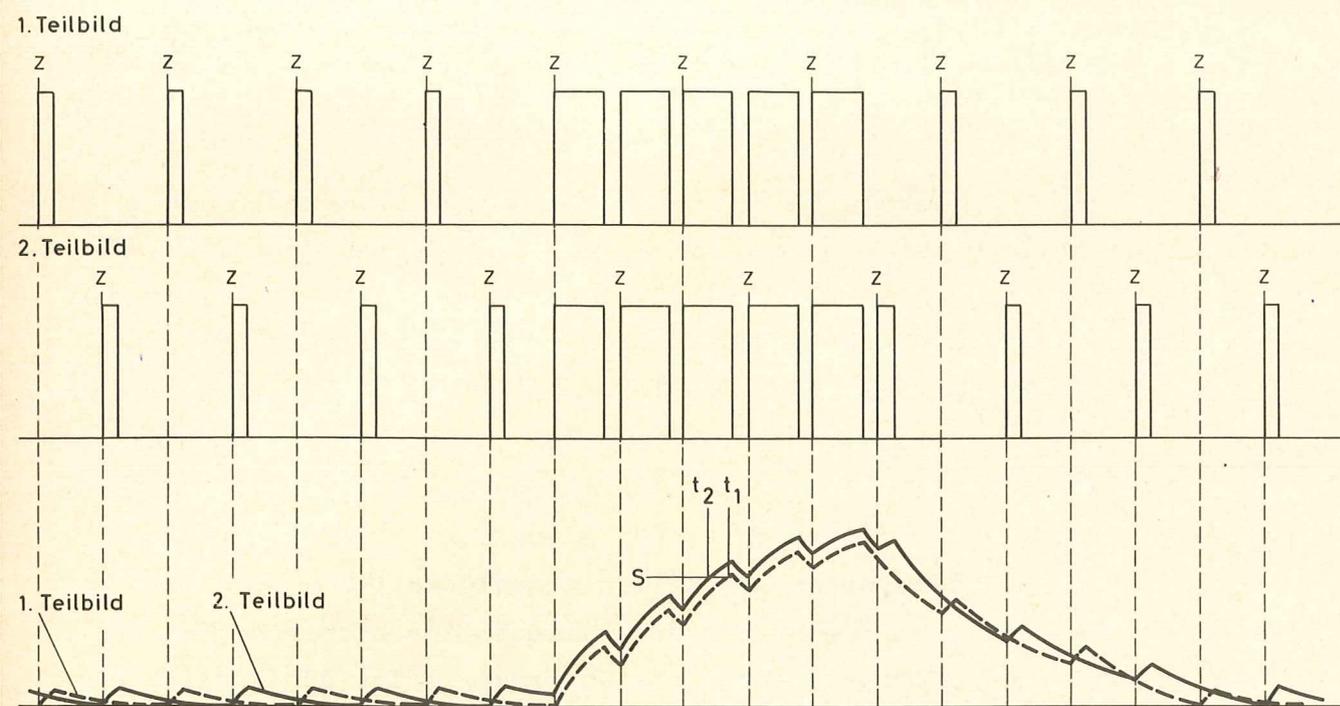


Abb. 3

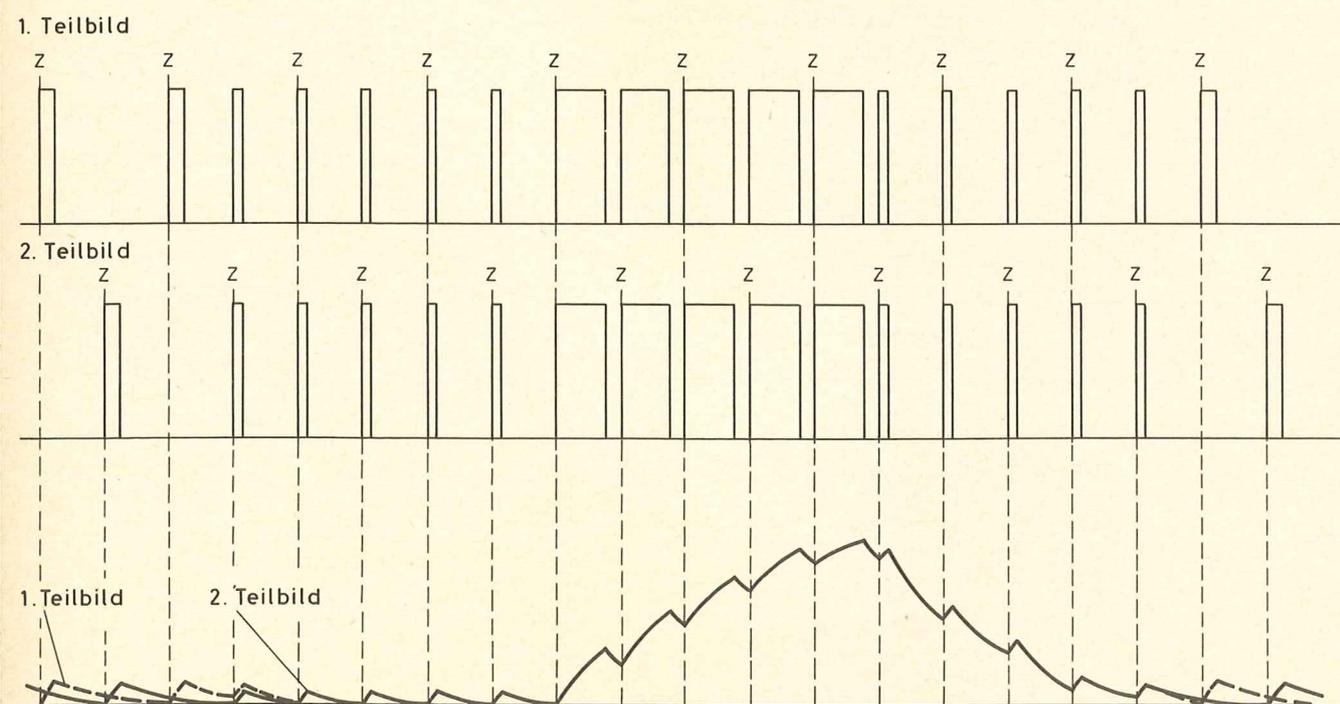


Abb. 4

R71 verhindert dabei eine zu starke Beeinflussung der Bild-ZF-Durchlaßkurve. Die Bandbreite des Bandfilters S58/S59 ist auf ca. 1 MHz begrenzt, damit nur evtl. vorhandene Störimpulse und keinesfalls die Synchronsignale, die frequenzmäßig in der Nähe des Bildträgers liegen, mit herausgekoppelt werden. Die Triode Rö 23' arbeitet als Gittergleichrichter, wobei der positive Signalanteil abgeschnitten wird, so daß am Katoden-Widerstand R73 bei auftretenden Störimpulsen im Bildsignal negative Spannungsspitzen entstehen. Diese negativen Spannungsspitzen werden über R85-C85 dem Gitter 1 der Rö 19 zugeführt, wo sie dann für eine Sperrung des Anodenstromes in der R19 sorgen. Die gleichzeitig am Gitter 3 der Rö 19 liegenden positiven Störimpulse haben dadurch keinen Steuereinfluß mehr auf den Anodenstrom. Über R90 wird dem Gitter 1 zusätzlich vom Kontrastregler eine positive Gleichspannung zugeführt, damit durch den fließenden Gitterstrom eine Begrenzung des Restanteiles der über Rö 23' herausgekoppelten Videospannung stattfindet. Durch die galvanische Verbindung über R114 ist das Gitter der Rö 23 (Regelspannungserzeugung) in die Störaustastung mit einbezogen (siehe B-e-VIII).

Vom Anodenwiderstand R87 der Rö 19 werden die negativen Zeilen- und Bildsynchronsignale abgenommen und in der Rö 12' verstärkt und nochmals begrenzt. Ihre Grundvorspannung bekommt die Rö 12' durch den Schirmgitterspannungsteiler R89/R88/R83 der Rö 19. An der im Anodenkreis liegenden Spule S60 werden die Horizontalsynchronimpulse differenziert und über C105 dem Gitter 1 der Rö 14 zugeführt. Für die Vertikalsynchronimpulse ist R150 wirksam und von dort geht es über die zwei Integrationsglieder R151/C131, R152/C136 und über C132 zum Gitter 1 der Rö 20.

Abb. 4 zeigt die Wirkung einer RC-Kette, die entsprechend ihrer Zeitkonstante während der mit einer Folgefrequenz von 50 Hz (20 msec.) erscheinenden Vertikalsynchronimpulse am Ausgang eine Summierung der einzelnen Teilspannungen vornimmt. Die Bedeutung der sog. Vorausgleichimpulse ist gleichfalls aus den Abb. 3 und 4 zu erkennen. Ohne diese Vorausgleichimpulse würde der Startpunkt der Summierung für die Vertikalsynchronimpulse von einem unterschiedlichen Niveau aus erfolgen. Wie in Abb. 3 eingezeichnet, würde damit die Synchronisation des ersten Teilbildes zum Zeitpunkt t_1 und des zweiten Teilbildes zum Zeitpunkt t_2 erfolgen. Durch die Vorausgleichimpulse wird sehr schnell eine Angleichung des Ladungsniveaus am Ausgang der RC-Kette erreicht (Abb. 4).

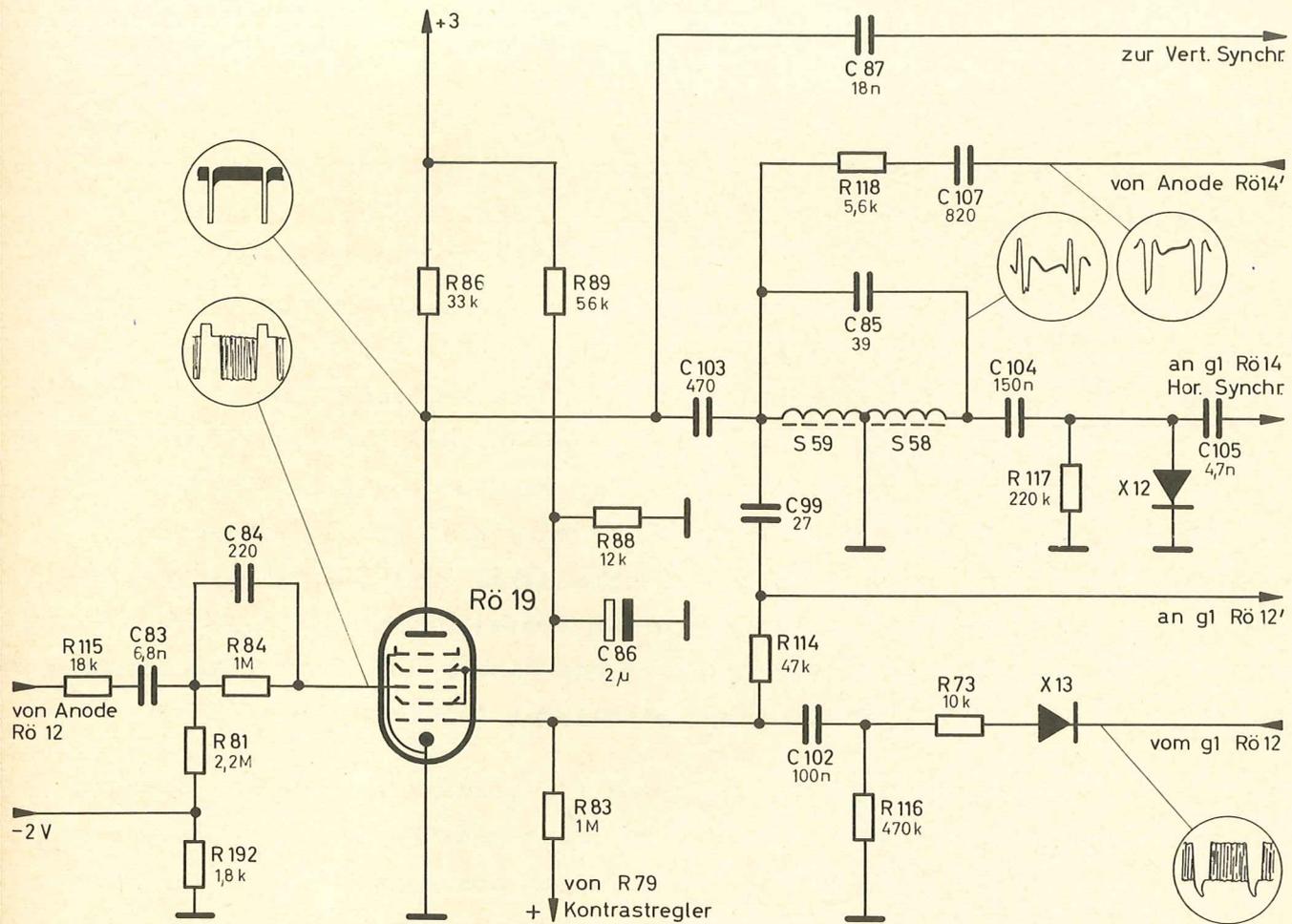


Abb. 1

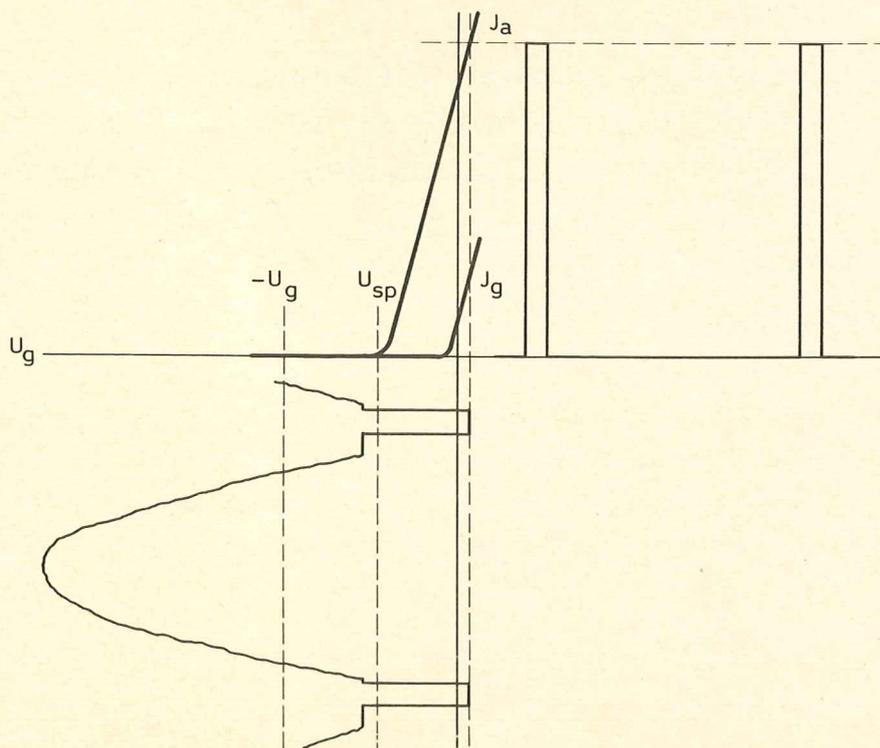


Abb. 2

Die Synchronisationstrennstufe ist aus der Heptode R \ddot{O} 19 und den beiden Dioden X12 und X13 aufgebaut. In der Heptode R \ddot{O} 19 werden die Synchronimpulse vom kompletten Bildsignal getrennt. Zu diesem Zweck wird das Videosignal von der Anode der Videoendröhre R \ddot{O} 12 dem Gitter 3 der R \ddot{O} 19 zugeführt. Durch die positiven Synchronimpulse wird am Gitter 3 ein Gitterstrom hervorgerufen, der am Gitterableitwiderstand R81 eine negative Richtspannung aufbaut. In Abb. 2 ist dargestellt, daß durch den Gitterstrom in R \ddot{O} 19 die positiven Spitzen der Synchronimpulse auf der Gitterspannungsnulllinie festgehalten werden, während durch den unteren Knick der Kennlinie die Bildmodulation keinen Steuereinfluß auf den Anodenstrom ausüben kann. Im Gitterkreis der R \ddot{O} 19 befinden sich zwei RC-Glieder mit verschiedenen Zeitkonstanten, C83/R81 und C84/R84. Das Glied mit der größeren Zeitkonstante, R83/R81, bestimmt die negative Richtspannung, während C84/R84 ein Sperren der R \ddot{O} 19 bei größeren oder breiteren Impulsen verhindert. Um evtl. auftretende Störimpulse, die den Schwarzpegel des Sendersignals überschreiten, aus dem Synchronsignalgemisch auszublenden, ist die Diode X13 angeordnet. Am Gitter 1 der Videoendröhre R \ddot{O} 19 sind diese Störungen als negative Spitzen vorhanden, so daß die Diode X13, als Spitzenwertgleichrichter, nur durch diese Störimpulsspitzen geöffnet werden kann. Die negativen Störspannungsspitzen liegen damit über C102 am Gitter 1 der R \ddot{O} 19 und sperren den Anodenstrom. Die gleichzeitig am Gitter 3 der R \ddot{O} 19 vorhandenen positiven Störimpulse haben dadurch keinen Steuereinfluß mehr auf den Anodenstrom. Über R83 wird zusätzlich dem Gitter 1 eine positive Gleichspannung vom Kontrastregler zugeführt, damit das Gitter 1 auf Massepotential gehalten wird. Durch die galvanische Verbindung über R114 ist das Gitter der R \ddot{O} 12' (Regelspannungserzeugung) mit in die Störaustastung einbezogen.

Vom Anodenwiderstand R86 werden die negativen Horizontal- und Vertikalsynchronimpulse abgenommen. Über C87 geht es zur Vertikalsynchronisation (siehe B-p-I). Für die Horizontalsynchronisation wird der Horizontalsynchronimpuls über einen Saugkreis C103-S59 selektiv herausgefiltert und in der Phase um 180 $^{\circ}$ gedreht an S58 abgenommen. Über C107 und R118 als Rückkopplungszweig wird eine Entdämpfung des Schwingkreises während der Dauer der Horizontalsynchronimpulse vorgenommen. Die Diode X12 dient zur zusätzlichen Begrenzung der abgenommenen Synchronimpulse. Über C99-R114 wird der Synchronimpuls differenziert und der R \ddot{O} 12' (Regelspannungserzeugung) zugeführt, damit sich die Regelspannung auf die hintere Schwarzschar der Horizontal-austastung bezieht (siehe B-e-IX).

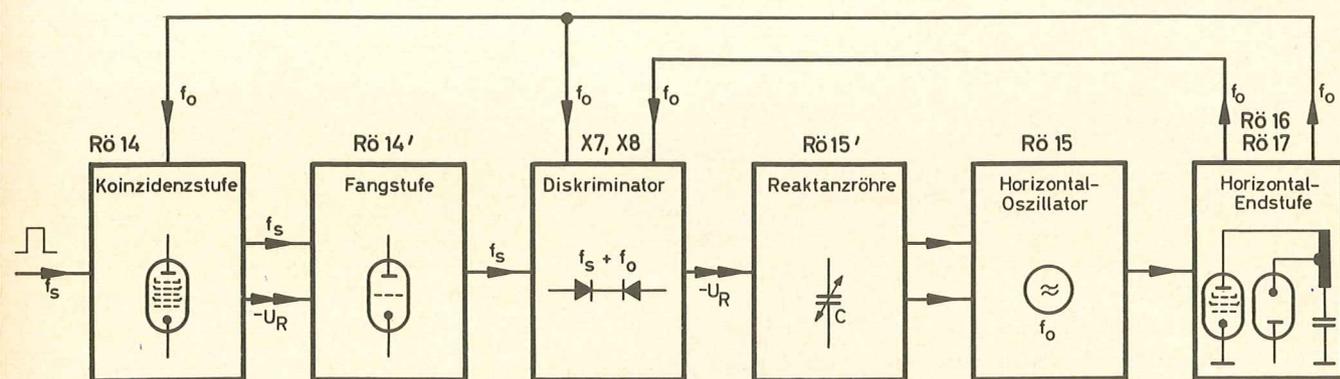


Abb. 1

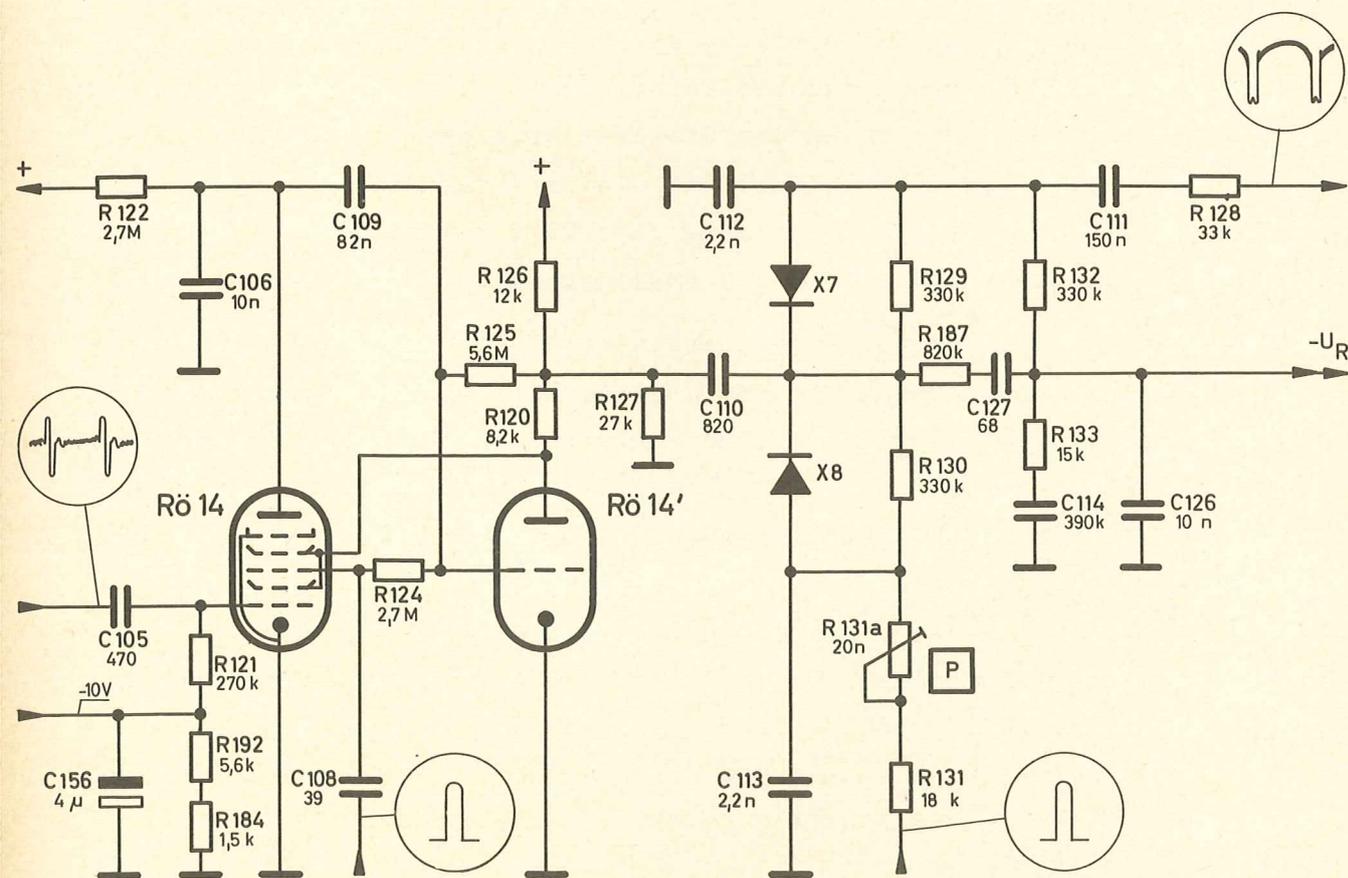


Abb. 2

Um die Arbeitsweise einer vollautomatischen Horizontal-Synchronisations-schaltung besser verstehen zu können, ist es zweckmäßig, zunächst noch einmal die wichtigsten Zusammenhänge bei einer normalen Phasenvergleichsschaltung zu betrachten. Die grundlegenden Punkte sollen nachfolgend kurz beschrieben werden.

In Abb. 1 ist der gesamte Phasenvergleich im Blockschaltbild dargestellt, während Abb. 2 die Schaltung selbst zeigt.

Grundsätzlich wird in jedem Phasenvergleich in einer Diskriminatorschaltung der Zeilensynchronimpuls des Senders mit dem Rückschlagimpuls aus der Horizontal-Endstufe verglichen. Der Rückschlagimpuls kann dabei differenziert oder integriert werden, um eine sägezahnartige Vergleichsflanke zu schaffen. Die am Ausgang der Diskriminatorschaltung entstehende Regelspannung wird dann zur Nachsteuerung einer Reaktanzröhre herangezogen und stellt damit die phasenstarre Verkopplung zwischen Sender- und Empfängerfrequenz her, weil die Reaktanzröhre parallel zum Horizontal-Oszillator liegt und die nötige Frequenzkorrektur vornimmt. Bei richtiger Wahl des Arbeitspunktes der Reaktanzröhre kann man eine direkt proportionale Abhängigkeit zwischen Vorspannungsänderung der Reaktanzröhre und Frequenzänderung des Horizontal-Oszillators erzielen. Die Ausbildung und das Verhalten der Regelspannung am Gitter der Reaktanzröhre bestimmt die Synchronisations-Eigenschaft und damit das gute Arbeiten des Phasenvergleichs.

In Abb. 3 ist die Grundschaltung des Phasenvergleichs mit der Entstehung der Gleichspannung angegeben. Der Mitte beider Dioden wird über C110 der Zeilensynchronimpuls des Senders zugeführt, während der positive bzw. negative Zeilenrückschlagimpuls an C113 bzw. C112 integriert wird und eine Sägezahnspannung erzeugt, deren steiler Anstieg als Vergleichsflanke benutzt wird.

Für jede Diode sind gleichzeitig zwei Wechsellspannungen vorhanden, die die Größe der entstehenden Gleichspannung bestimmen. Die Dioden sind so angeordnet, daß die beiden Gleichspannungen gegenpolig sind, so daß am Ausgang nach der Absiebung über R132/C126 nur die von der gegenseitigen Phasenlage zwischen Synchron- und Rückschlagimpuls bestimmte Spannungsdifferenz auftritt.

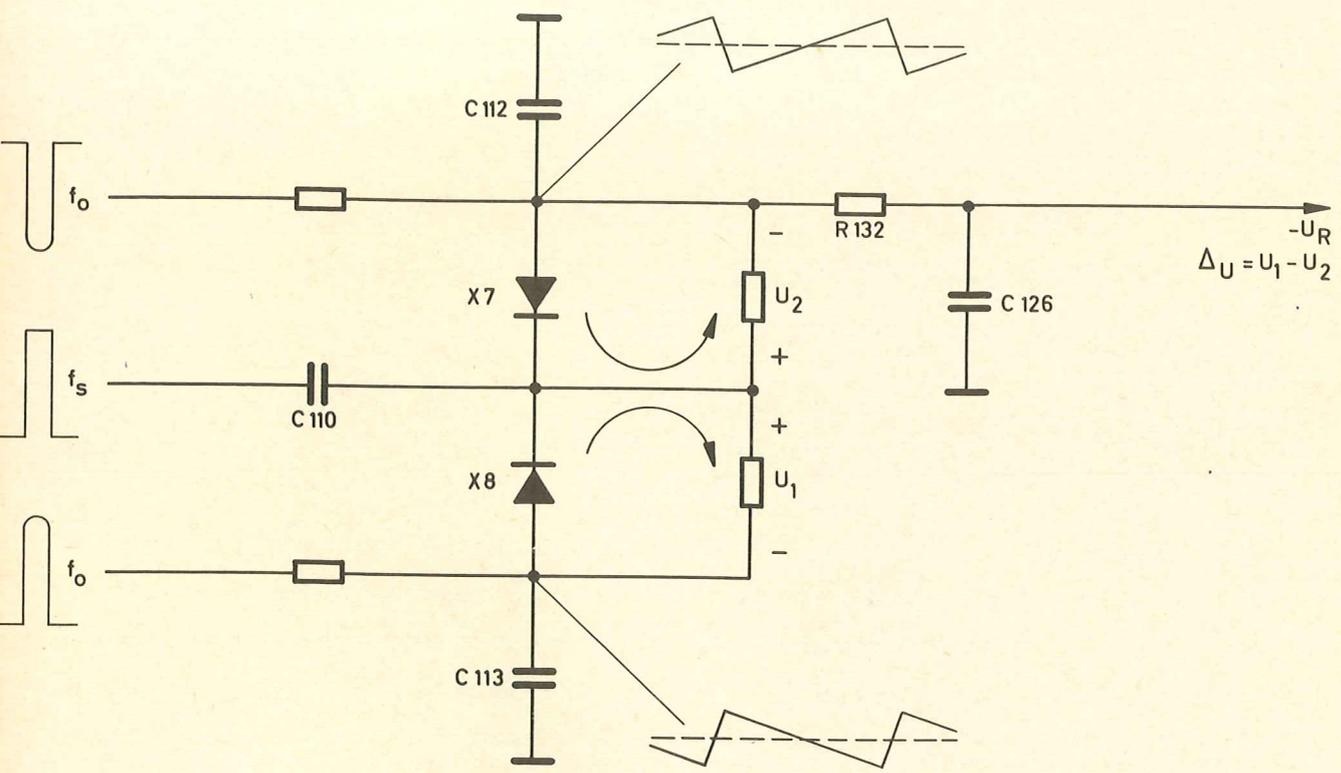


Abb. 3

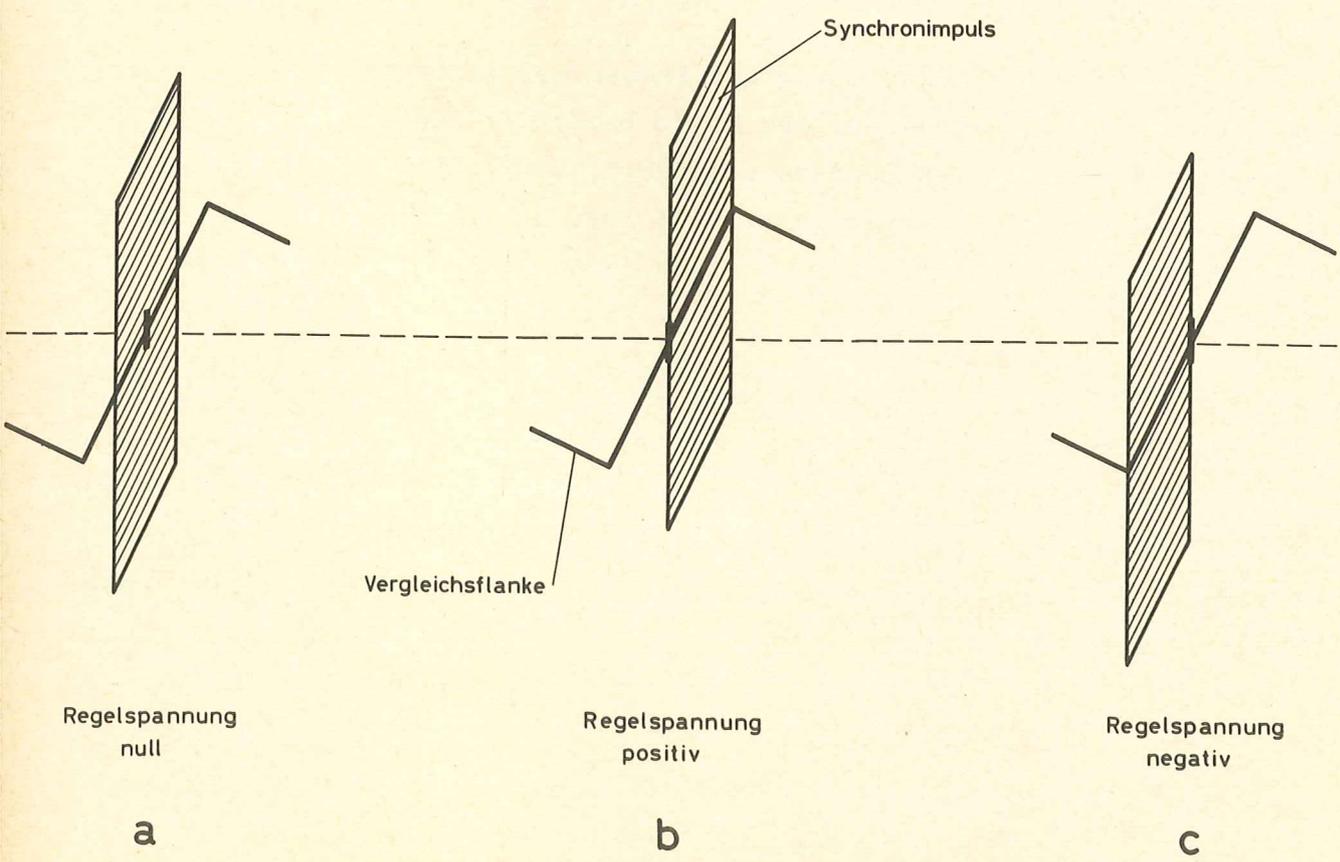


Abb. 4

Bei einem Vergleich der Abb. 3 und 4 ist festzustellen, daß die Impulse abweichende Polaritäten besitzen. In Abb. 3 sind die Impulse in der richtigen Polarität gezeichnet, und zwar so, wie sie mit einem Oszillografen sichtbar gemacht werden können. In Abb. 4 soll aber das Zusammenwirken beider Impulse, also Vergleichsimpuls und Zeilensynchronimpuls, in einer Darstellung gezeigt werden. Dies wäre einfach, wenn beide Wechselspannungen einem Punkt der Gleichrichterschaltung zugeführt würden. Hier ist dies aber nicht der Fall, und so muß je eine der Wechselspannungen zeichnerisch um 180° gedreht werden, damit die Ansteuerung der Diode an einem Punkt dargestellt werden kann. Es wird für X7 der Vergleichsimpuls und für X8 der Synchronimpuls um 180° gedreht. In Abb. 4a ist zu erkennen, daß die Regelspannung Null ist, wenn die Synchronimpulse mit dem Null-Durchgang der Vergleichsflanke zusammenfallen. Ist der Synchronimpuls gegen den Null-Durchgang zeitlich versetzt, so entsteht, wie in Abb. 4b und 4c angedeutet, entweder eine positive oder negative Regelspannung. Diese Regelspannung ist so gepolt, daß sie über die Reaktanzröhre jede entstehende Frequenzdifferenz zwischen Sender und Empfänger ausregelt.

Ein Beispiel soll dies klarmachen:

Nehmen wir an, daß zunächst Empfänger und Sender genau auf die Zeilenfrequenz von 15.625 Hz abgestimmt sind. Es liegt dann am Ausgang des Phasenvergleichs die Regelspannung Null (Abb. 4a), weil die beiden Gleichspannungen U_1 und U_2 gleich groß sind. Diese Gleichspannungen werden durch die Amplitude des Synchronimpulses und den Null-Durchgang der Vergleichsflanken bestimmt. Wenn jetzt im Sender der Taktgeber langsam seine Frequenz von 15.625 Hz auf 15.000 Hz ändert, so wird der Synchronimpuls vom Null-Durchgang der Vergleichsflanke nach rechts wandern (Abb. 4b). Es entsteht dann eine positive Regelspannung, die über die Reaktanzröhre den Horizontal-Oszillator frequenzmäßig auf 15.000 Hz nachregelt. Die positive Regelspannung kommt dadurch zustande, daß jetzt die Öffnungszeit der Dioden nicht mehr mit dem Null-Durchgang der Vergleichsflanke zusammenfällt. Die Diode X7 erhält an der Anode zusätzlich eine negative Wechselspannung, so daß die Gleichspannung U_2 kleiner wird. Bei der Diode X8 liegt an der Anode zusätzlich eine positive Wechselspannung, wodurch U_1 größer wird. Die resultierende Regelspannung wird also positiv sein und der Summe der beiden Spannungsänderungen entsprechen. Umgekehrt entsteht eine negative Regelspannung bei entgegengesetzter Frequenzänderung.

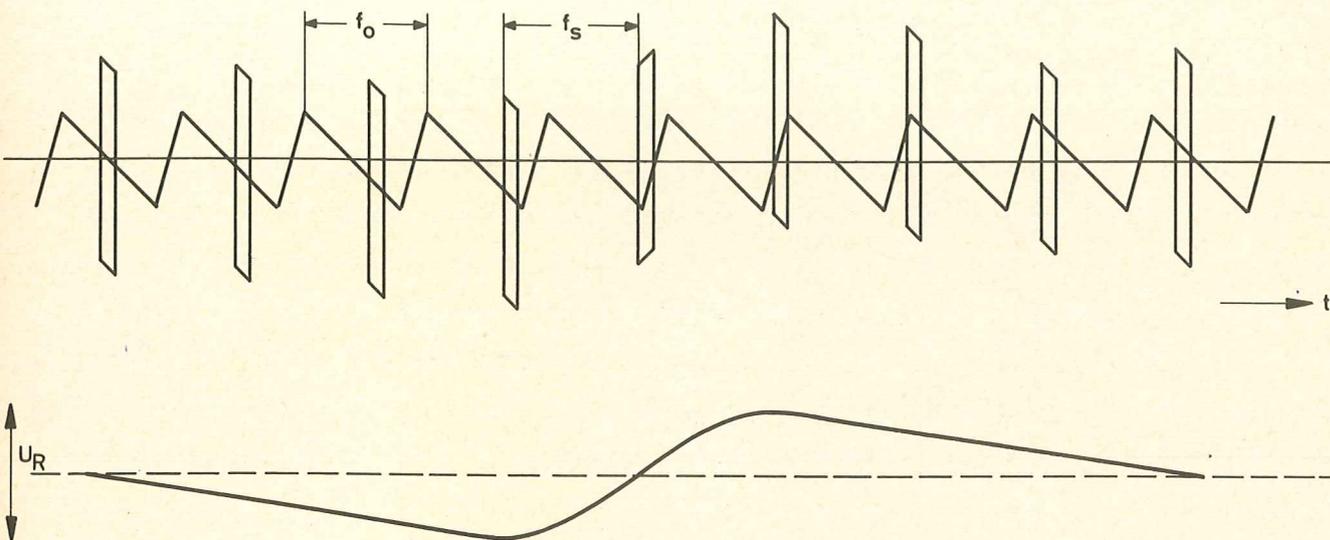


Abb. 5

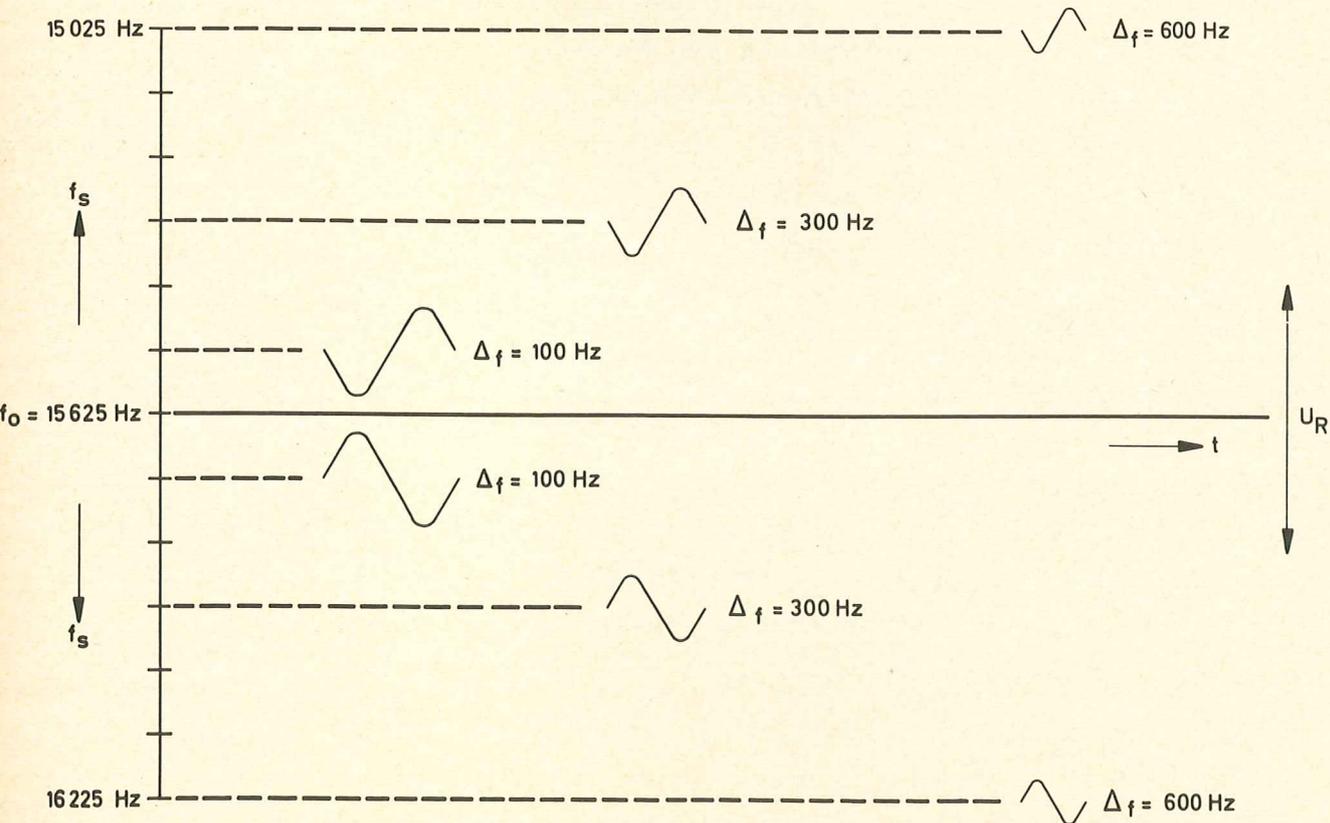


Abb. 6

Geschehen diese Frequenzänderungen langsam genug, so können die Regel- und Siebglieder des Phasenvergleichs den Spannungsänderungen folgen und die Synchronisation bleibt erhalten.

Den Frequenzumfang, den man hiermit ausregeln kann, nennt man Haltebereich. Wesentlich kleiner ist der Frequenzumfang des Fangbereiches, wenn man nicht zusätzlich eine Automatikschaltung anwendet. Besteht kein Synchronismus zwischen Sender und Empfänger, so laufen die Synchronimpulse gegen die Rückschlagimpulse durch. Wählt man den Vergleichssägezahn als Bezugsfrequenz, so wird der Synchronimpuls über diesen Sägezahn hinwegwandern. In Abb. 5 ist dies angedeutet. Es entsteht hierbei zunächst eine negative Regelspannung, die dann über Null ins Positive läuft. Mit anderen Worten: Es entsteht am Ausgang des Phasenvergleichs eine pulsierende Gleichspannung, abhängig von der Differenzfrequenz zwischen Sender und Empfänger. Da die Zeitkonstante für die Absiebung am Ausgang des Phasenvergleichs aus Gründen der Störfreiung verhältnismäßig groß sein muß, wird diese pulsierende Gleichspannung bei höheren Frequenzdifferenzen klein sein. Eine kleine Spannung bedeutet aber auch eine kleine Frequenzänderung und damit einen kleinen Fangbereich. In Abb. 6 ist dieser Zusammenhang schematisch dargestellt. Man erkennt, daß z.B. bei einer Frequenzdifferenz zwischen Sender und Empfänger von 100 Hz die pulsierende Gleichspannung am Ausgang des Phasenvergleichs wesentlich größer ist, als bei einer Frequenzdifferenz von 300 Hz oder gar 600 Hz. Will man also den Fangbereich erweitern, ohne daß die Störfreiung darunter leidet, so muß die beim Durchlaufen erzeugte Spannung größer werden.

Sieht man sich nun die pulsierende Gleichspannung, die beim Durchlaufen erzeugt wird, genauer an, so erkennt man, daß sie annähernd symmetrisch gegen Null schwankt, also Frequenzänderungen zur positiven und negativen Seite hervorruft. Eine bleibende Frequenzänderung ist also mit der pulsierenden Ausgangsspannung eines normalen Phasenvergleichs allein keinesfalls zu erzielen. Eine wirkungsvolle Automatik müßte also dafür sorgen, daß beim Durchlaufen eine genügend große, einseitig zur Nulllinie gerichtete Gleichspannung erzeugt wird. Der hierfür notwendige Schaltungsaufwand soll anschließend erläutert werden.

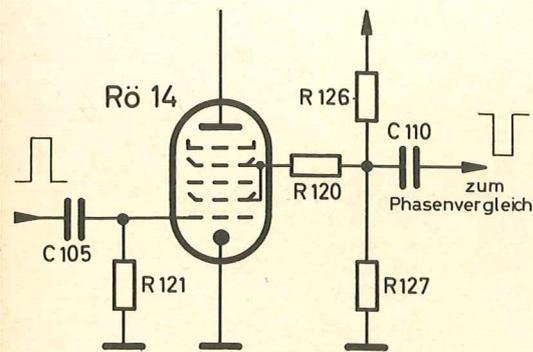


Abb. 7a

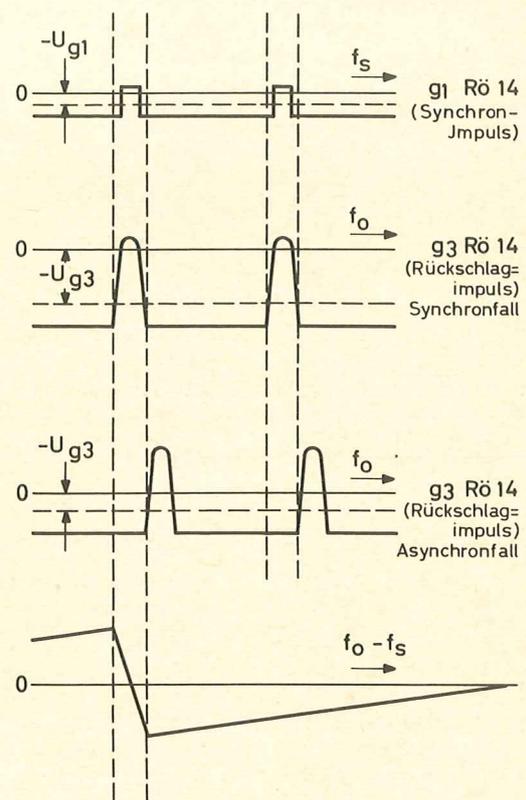


Abb. 7c

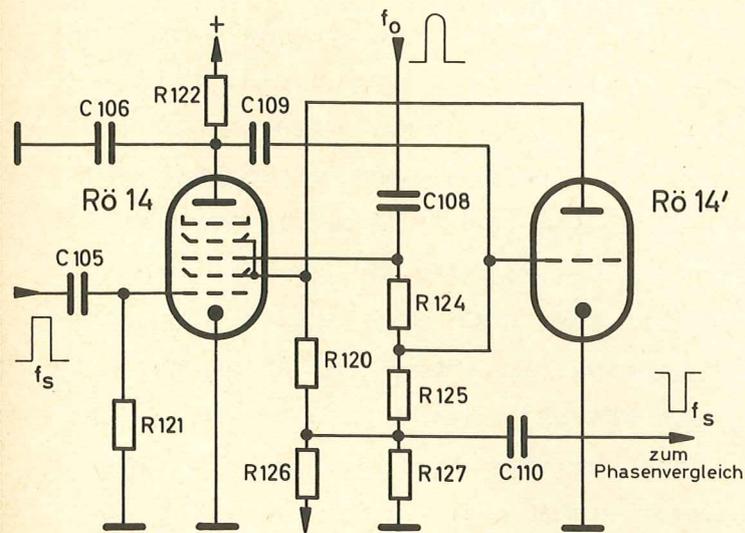


Abb. 7b

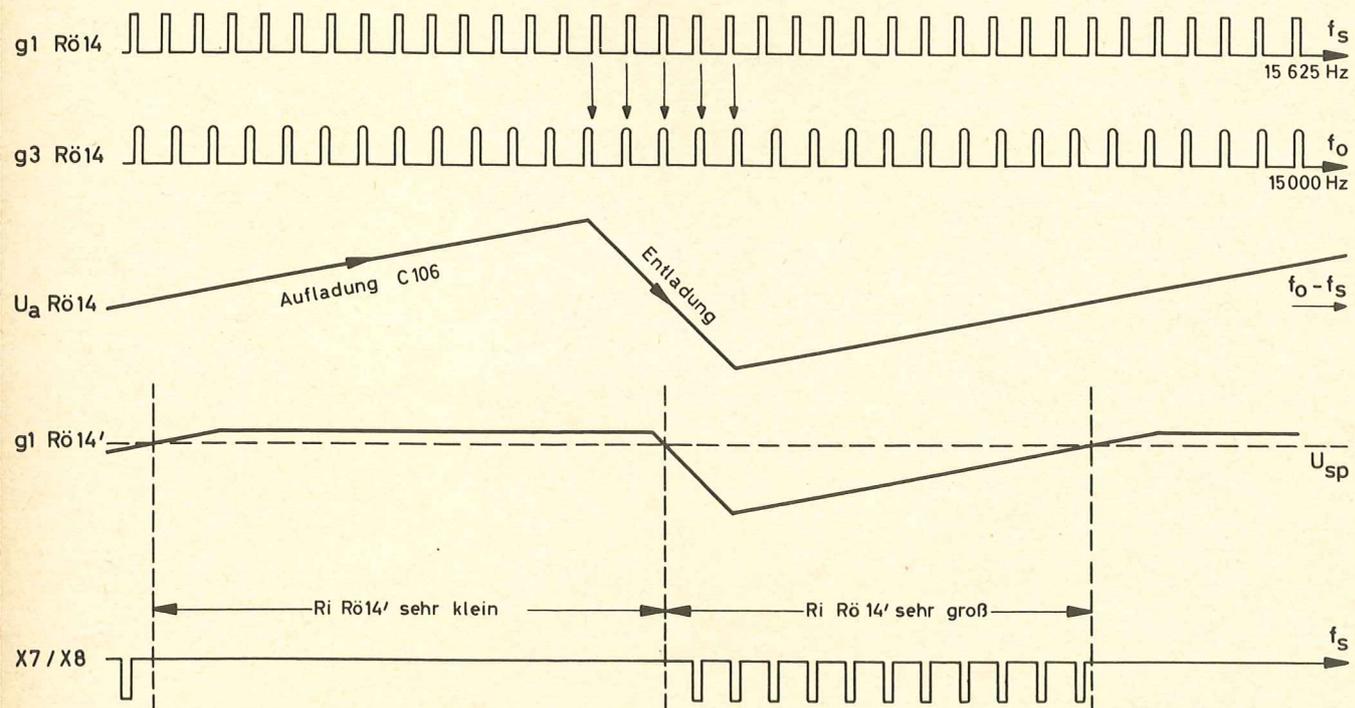


Abb. 8

In Abb. 2 ist zu erkennen, daß vor dem eigentlichen Phasenvergleich die beiden Röhrensysteme der Rö 14 liegen. Im synchronisierten Zustand ist die Triode Rö 14' völlig gesperrt, so daß sie keinerlei Funktion ausübt und außer Acht gelassen werden kann. Es gelangt dann der Synchronimpuls vom Amplitudensieb an das Gitter 1 der Heptode Rö 14 und wird vom Schirmgitter abgenommen und dem Phasenvergleich zugeführt (Abb. 7a).

Im Asynchronfall wirkt die Triode Rö 14' zusätzlich als Schalter und schließt während einer halben Durchlaufperiode die Synchronimpulse kurz. Die Triode hat also einmal einen sehr kleinen und zum anderen einen sehr großen Innenwiderstand. Die automatische Steuerung dieses Vorganges wird von der Heptode als Koinzidenzstufe vorgenommen. Am Gitter 3 der Heptode liegen positive Zeilenrückschlagimpulse (Abb. 7b). Sie bewirken einen Gitterstrom, der an den Arbeitswiderständen R124 - R125 eine negative Richtspannung aufbaut. Die negative Richtspannung an R125 ist bei zeitlicher Übereinstimmung von Synchronimpuls an Gitter 1 und Rückschlagimpuls an Gitter 3 der Rö 14 so groß, daß die Triode Rö 14' völlig gesperrt wird. Treffen Synchronimpuls und Rückschlag nicht mehr zeitlich zusammen, so wird die negative Richtspannung an R124 - R125 wesentlich kleiner und die Triode Rö 14' wird geöffnet. Da Synchronimpulse an Gitter 1 und Rückschlagimpulse an Gitter 3 zeitlich mit einer bestimmten Differenzfrequenz gegeneinander durchlaufen, wird nur noch in kurzen Intervallen der Synchronimpuls und der Rückschlag zusammenfallen. Der an der Anode liegende Kondensator C106 wird in diesen Intervallen stark entladen, während er sich in den Zwischenzeiten wieder aufladen kann (Abb. 7c). Es entsteht somit an der Anode der Heptode Rö 14 eine Sägezahnspannung mit der Differenzfrequenz zwischen Sender und Empfänger. Über C109 gelangt diese Sägezahnspannung an das Gitter der Triode Rö 14'. Die positiven Halbwellen dieser Sägezahnspannung rufen in der Triode einen Gitterstrom hervor (R_i klein), während die negativen Halbwellen die Triode sperren (R_i groß). Im gesperrten Zustand erreichen die Synchronimpulse den Phasenvergleich, während sie im geöffneten Zustand der Triode kurzgeschlossen werden.

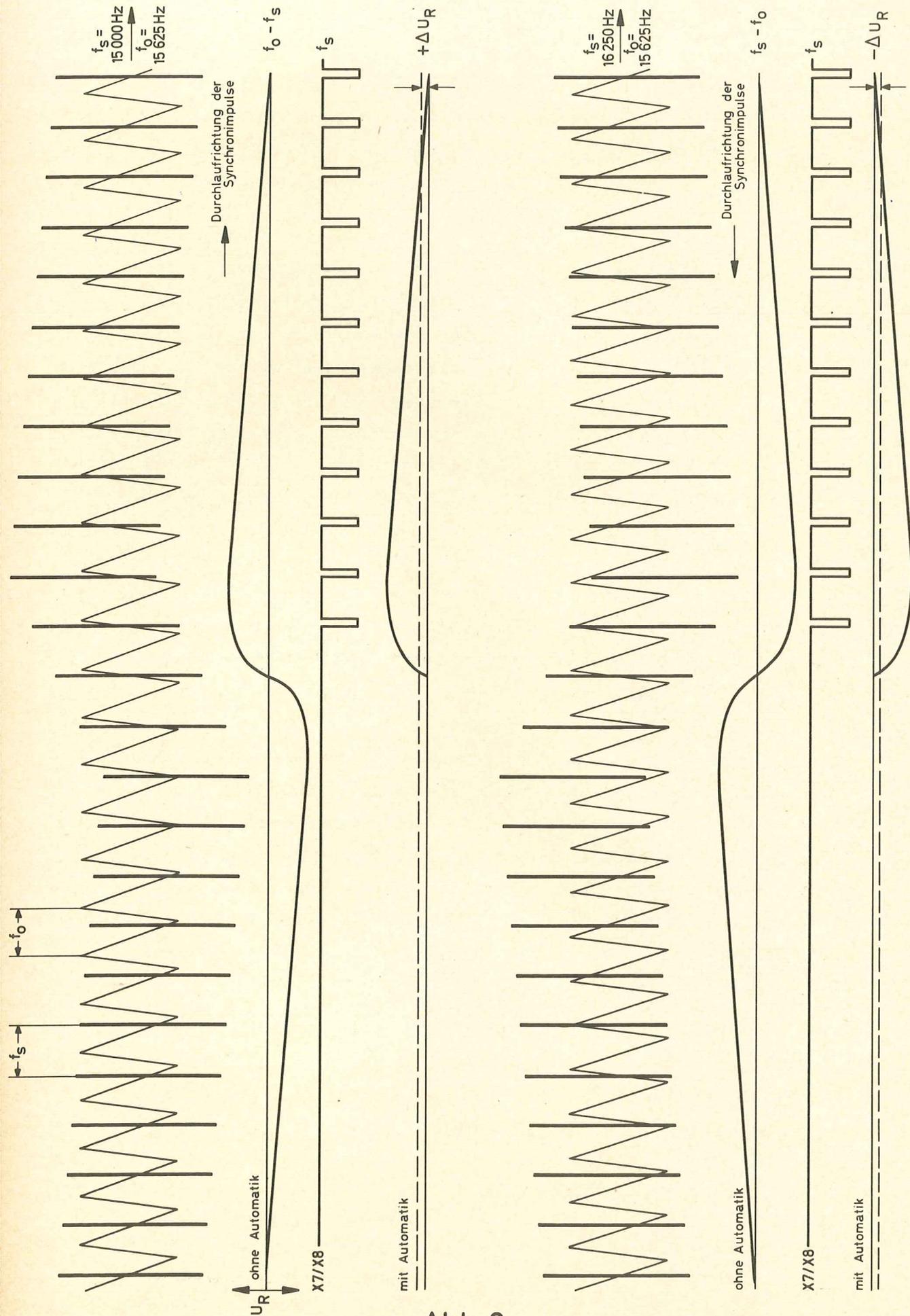


Abb. 9

In Abb. 8 sind die Spannungsverhältnisse der Heptode Rö 14 im Asynchronfalle dargestellt. Das Gitter 1 wird mit den Synchronimpulsen von 15.625 Hz angesteuert, während als Empfängerfrequenz an Gitter 3 (Rückschlagimpuls) 15.000 Hz angenommen wurde. Die Anodenspannung gibt die bei zeitlicher Übereinstimmung zwischen Synchron- und Rückschlagimpuls stattfindende Entladung von C106 und dazwischen die entsprechende Aufladung wieder. Am Gitter der Triode Rö 14' wird dann durch Gittergleichrichtung der positive Anteil dieser Sägezahnspannung begrenzt und der negative Teil sperrt die Triode. Der Phasenvergleich (X7/X8) erhält also nur Synchronimpulse bei gesperrter Triode. Schematisiert ist in Abb. 9 dargestellt, wie zunächst ohne eine Automatikschaltung die Synchronimpulse bei einer angenommenen Frequenzdifferenz von 625 Hz über die Sägezahnspannung des Phasenvergleichs laufen würden. In der oberen Hälfte wurde die Senderfrequenz mit 625 Hz niedriger als die Empfängerfrequenz und in der unteren Hälfte mit 625 Hz höher angenommen. Die entstehende Regelspannung würde sich als pulsierende Gleichspannung symmetrisch um Null ausbilden. Durch die Automatik erhält jedoch der Phasenvergleich (X7/X8) nur in der halben Durchlaufperiode die Synchronimpulse und liefert jetzt, je nach positiver oder negativer Frequenzdifferenz, eine einseitig zur Nulllinie gepolte Regelspannung. Nach mehreren Durchlaufperioden wird sich diese einseitig gepolte Regelspannung bis zu dem Wert aufbauen, wo ein sicheres Einfangen möglich ist.

Interessant ist festzustellen, daß unabhängig von der Richtung der Frequenzdifferenz zwischen Sender und Empfänger die Triode Rö 14' immer in gleichen Zeitintervallen geöffnet bzw. gesperrt und die unterschiedliche Polung der Regelspannung nur durch die jeweilige Durchlaufrichtung der Synchronimpulse über die Sägezahn-Vergleichsflanke des Phasenvergleichs bestimmt wird.

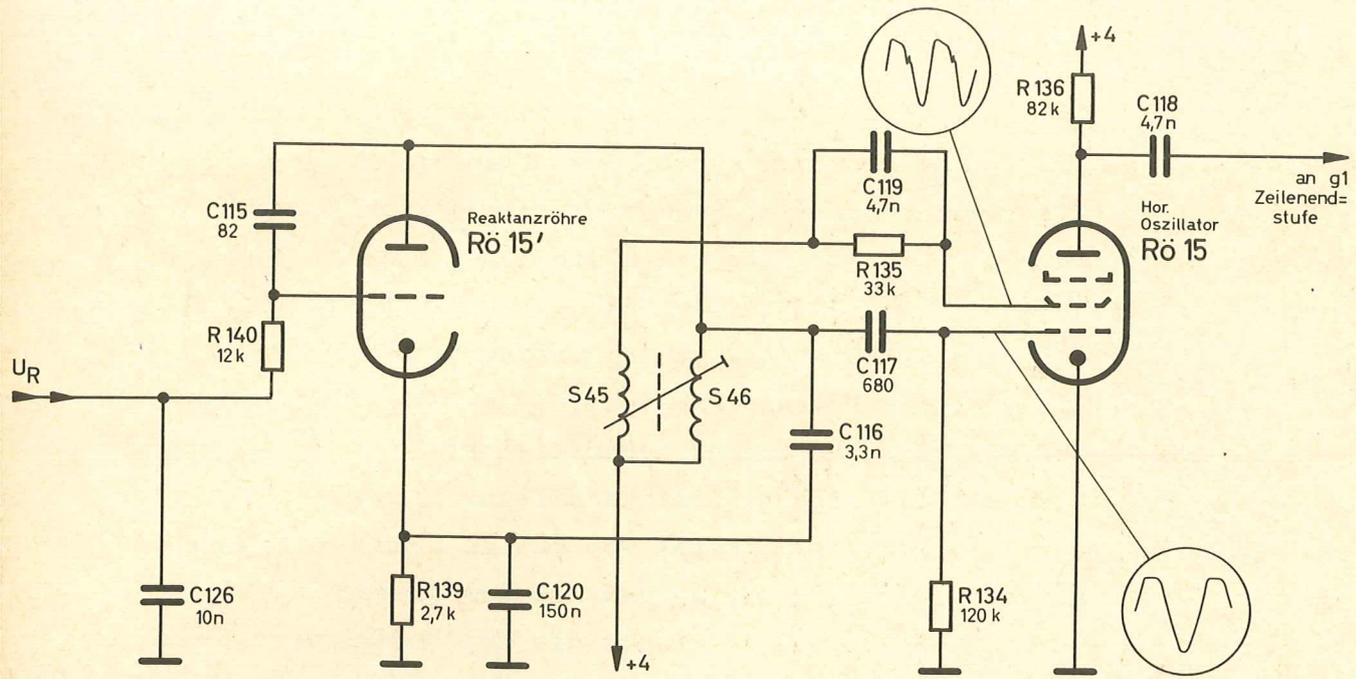


Abb. 1

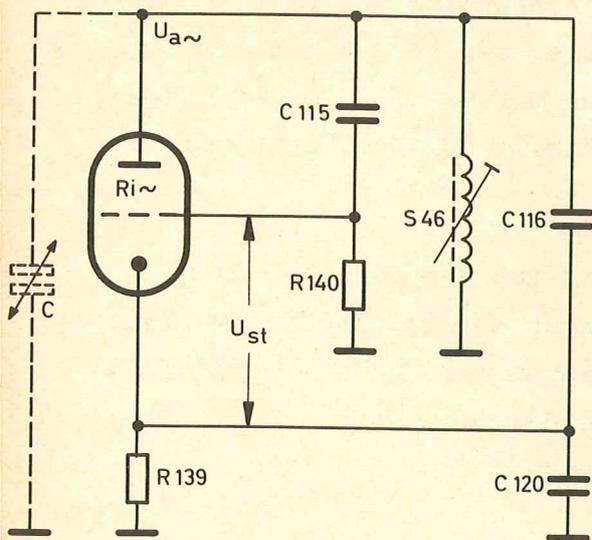


Abb. 2

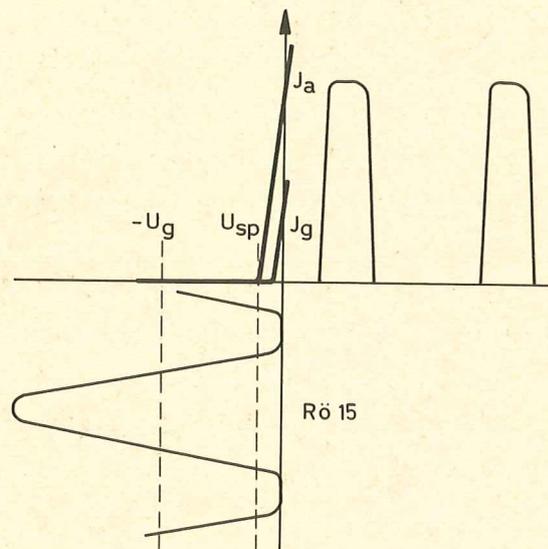


Abb. 3

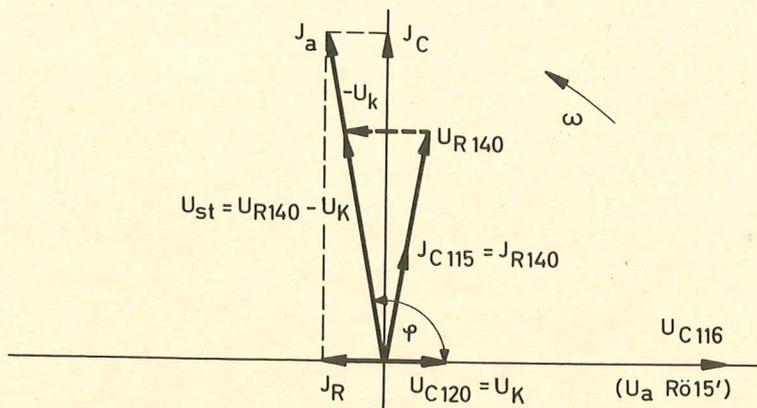


Abb. 4

Zur Erzeugung der Horizontal-Ablenkfrequenz wird das als Sinusgenerator schwingende Pentodensystem der Rö 15 benutzt, während die Triode Rö 15' als Reaktanzröhre parallel zum Oszillatorkreis liegt und über die Nachsteuerspannung aus der Phasenvergleichschaltung eine phasenstarre Verkopplung der Horizontalfrequenz mit dem Sendersignal garantiert.

In Abb. 1 ist die gesamte Schaltung des Horizontal-Generators dargestellt. Die Pentode Rö 15 schwingt zwischen Schirmgitter, Steuergitter und Katode. Der frequenzbestimmende Oszillatorkreis wird aus S46 und C116 gebildet, während S45 die Rückkopplungswicklung ist. Die Schirmgitter-Gleichspannung wird der Anzapfung von S45/S46 zugeführt. Dieser Punkt liegt wechsellspannungsmäßig auf Massepotential. R134/C117 bilden die Gitterkombination, an der sich die negative Richtspannung aufbaut, die durch den während der positiven Spitzen der Oszillatorschwingung fließenden Gitterstrom bestimmt wird. Die Rückkopplung der Oszillatorschaltung ist so groß, daß am Steuergitter der Rö 15 eine sehr große Schwingamplitude auftritt. In Abb. 3 ist zu erkennen, daß die positiven Spitzen der Oszillatorschwingung durch den fließenden Gitterstrom an der Gitterspannungs-Nulllinie festgehalten werden und die negative Richtspannung $-U_g$ weit hinter dem Knick der Anodenstrom-Kennlinie im Negativen liegt. Damit wird die Anodenstrom-Kennlinie der Rö 15 nur während kurzer Zeiträume durch die positiven Spitzen der Oszillatorschwingung durchgesteuert und man erhält Anodenstromimpulse mit einem zeitlichen Abstand der Horizontalfrequenz. Der Anodenkreis der Rö 15 kann dadurch die für ein Kippgerät erforderliche Schalterwirkung ausüben, d.h. die Rö 15 ist zwischen den Anodenstromimpulsen gesperrt und stellt einen sehr hohen Widerstand dar, während beim Erscheinen der Anodenstromimpulse der Innenwiderstand der Rö 15 sehr klein ist. Es entsteht damit am Anodenwiderstand R136 eine rechteckförmige Spannung, der eine schwache sägezahnförmige Komponente überlagert wird. Über C118 wird diese Spannungsform dem Gitter der Horizontal-Endröhre Rö 16 als Steuerungsspannung zugeführt.

Mit Hilfe eines Eisenkernes (S45/S46) läßt sich eine Grobeinstellung der Horizontalfrequenz vornehmen.

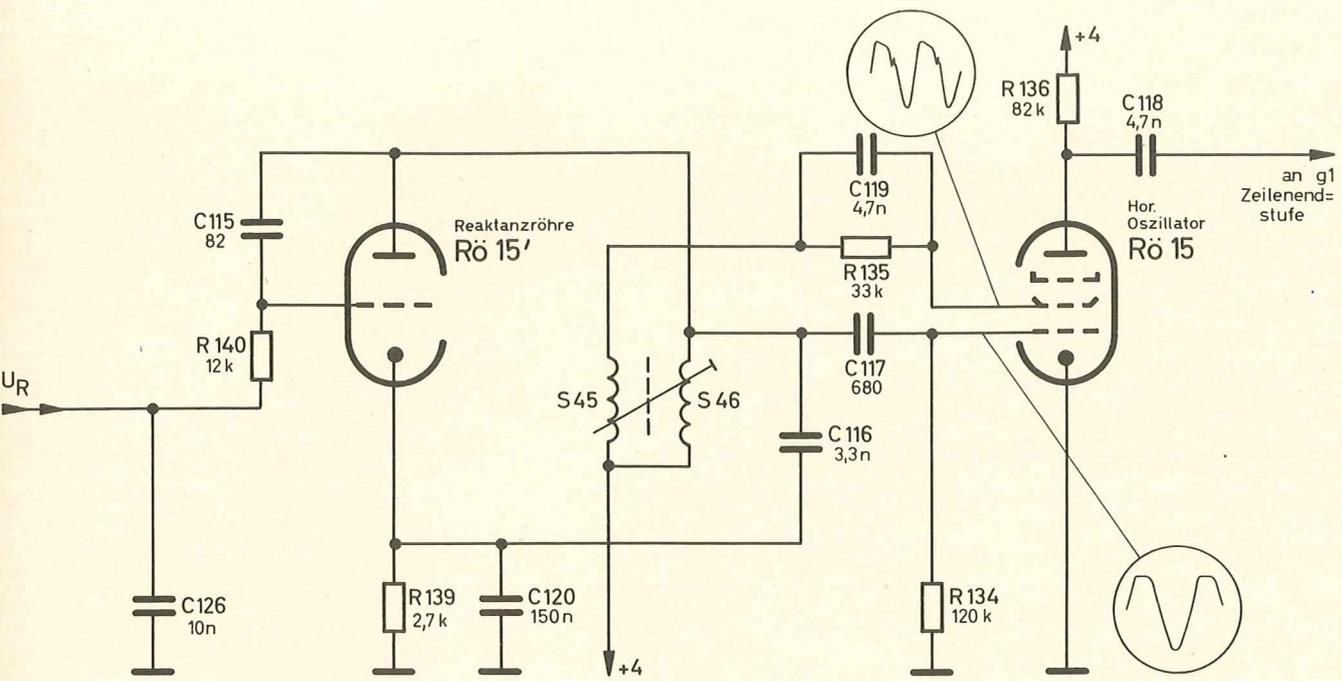


Abb. 1

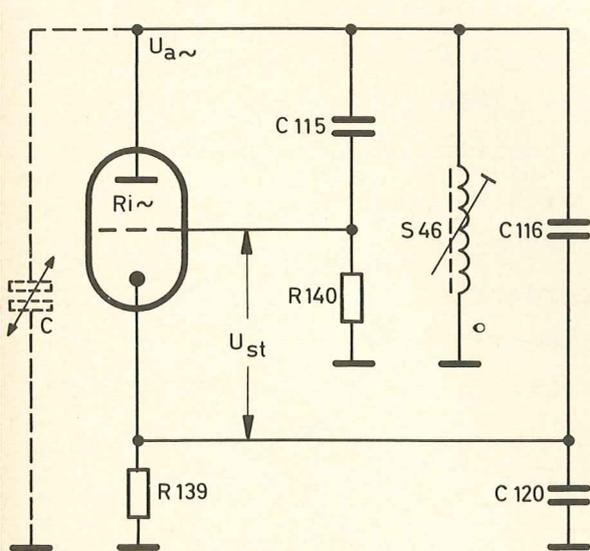


Abb. 2

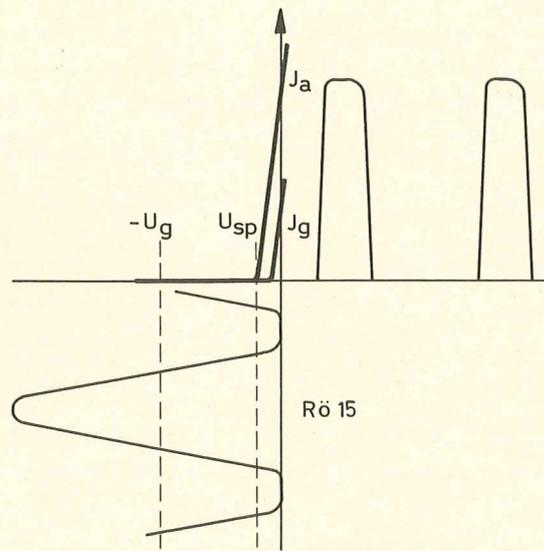


Abb. 3

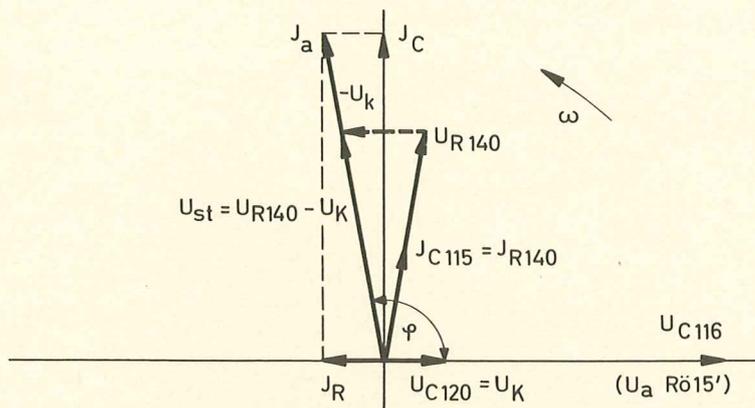


Abb. 4

In Abb. 2 ist dargestellt, wie wechsellspannungsmäßig die Triode Rö 15' als Reaktanzröhre parallel zum Oszillatorkreis geschaltet ist. Der von der Rö 15' gebildete Wechselstrom-Widerstand liegt parallel zu C116/S46, während die Gitterwechselspannung von der Anode abgenommen und über das Phasenschieberglied C115/R140 zugeführt wird. Da der kapazitive Widerstand von C115 groß gegenüber dem ohmschen Widerstand von R140 ist, fließt durch diesen Spannungsteiler ein um fast 90° gegenüber der Spannung an C116 voreilender Strom. Damit eilt auch die Spannung an R140 gegenüber der Spannung an C116 um fast 90° vor. Diese Spannung ist die Gitterwechselspannung der Triode Rö 15'. In der Abb. 4 sind die dazugehörigen Phasenlagen eingetragen. Zusätzlich wird die Triode Rö 15' noch an der Katode mit einer Wechselspannung vom Oszillatorkreis angesteuert. Parallel zu S46 liegen die beiden Kondensatoren C116 und C120. Die an C120 stehende Teilspannung wird der Katode Rö 15' zugeführt und addiert sich also mit der am Gitter stehenden Wechselspannung zur resultierenden Steuerspannung U_{st} . Hierdurch wird erreicht, daß die Steuerspannung U_{st} und damit der Anodenstrom um etwas mehr als 90° der Anodenspannung voreilt. Der Anodenstrom I_a besteht also aus einer kapazitiven Komponente I_C , die der Anodenspannung um genau 90° voreilt und einer ohmschen Komponente I_R , die in Gegenphase zur Anodenspannung U_a liegt. Die ohmsche Komponente ergibt also einen negativen Widerstand und trägt damit zur Entdämpfung des Oszillatorkreises bei.

Zur automatischen Nachsteuerung der Reaktanzröhre wird über R 140 aus der Phasenvergleichstufe eine Regelgleichspannung dem Gitter von Rö 15' zugeführt. (Siehe B-j-IV). Die Größe der Gittergleichspannung bestimmt den Arbeitspunkt der Röhre und damit die Arbeitssteilheit. Von der Arbeitssteilheit hängt der fließende Anodenwechselstrom ab und es wird aus dem sich ändernden Verhältnis U_a zu I_a die Größe des Blindwiderstandes der Rö 15' bestimmt. Eine größer werdende Steilheit bedeutet z.B. größeren Anodenstrom und damit einen kleineren Blindwiderstand. Die von der Rö 15' dargestellte Kapazität wird dann größer, was zur Folge hat, daß die Oszillatorfrequenz kleiner wird.

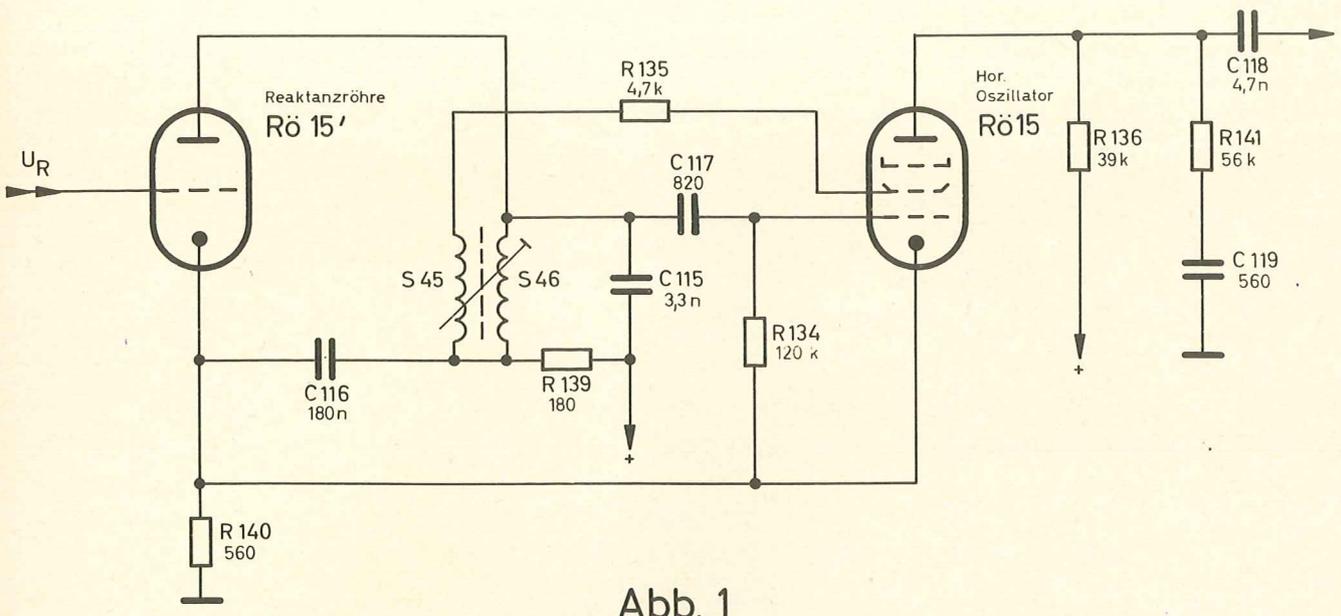


Abb. 1

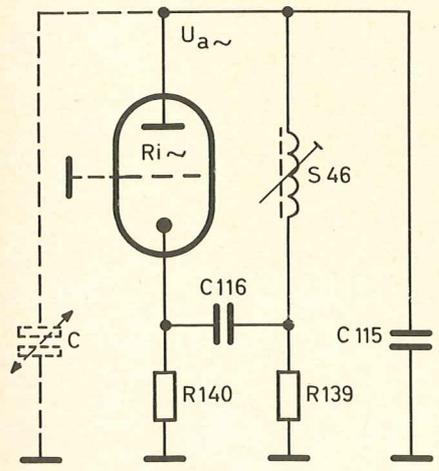


Abb. 2

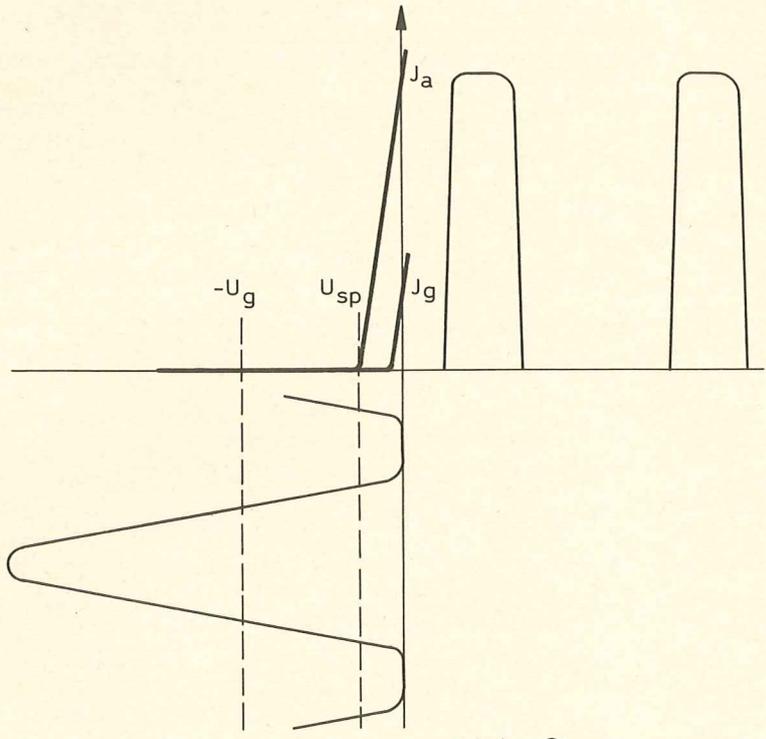


Abb. 3

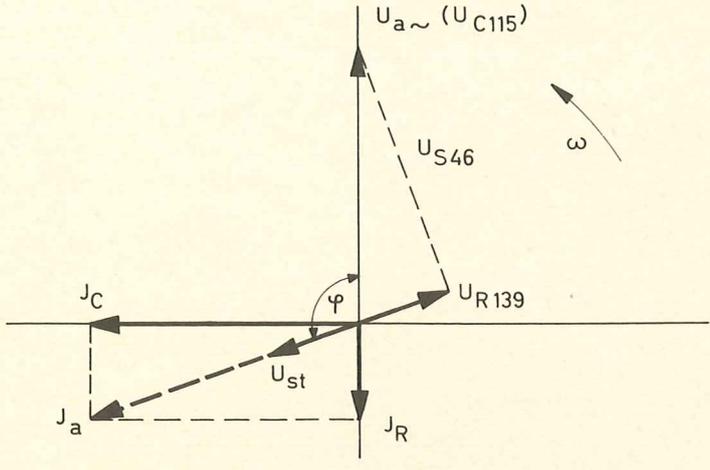


Abb. 4

Die Horizontal-Oszillatorschaltung entspricht in ihrer Funktion der im Abschnitt B-k-IV beschriebenen Schaltung. Lediglich die Ansteuerung der Reaktanzröhre wird etwas anders vorgenommen. Aus Abb. 2 ist zu ersehen, daß die Triode R6 15' nur an der Katode wechselstrommäßig angesteuert wird. Das Steuergitter liegt über dem Siebkondensator der Regelspannung auf Massepotential. Der Oszillatorschwingkreis wird aus S46, C115 und R139 gebildet, wobei S46 und R139 parallel zu C115 liegen. Die Spannung an R139 eilt damit der Schwingkreisspannung C115 um fast 90° nach. Über C116 wird diese Spannung an die Katode R6 15' gelegt. Dies ergibt eine Steuerspannung U_{st} mit der in Abb. 4 eingezeichneten Phasenlage. Der von der Steuerspannung hervorgerufene Anodenstrom I_a eilt damit der Anodenspannung U_a um etwas mehr als 90° vor. Dies ergibt für den Anodenstrom zwei Teilkomponenten, die aus I_C mit genau 90° Voreilung und I_R in Gegenphase zu U_a bestehen. Die Stromkomponente I_R erzeugt einen negativen Widerstand und trägt damit zur Entdämpfung des Oszillatorkreises bei.

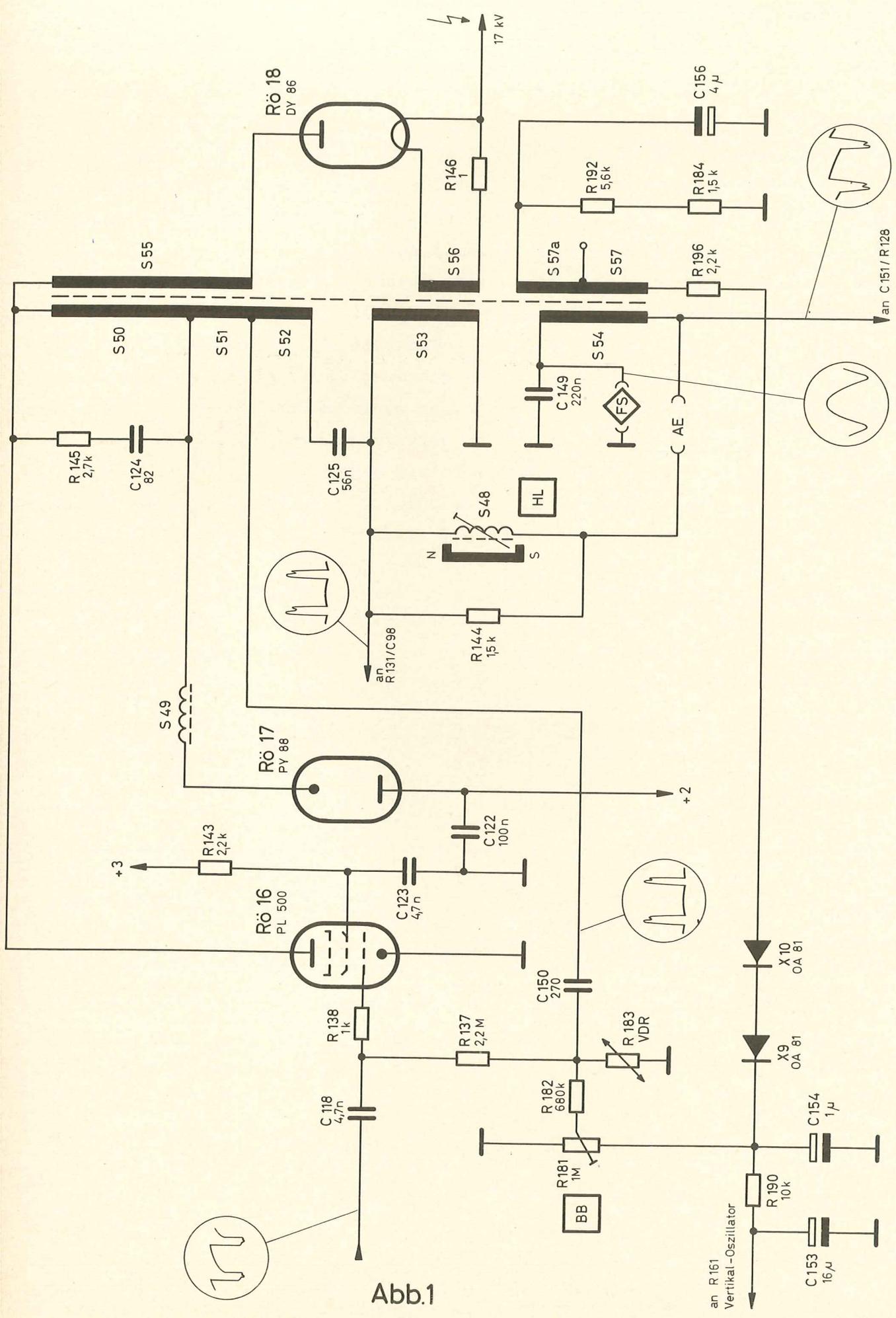
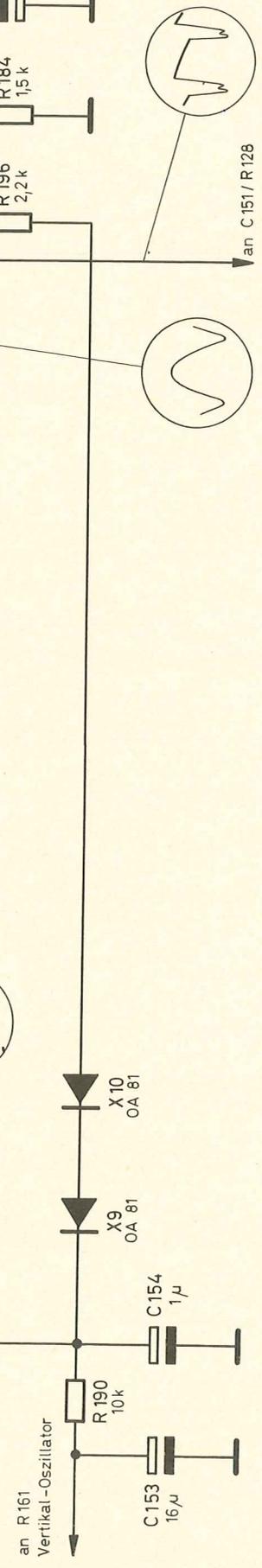


Abb.1



Die Aufgabe der Horizontal-Endstufe besteht darin, den sägezahnförmigen Ablenkstrom für die Horizontal-Ablenkspulen zu liefern und gleichzeitig die Hochspannung für die Bildröhre zu erzeugen. Diese Aufgaben übernehmen die Rö 16, Rö 17 und Rö 18 zusammen mit dem Zeilenausgangstransformator S50 - S57. Die vollständige Schaltung der Horizontal-Endstufe ist in Abb. 1 dargestellt. Durch die 110° -Ablenktechnik werden an das Arbeiten der Horizontal-Endstufe besondere Anforderungen gestellt, die einen erhöhten Schaltungsaufwand zur Folge haben. Zur Stabilisierung der Horizontal-Ablenkamplitude wird die von dem VDR R183 durch Gleichrichtung des Zeilenrückschlagimpulses erzeugte negative Regelspannung über R137 der Rö 16 als Gittervorspannung zugeführt. Vom Horizontal-Oszillator kommt über C118 die Ansteuerspannung auf das Gitter der Horizontal-Endröhre. Die Ansteuerspannung besteht aus einer Sägezahnspannung mit großen negativen Spannungsspitzen. Die negativen Spannungsspitzen sind erforderlich, um die Horizontal-Endröhre während des Rücklaufes mit Sicherheit gesperrt zu halten - an der Anode steht zu dieser Zeit eine hohe positive Spannung -, damit keine zusätzliche Dämpfung des Zeilentrifos durch die Rö 16 stattfindet. An einer Anzapfung der Primärseite, zwischen S50 und S51, ist die Boosterdiode Rö 17 angeschlossen. Rö 17 sorgt dafür, daß während des Hinlaufes eine zeitlineare Ablenkung stattfindet, und außerdem nimmt sie, zusammen mit dem Boosterkondensator C125, eine Energierückgewinnung aus der Magnetfeldenergie des Zeilentrifos durch Ladungsspeicherung auf C125 vor. Die Kapazität von C125 bestimmt die Größe der Parabelspannung, welche der Gleichspannung überlagert ist, wodurch der Tangensfehler, hervorgerufen durch den flachen Bildschirm, kompensiert wird. Die Horizontal-Ablenkspulen sind über die Linearitätsregelspule S48 an S53 - S54 angeschlossen. An dem in Serie mit S54 liegenden Kondensator C149 fällt eine parabelförmige Wechselspannung ab, die als Versorgungsspannung der Fernbedienung zugeführt wird. Die Bildbreitenregelung erfolgt durch Gittervorspannungsänderung an der Rö 16 mit Hilfe des Regelwiderstandes R181. Für den Phasenvergleich werden von S53 positive und von S54 negative Rückschlagimpulse abgenommen. Der positive Rückschlagimpuls an S53 wird außerdem zur Erzeugung der getasteten Regelspannung herangezogen, während der negative Rückschlagimpuls an S54 gleichzeitig zur Horizontal-Rücklaufunterdrückung dem Wehneltzylinder der Bildröhre Rö 13 zugeführt wird.

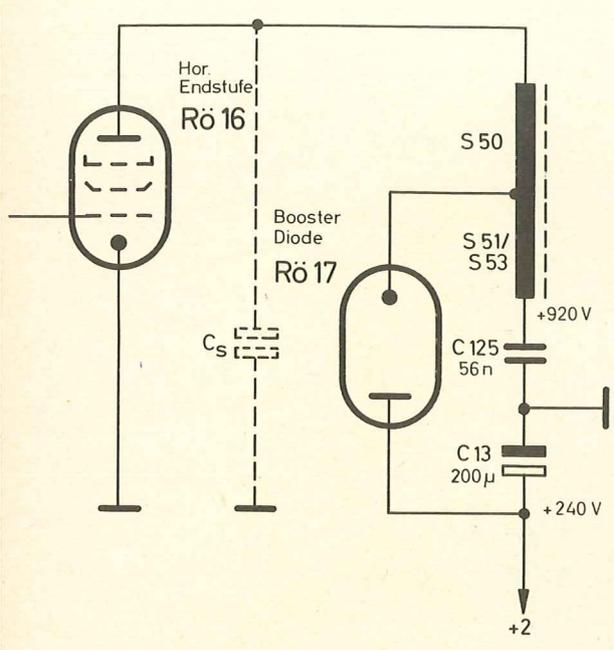
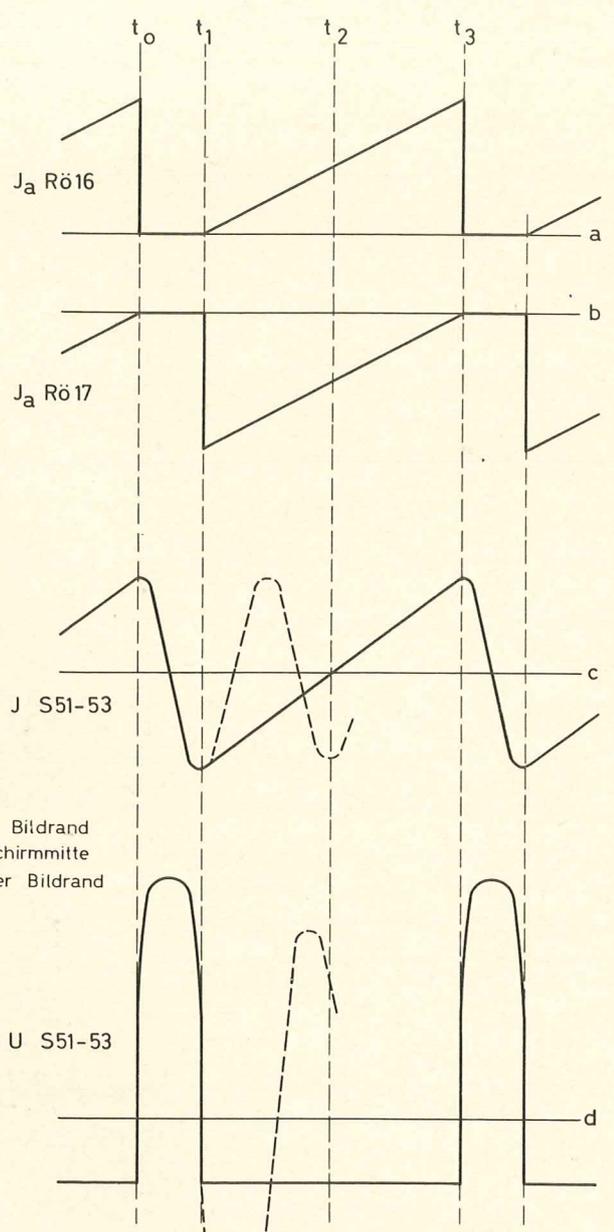


Abb. 2



t_1 = linker Bildrand
 t_2 = Bildschirmmitte
 $t_3 = t_0$ = rechter Bildrand

Abb. 3

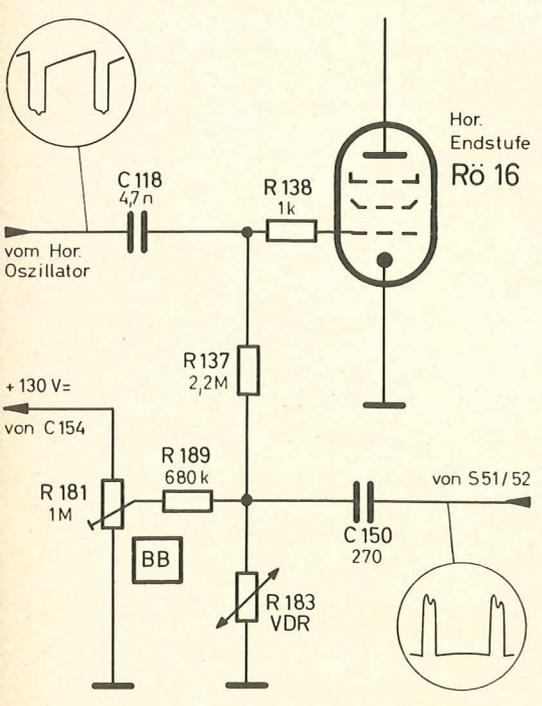


Abb. 5

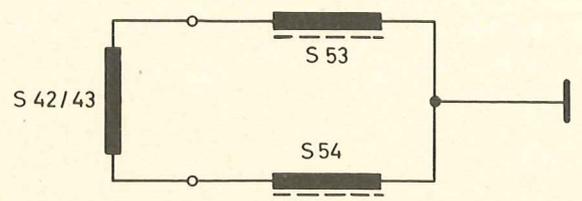


Abb. 4

Zur besseren Übersicht ist in Abb. 2 die Horizontal-Endstufe vereinfacht dargestellt. Es ist nur die Zeilenendröhre RÖ 16, die Boosterdiode RÖ 17, die Zeilentrafowicklungen S50 - S53, der Boosterkondensator C125 und der Elko C13 eingezeichnet. Um die Wirkungsweise übersichtlicher darstellen zu können, liegt der Boosterkondensator C125 vom Ende der Wicklung S53 nach Masse. Als Versorgungsspannung für die Horizontal-Endröhre steht auf C125 eine Spannung von 920 Volt zur Verfügung. Diese "Boosterspannung" setzt sich aus 240 Volt von +2 im Netzteil und 680 Volt von der Energie-Rückgewinnungsschaltung zusammen. Der Verlauf der Spannungen und Ströme ist in Abb. 3 angegeben.

Die Sägezahn-Ansteuerspannung öffnet die Zeilenendröhre RÖ 16 und es fließt ein Anodenstrom nach Abb. 3a ($t_1 - t_3$). Da für die Horizontal-Ablenkfrequenz der induktive Widerstand des Zeilentrafos wesentlich größer ist als die ohmsche Komponente, wird an S51 - S53 eine konstante, gegen die Boosterspannung negative Spannung stehen (Abb. 3d). Zum Zeitpunkt t_3 bzw. t_0 wird der negative Impuls der Ansteuerspannung die RÖ 16 schlagartig sperren. Es kann dann kein Anodenstrom mehr fließen und die RÖ 16 stellt einen sehr hochohmigen Widerstand dar. Durch das Zusammenbrechen des durch den Zeilentrafo fließenden Stromes setzt ein Anschwingvorgang ein, der zeitlich von der Größe der Induktivität des Zeilentrafos und der Kapazität C_S bestimmt wird. Diese Eigenfrequenz liegt bei ca. 40 kHz. Der Strom in S51 - S53 wird also von seinem positiven Maximum auf Null absinken und durch den Nullpunkt bis zu seinem negativen Maximum hindurchschwingen. Dieser Schwingungsvorgang entspricht einer halben Cosinusschwingung, wobei die Energie aus dem Magnetfeld der Induktivität auf die Kapazität C_S und wieder zurück in die Induktivität des Zeilentrafos pendelt. In dieser Zeit $t_0 - t_1$ entsteht spannungsmäßig an S51 - S53 eine sehr hohe positive Spitze mit dem Maximum während des Stromdurchganges durch Null. Zu diesem Zeitpunkt sitzt die gesamte Energie als Ladung auf der Schalt- und Röhrenkapazität C_S . Der Verlauf der Spannung an S51 - S53 von $t_0 - t_1$ ist eine halbe Sinusschwingung.

Ohne die RÖ 17 würde der Horizontal-Ausgangskreis aperiodisch mit seiner Eigenfrequenz ausschlagen. (Gestrichelte Linien in Abb. 3c und 3d). Beim Überschreiten des Zeitpunktes t_1 wird die negative Wechselfspannung an S51 - S53 größer als die resultierende Gleichspannung an RÖ 17,

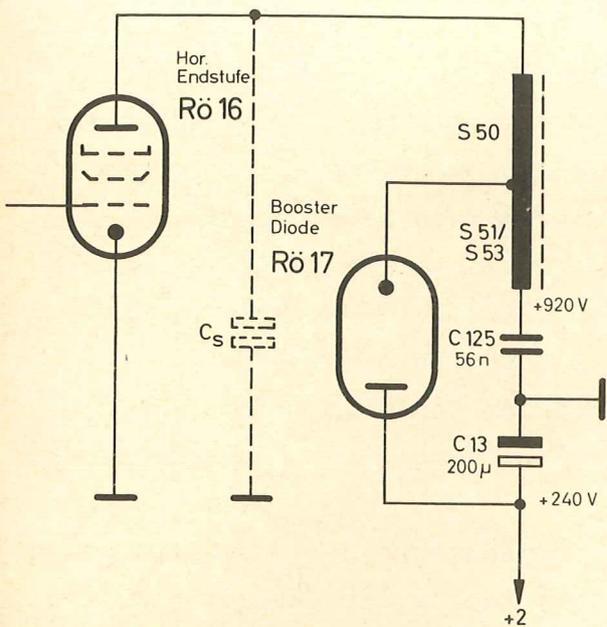


Abb. 2

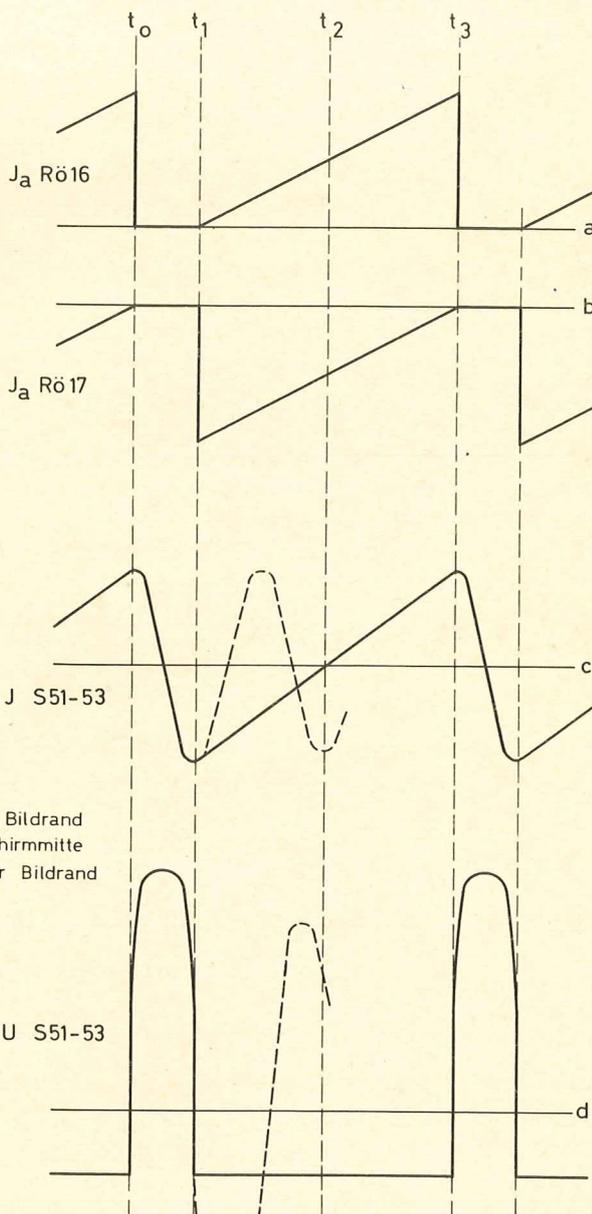


Abb. 3

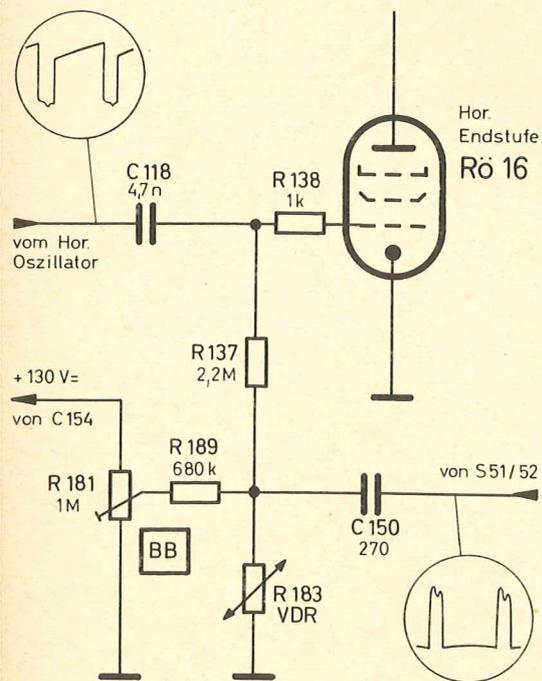


Abb. 5

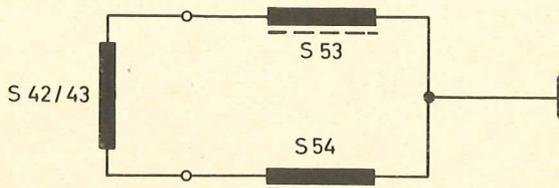


Abb. 4

was sofort zum Öffnen der Röhre führt. Über den sehr kleinen Innenwiderstand der Rö 17 werden die in Serie liegenden Kondensatoren C13 und C125 parallel zu S51 - S53 geschaltet. Bei einer genügend großen Kapazität von C125 wird die Spannung praktisch konstant gehalten. C125 wirkt also als Batterie. Eine konstante Spannung an S51 - S53 hat aber zwangsläufig einen linearen Sägezahnstrom zur Folge (Abb. 3c). Ist von t_1 - t_3 die Diode geöffnet, so bestimmt C125 die konstante Spannung an S51 - S53 und damit den zeitlinearen Stromanstieg in S51 - S53. Dieser Sägezahnstrom durch S51 - S53 liegt symmetrisch zur Nulllinie und setzt sich aus dem Strom über die Zeilenendröhre Rö 16 (Abb. 3a) und dem Strom durch die Diode Rö 17 (Abb. 3b) zusammen. Aus Abb. 3b sieht man, daß der Strom durch die Boosterdiode Rö 17 vom negativen Maximum (t_1) linear bis auf Null abnimmt (t_3), während der Anodenstrom der Rö 16 (Abb. 3a) linear von Null (t_1) bis zum positiven Maximum (t_3) ansteigt. In der ersten Hälfte des Zeilenhinlaufs von t_1 - t_2 wird über die geöffnete Diode Rö 17 der Kondensator C125 aus der Energie des Magnetfeldes des Zeilentransformators aufgeladen. Es findet eine Speicherung der Magnetfeldenergie auf dem Kondensator C125 statt. (Der Strom über die Diode Rö 17 ist größer, als der Anodenstrom der Rö 16). Nach dem nulldurchgang des Stromes $I_{S51 - S53}$ zum Zeitpunkt t_2 (Abb. 3c) polt die Richtung dieses Stromes um und der Kondensator C125 wird entladen, d.h. er trägt zur Stromversorgung der Zeilenendröhre Rö 16 bei. (Der Strom über die Boosterdiode Rö 17 ist kleiner als der Anodenstrom der Rö 16). Dieser Vorgang der Ladungsspeicherung an C125 während der ersten Hälfte des Zeilenhinlaufes wird als Energierückgewinnung bezeichnet. Die Stromversorgung aus dem Netzteil braucht dadurch nur die in der Horizontal-Endstufe auftretenden ohmschen Verlustanteile zu decken.

Die Abb. 4 zeigt die Ankopplung der Ablenkeinheit S42/S43 an den Zeilentransformator. Die Wicklungen S53/S54 sind windungszahlmäßig gleich und in der Mitte gegen Masse geführt. Dadurch wird die Abstrahlung der Zeilenfrequenz und deren Oberwellen stark herabgesetzt.

Die während der Rücklaufperiode auftretende Spannungsspitze wird in der Wicklung S55 auf 17 kV herauftransformiert und durch die Hochspannungsdiode Rö 18 gleichgerichtet.

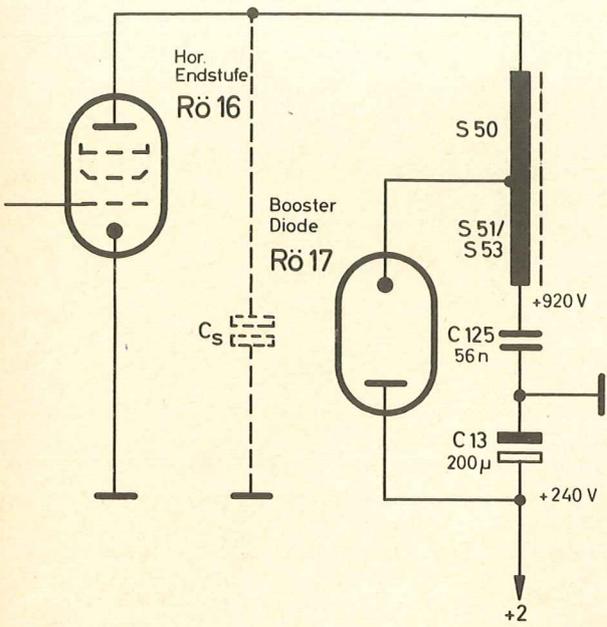
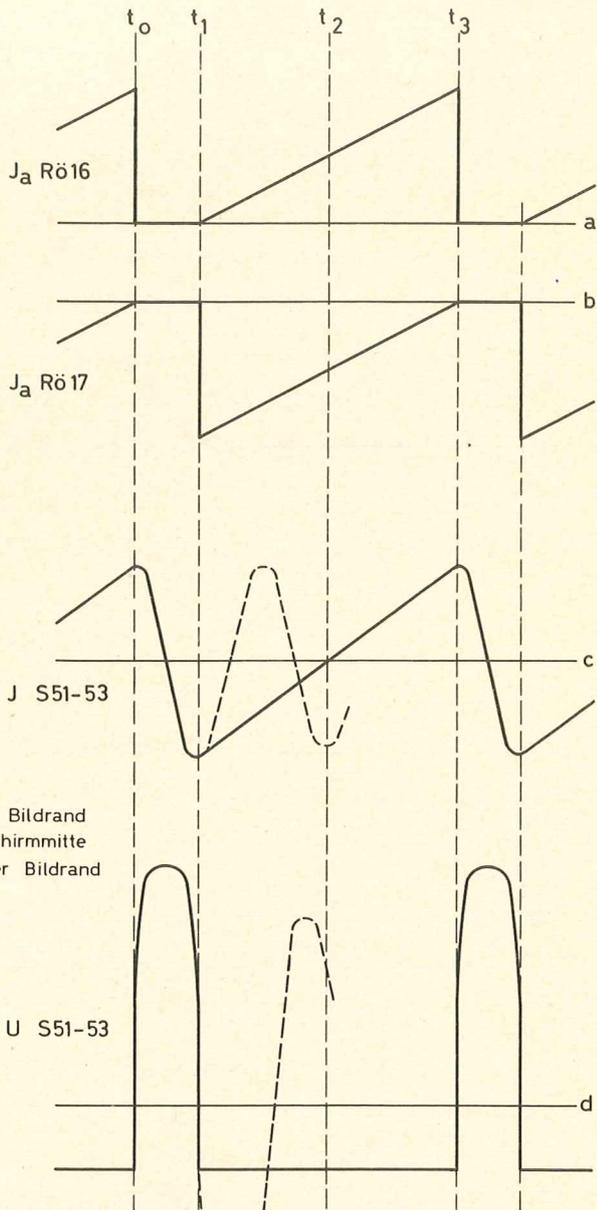


Abb. 2



t_1 = linker Bildrand
 t_2 = Bildschirmmitte
 $t_3 = t_0$ = rechter Bildrand

Abb. 3

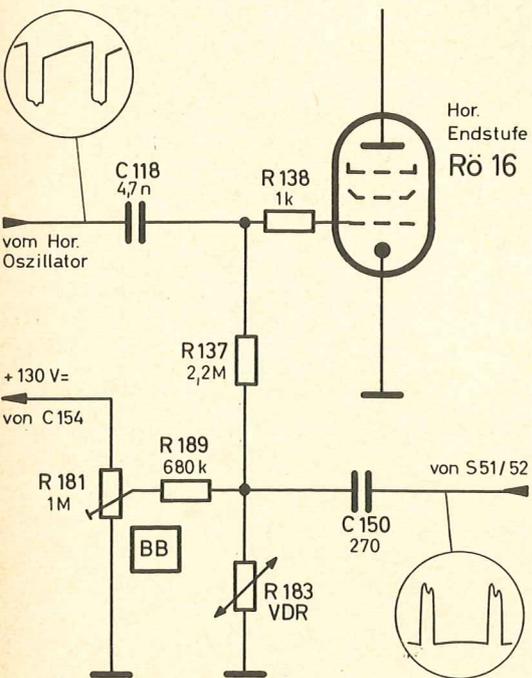


Abb. 5

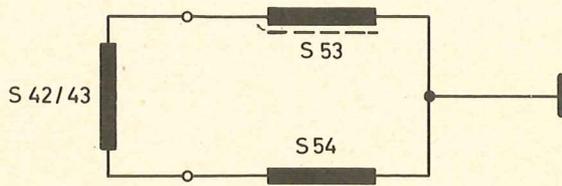


Abb. 4

Durch die Anwendung der Weitwinkeltechnik ist es nötig, den Ablenkstrom gegenüber der Sägezahnform S-förmig zu verformen, da die Ablenkgeschwindigkeit an den Bildseiten kleiner sein muß als in der Bildmitte. Dies erreicht man durch geeignete Wahl des Booster-Kondensators C125, an dem dann eine entsprechende Parabelspannung entsteht. Für die Einstellung der Horizontal-Linearität ist die Linearitäts-Regelspule S48 angeordnet. Sie stellt eine magnetisch gesättigte Spule dar, die den ohmschen Verlustwiderstand der Horizontal-Ablenkspulen in der ersten Hälfte des Zeilenhinlaufes kompensiert und dadurch den S-förmigen Verlauf des Ablenkstromes in diesem Teil des Hinlaufes sicherstellt.

Um die Horizontal-Endstufe von Netzspannungsschwankungen unabhängig zu machen, wird die Gittervorspannung der Horizontal-Endröhre durch einen VDR (R183) erzeugt. Da zur Steuerung dieser Vorspannung eine Größe herangezogen wird, die ein Maß für den Ablenkstrom ist, kann damit weitgehend die Ablenkamplitude bei Spannungsschwankungen oder Röhrenalterungen konstant gehalten werden. In Abb. 5 ist dieser Schaltungsauszug angegeben. Die Steuergröße ist in diesem Fall der Zeilenrückschlagimpuls, dessen Amplitude von der Aussteuerung der Endröhre abhängig ist.

Über C 150 wird der Zeilenrückschlagimpuls an den VDR R183 geführt und ruft hier an der gekrümmten Kennlinie des VDR eine negative Richtspannung hervor. Die negative Richtspannung ist so bemessen, daß sie als Vorspannung über R137 für die Zeilenendröhre Rö 16 wirken kann. Mit der am Regler R181 stehenden stabilisierten, positiven Gegenspannung kann die Vorspannung der Rö 16 variiert werden. Da mit dieser Einstellung der Arbeitspunkt der gesamten Zeilenendstufe verändert wird, darf hiermit nur die richtige Größe der Boosterspannung eingeregelt werden. Die stabilisierte, positive Gegenspannung wird durch Gleichrichtung des positiven Rückschlagimpulses (S57a/S57) gewonnen. Nach den beiden Dioden X10 und X9 findet eine Absiebung über R190 - C153 statt und die geglättete Spannung steht auch für die Stromversorgung des Vertikal-Oszillators Rö 21 zur Verfügung.

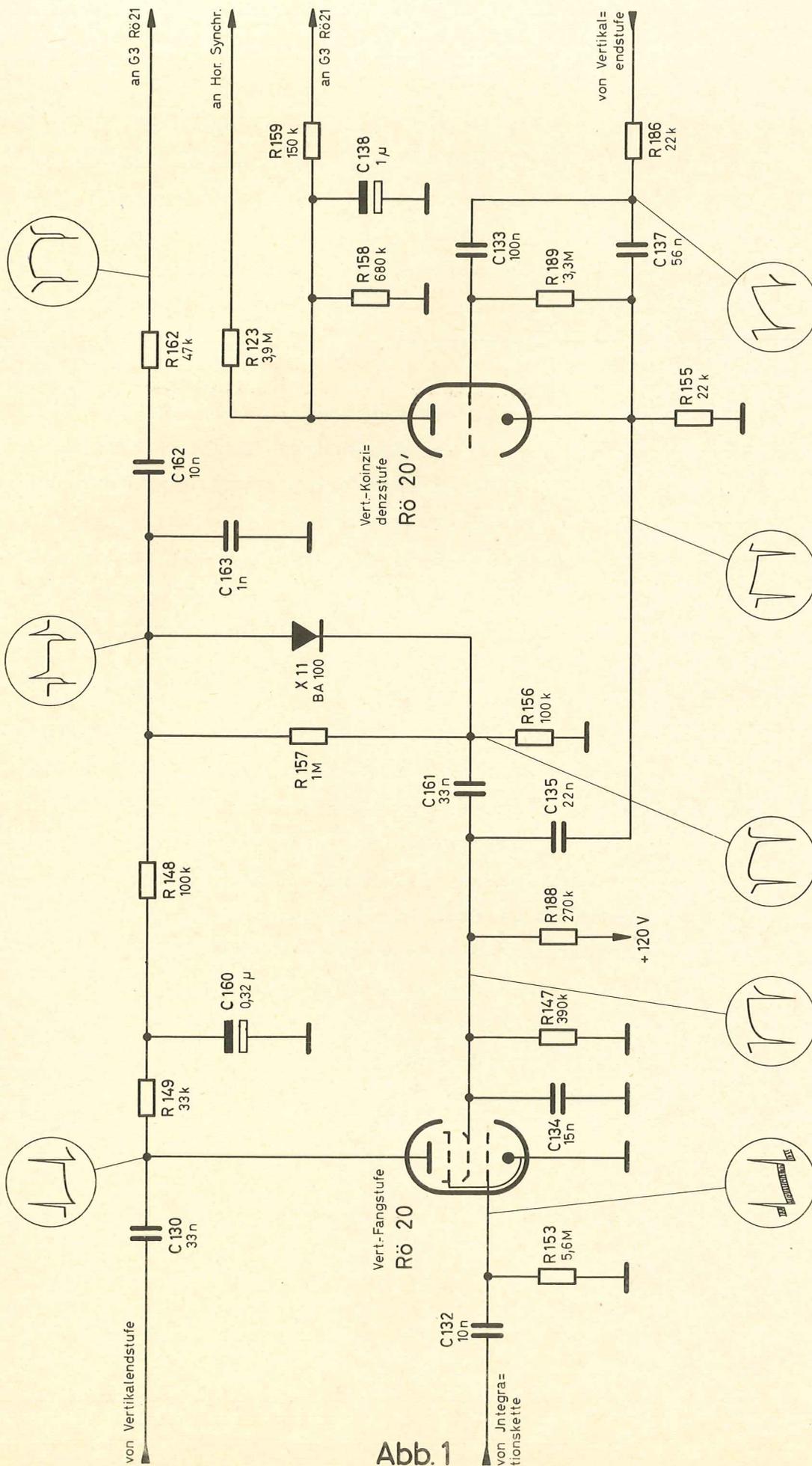


Abb.1

Die Synchronisation des Vertikal-Oszillators erfolgt vollautomatisch. In Abb. 1 ist die Gesamtschaltung, in Abb. 2 das Blockschaltbild dargestellt.

In der Vertikal-Automatik-Schaltung wird eine Verbundröhre PCF 80 verwendet, Rö 20 und Rö 20'. Die Triode Rö 20', eine Koinzidenzstufe, liefert eine Regelspannung zur Grobfrequenzregelung des Oszillators; die Pentode Rö 20, als Synchron- und Fangstufe, in Verbindung mit der Diode X11, einen Fang- oder Synchronimpuls zur Sicherstellung der richtigen Phasenlage. Bei der Synchronisation des Vertikaloszillators handelt es sich also um eine Kombination einer indirekten Gleichspannungs-Nachregelung mit direkter Impulssynchronisation. Der Synchronimpuls des Senders zur Direkt-Synchronisation des Vertikal-Oszillators wird nach der Verstärkung in der Pentode Rö 20 vom Schirmgitter abgenommen und über das veränderliche R_i der Diode X11 mit automatisch gesteuerter Amplitudengröße dem Bremsgitter des Vertikal-Oszillators (Rö 21) zugeführt. Die automatische Steuerung der Größe des R_i von X11 erfolgt durch eine Regelspannung, die an der Anode Rö 20 in einer Art getasteten Regelspannungserzeugung aus dem Rückschlagimpuls vom Vertikal-Ausgangstrafo gewonnen wird. In der Triode Rö 20' wird, abhängig von der Phasenlage zwischen Sender-Synchronimpuls und Vertikal-Rückschlagimpuls, eine Regelspannung erzeugt. Diese Regelgleichspannung verändert vollautomatisch die Grundfrequenz des Vertikal-Oszillators (g_3 Rö 21). Es kann hiermit über einen großen Frequenzbereich der Vertikal-Oszillator mit großer Störfreiung und exaktem Zeilensprung synchronisiert werden.

Es soll zuerst die Wirkungsweise der Synchron-Fangstufe Rö 20 beschrieben werden (Abb. 3 u. 4). Über C 132 werden dem Steuergitter die positiv gerichteten Bildsynchron-Impulse zugeführt. Da die Rö 20 keine Grundgittervorspannung bekommt, findet hier Gittergleichrichtung statt (Audionprinzip). Die Rö 20 arbeitet ähnlich einer getasteten Regelschaltung, d.h. der Anode wird ein positiver Rückschlagimpuls aus der Vertikalendstufe zugeführt (Abb. 3). Hierdurch kann in der Synchron-Fangstufe Rö 20 nur dann ein Strom fließen, wenn auch am Gitter zeitlich richtig der positive Steuerimpuls erscheint. Im Synchronzustand ist dies der Fall, und die sich wie eine gesteuerte Diode verhaltende Anoden-Katodenstrecke der Rö 20 richtet den zugeführten positiven Impuls an der Anode gleich. Die dabei an der Anode entstehende negative Richtspannung hat also ihren größten Wert im Synchronzustand. Die Prinzipschaltung zeigt die Abb. 3. Über die Widerstände R 149 und R 148 wird diese negative Spannung einer Diode X11 zugeführt, die so

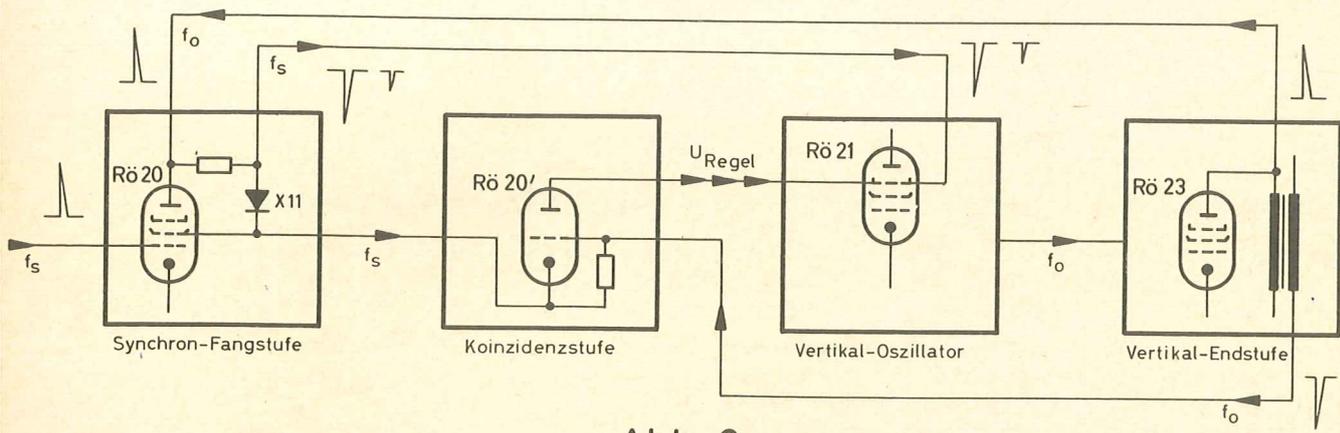


Abb. 2

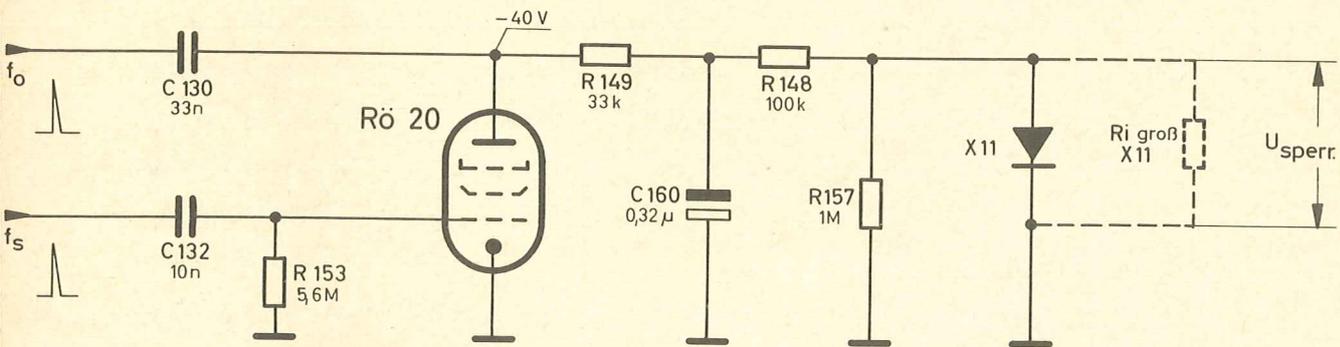


Abb. 3

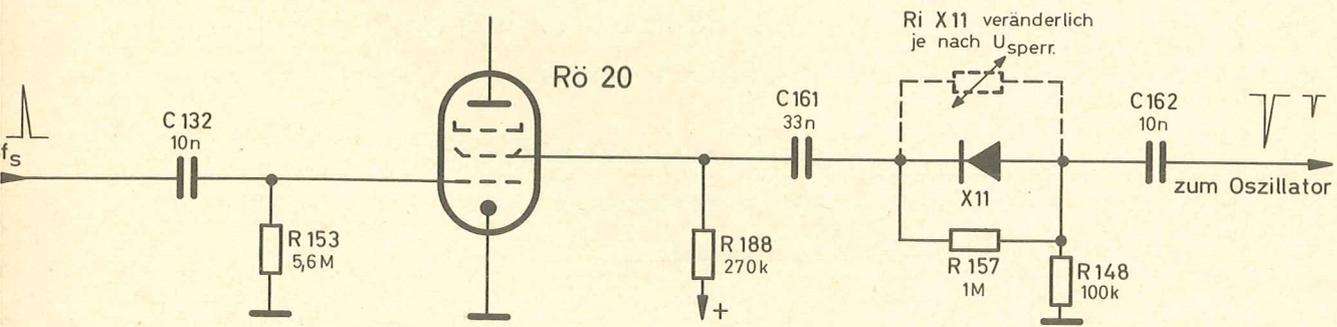


Abb. 4

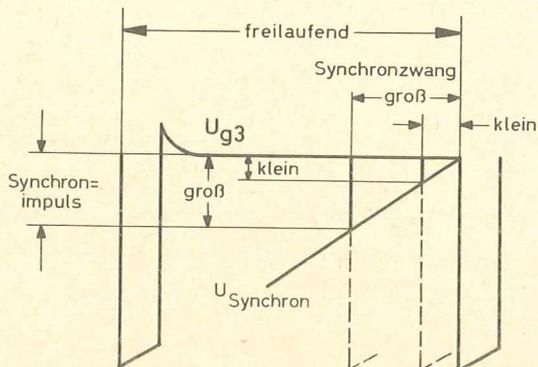


Abb. 5

gepolt ist, daß sie dadurch gesperrt wird und somit ein großes R_i besitzt. Im Nicht-Synchronfall verringert sich die erzeugte Richtspannung soweit, daß die Diode X11 leitend wird und nur noch ein kleines R_i besitzt.

Die Funktion und Aufgabe dieser Schaltung wird verständlich, wenn man den Weg des Synchronimpulses verfolgt und sich die Vorgänge bei der Direkt-synchronisation vorstellt. Ein relativ großer Synchronimpuls hat auch einen entsprechend großen Synchronisierbereich und kann, bei richtiger Grundeinstellung des zu synchronisierenden Generators, diesen auch bei größeren Frequenzabweichungen einfangen. Demgegenüber steht die Forderung nach einem guten Zeilensprung und geringer Störanfälligkeit. Dies setzt aber einen kleinen Synchronimpuls voraus, dessen Synchronisierzwang naturgemäß auch nur auf einen kleinen Frequenzbereich beschränkt ist. In der Abb. 5 ist dieses deutlich gemacht worden. Beide Möglichkeiten werden in der vorliegenden Schaltung automatisch miteinander verknüpft. Im Synchronfall (Haltebereich) wird der Vertikal-Oszillator nur von einem kleinen Synchronimpuls direkt synchronisiert und beim Außertrittfallen fängt ein um ein Mehrfaches in der Amplitude vergrößerter Synchronimpuls den freilaufenden Vertikal-Oszillator wieder ein. Der dem Gitter der Synchron-Fangstufe Rö 20 zugeführte positive Bildsynchronimpuls wird am Schirmgitter ausgekoppelt und über C161 der Katode X11 zugeführt. Ist die Diode gesperrt (Synchronzustand), so ist die an R148 auftretende Amplitude des Synchronimpulses durch das Teilverhältnis der Parallelschaltung $R157/R_i$ X11 zu R148 festgelegt. Dieses Teilverhältnis ist so groß, so daß der eigentliche Synchronimpuls eine kleine Amplitude hat und die Forderung nach gutem Zeilensprung und geringer Störanfälligkeit erfüllt ist. Beim Ausfall der Synchronisierung verringert sich die Sperrspannung der Diode X11 und der nun auftretende geringere Innenwiderstand der Diode bestimmt das Teilverhältnis, die Amplitude des Synchronimpulses an R148 wird um ein Mehrfaches größer. Der Fangbereich erweitert sich also automatisch. Über C162, R162 und C140 wird der Synchronimpuls dem Bremsgitter des Vertikal-Oszillators zugeführt. Die Abb. 4 zeigt den vereinfachten Schaltungsauszug für den Weg des Synchron-Impulses. Abhängig vom Arbeiten der Synchron-Fangstufe Rö 20 ist die Wirkungsweise der Koinzidenzstufe Rö 20'. Diese Triode erzeugt die eingangs erwähnte Gleichspannungskomponente für die Synchronisierung des Vertikaloszillators. Auch das Arbeiten dieser Stufe ist abhängig vom zeitlich richtigen Zusammenfallen des Synchronimpulses mit dem eigenen Rückschlagimpuls. Die Anode erhält keine positive Anodenspannung, sondern ist über das R-C Glied R158/C138, welches eine große Zeitkonstante besitzt, an Masse gelegt. Anodenstrom kann nur fließen, wenn die Katode negativer ist als die Anode.

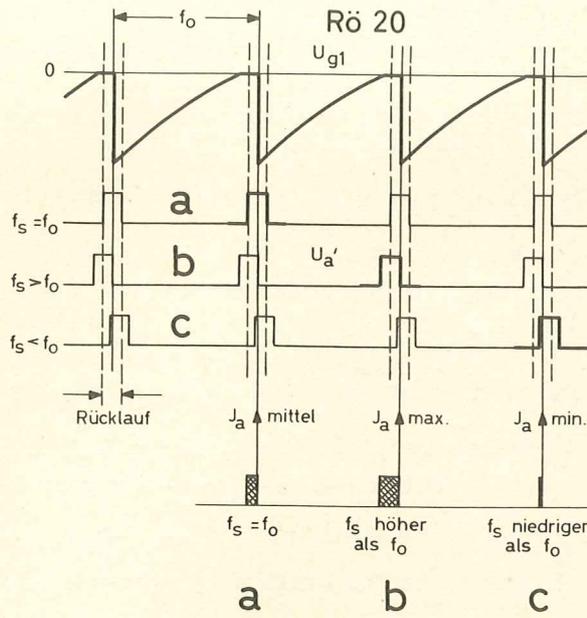


Abb. 6

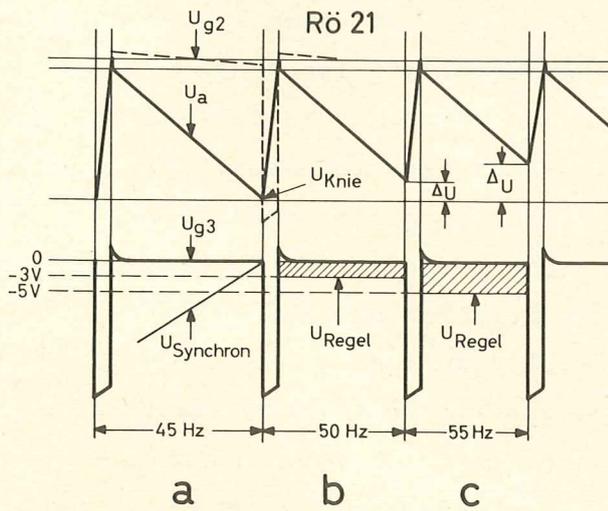


Abb. 7

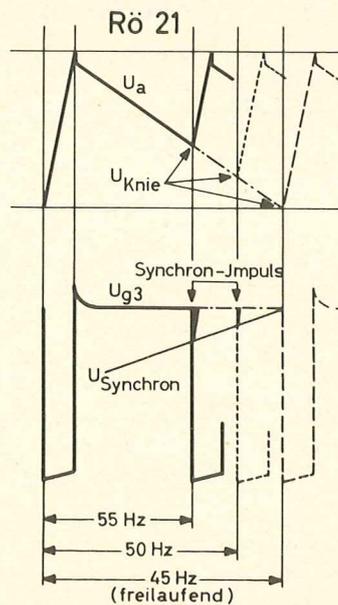


Abb. 8

Diese Bedingung schafft der negative Synchronimpuls, der vom Schirmgitter Rö 20 über C135 der Katode der Koinzidenzstufe zugeführt wird. Voraussetzung ist ferner ein Gitterpotential, das einen Stromfluß zuläßt. Dies wird erreicht durch die galvanische Verbindung über R189 zur Katode und die Zuführung des integrierten Rückschlagimpulses von der Sekundärseite des Vertikalausgangstrafos. Dieser Sägezahnimpuls liegt so in der Kennlinie, daß der letzte Teil des Hinlaufs durch fließenden Gitterstrom begradigt wird, wodurch im Zusammenwirken mit dem gleichzeitig an der Katode auftretenden negativen Synchronimpuls ein phasenabhängiger Stromfluß in der Röhre auftritt.

In Abb. 6a-c sind drei verschiedene Fälle schematisch dargestellt, die Impulse sind dabei idealisiert, um die Darstellung zu vereinfachen. Abb. 6b zeigt den Zustand maximalen Anodenstroms, da der Synchronimpuls in voller Größe auf dem letzten Teil des Hinlaufs sitzt. Der Spannungsabfall an R158 ist maximal negativ. Bei einwandfrei arbeitender Synchronisation ragt nur noch der halbe Synchronimpuls in die Kennlinie wie die Abb. 6a zeigt. Die Spannung an R158/C138 hat sich entsprechend verringert und bei Ausfall der Synchronisation, Abb. 6c, hört der Stromfluß praktisch auf und die Spannung am R C - Glied an der Anode wird Null. Diese von der Phasenlage der beiden Impulse und damit vom Synchronzustand, abhängige negative Anodenspannung stellt die zusätzliche Nachregelspannung für den Vertikal-Oszillator dar und wird über R159 dem Bremsgitter Rö 21 zugeführt. Eine Vergrößerung der negativen Regelspannung bedeutet eine Erhöhung der Kippfrequenz, da dadurch die Stromübernahme des Schirmgitters und die Abriegelung des Anodenstroms früher erfolgt (siehe auch B-m III). Der Rückschlagimpuls vom Vertikaltrafo wird durch das R/C Glied R186, C137 integriert und über C 133 dem Gitter zugeführt. Wichtig ist zu beachten, daß die eigentliche Synchronisation des Vertikal-Oszillators immer mit dem Synchronimpuls des Senders in der üblichen Direkt-Synchronisation erfolgt. Für die gesamte automatische Synchronisation muß also die Forderung bestehen, daß, unabhängig vom Halte- oder Fangzustand, die Oszillatorfrequenz immer etwas niedriger ist, als die Synchronfrequenz des Senders, damit überhaupt ein sicheres Direktsynchronisieren möglich ist. Wenn das Kippgerät außer Tritt fällt, muß sich also immer automatisch die tiefste Oszillatorfrequenz (45 Hz) einstellen. Aus Abb. 6c sehen wir, daß in diesem Fall die Regelgleichspannung an der Anode Triode Rö 20' Null wird und damit die Grundfrequenz des Oszillators auf 45 Hz läuft. Dies ist auch der Ausgangspunkt für das Einsetzen der automatischen Synchronisation.

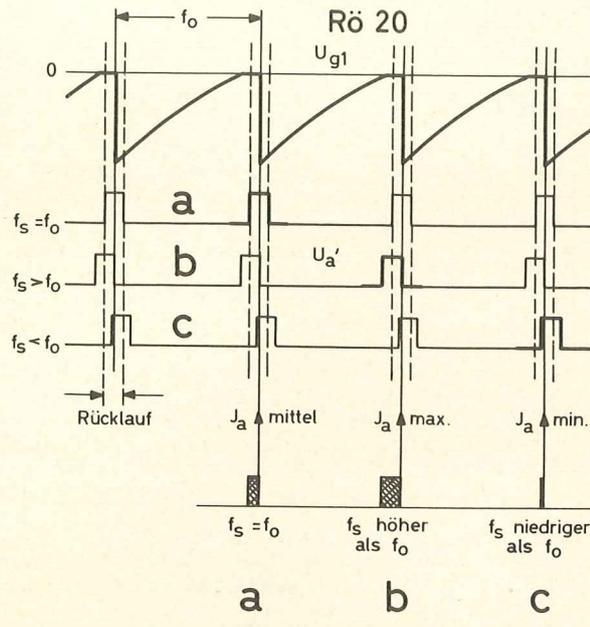


Abb. 6

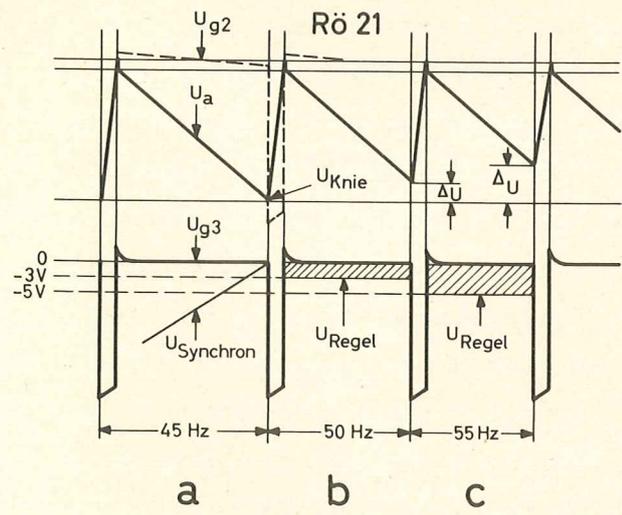


Abb. 7

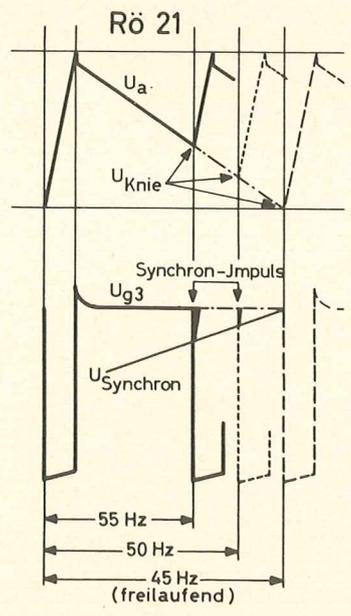


Abb. 8

In diesem Fall wird, da Sender-Synchronimpuls (50 Hz) und Rückschlagimpuls des Empfängers (45 Hz) zeitlich nicht übereinstimmen, an der Anode Pentode R_ö 20 keine getastete Regelspannung erzeugt. Der Innenwiderstand der Diode X 11 ist gering und der Synchronimpuls vom Schirmgitter R_ö 20 wird mit großer Amplitude an das Bremsgitter des Vertikal-Oszillators (R_ö 21) geführt. Nach erfolgter starrer Direkt-Synchronisation (großer Synchronimpuls) liefert die Triode R_ö 20' eine Regelgleichspannung, die am Bremsgitter der R_ö 21 die Oszillatorfrequenz der Synchronfrequenz des Senders annähert. Gleichzeitig kann jetzt die Pentode R_ö 20 die getastete Regelspannung an der Anode zur Sperrung der Diode X 11 erzeugen. Durch den größer werdenden Innenwiderstand der Diode wird der Synchronimpuls kleiner und hat nur noch die Größe, die zur Direkt-Synchronisation, neben der gleichzeitig vorhandenen Regelgleichspannung am Bremsgitter R_ö 21, nötig ist. Durch die kleine Amplitude des Synchronimpulses ist dabei ein exakter Zeilensprung mit großer Störfreiheit sichergestellt. Abb. 8 zeigt die Wirkungsweise des Synchronimpulses am Bremsgitter. Es ist einleuchtend, daß bei gleichzeitigem Auftreten der Nachregelgleichspannung und des Synchronimpulses, der Synchronimpuls erheblich kleiner sein kann als für den Fall, wo die Regelspannung fehlt (gleiche Synchronfrequenz vorausgesetzt).

Die Abb. 7a zeigt die Grundeinstellung des Vertikal-Oszillators (45 Hz). In diesem Zustand hat das Bremsgitter eine Spannung von 0 Volt und bei einer bestimmten Anodenspannung wird der sog. Kniepunkt erreicht, bei dem das Schirmgitter den Gesamtstrom der Röhre übernimmt. Dieses plötzliche Absinken der Schirmgitterspannung wird kapazitiv auf das Bremsgitter übertragen und führt zur völligen Sperrung des Anodenstromes (siehe B-m-III). Zum besseren Verständnis ist in Abb. 7a gestrichelt der Schirmgitterimpuls (U_{g_2}) eingezeichnet und man erkennt den daraus resultierenden Bremsgitterimpuls. Die mit "U-Synchron" bezeichnete Linie ist ein Maß für die Spannung, die man benötigt, um am Bremsgitter durch Potentialänderung die Kippfrequenz zu variieren. In Abb. 7b wird dem Bremsgitter z.B. eine Spannung von -3 Volt zugeführt, die in der Lage ist, die Stromübernahme durch das Schirmgitter bereits zu einem früheren Zeitpunkt einzuleiten (50 Hz). In Abb. 7c ist dieser Zustand mit einer noch größeren negativeren Spannung dargestellt, die den Anodenstrom bereits noch früher unterbricht und den Oszillator auf die Endfrequenz von ca. 55 Hz einstellt.

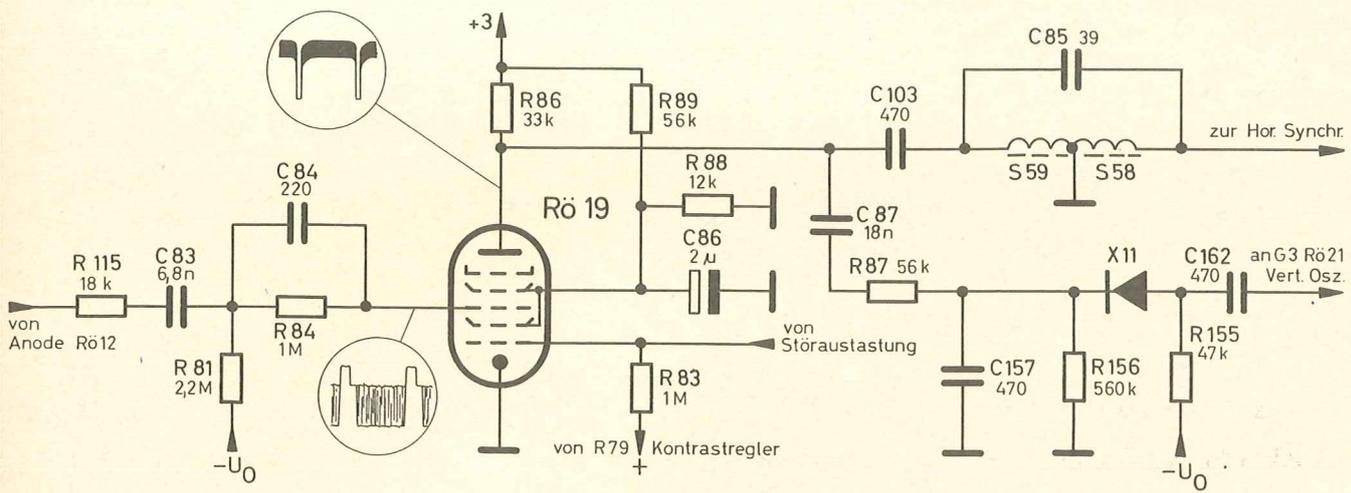


Abb. 1

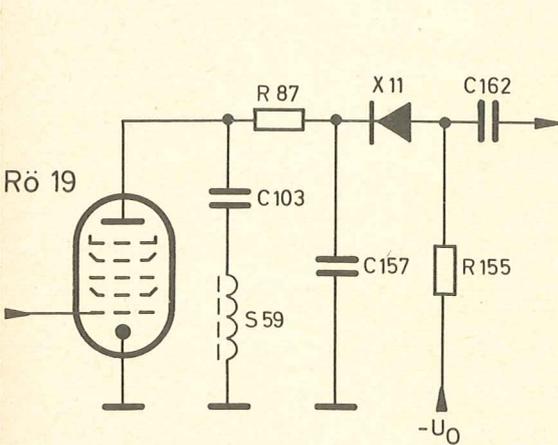


Abb. 2

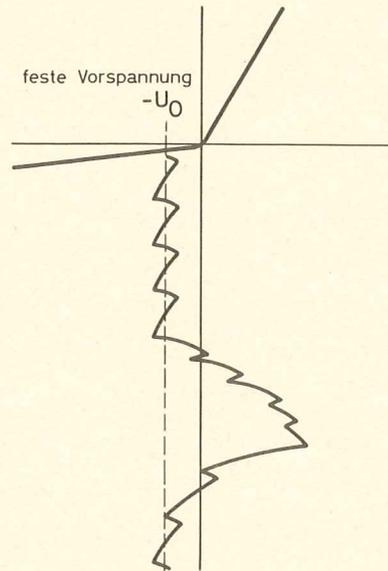


Abb. 4

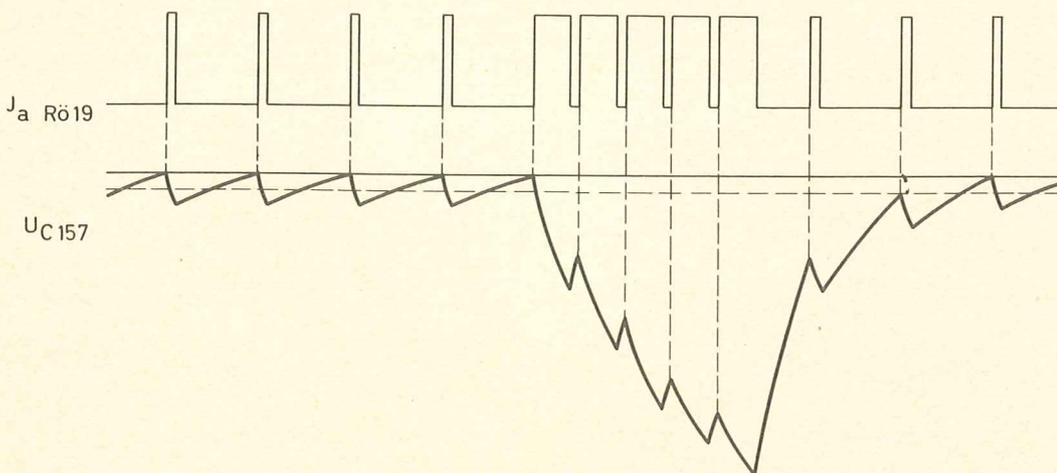


Abb. 3

In der Abb. 1 ist die komplette Schaltung der Synchronisationstrennstufe mit der Herauskopplung der beiden Synchron-Impulsarten (Horizontal- und Vertikal-synchronimpulse) dargestellt. Von der Anode der Heptode Rö 19 werden die Horizontal-Synchronimpulse über C103 - S59 selektiv herausgekoppelt und dem Horizontal-Ablenkteil zugeführt. Die Wirkungsweise ist in der Stufe B-i-IX näher beschrieben.

Die Auskopplung der Vertikal-Synchronimpulse wird über C87-R87 vorgenommen. Dies ist in Abb. 2 in vereinfachter Form mit den für die Vertikal-Synchronisation wichtigen Teilen dargestellt. C103 bildet zusammen mit S59 einen Saugkreis für die Horizontal-Synchronisationsfrequenz, so daß an der Anode der Rö 19 die Amplitude der Horizontal-Synchronimpulse kleiner ist als die der Vertikal-Synchronimpulse. In der Wirkungsweise entspricht das bereits einer Integration für die Vertikal-Synchronimpulse, denn es ist im Grunde gleichgültig, ob man durch eine Integration die Horizontal-Synchronimpulse gegenüber den Vertikal-Synchronimpulsen abschwächt, oder ob durch den Saugkreis C103-S59 diese Abschwächung der Horizontal-Synchronimpulse erreicht wird.

Die zweite Integration erfolgt in üblicher Weise über das RC-Glied R87/C157. In Abb. 3 ist die Wirkungsweise eines derartigen RC-Gliedes für die Horizontal- und Vertikalsynchronimpulse dargestellt. Dieser Abbildung ist zu entnehmen, daß trotz gleicher Stromamplitude beider Impulsarten die Vertikal-Synchronimpulse auf C157 eine wesentlich größere Spannung hervorrufen als die Horizontal-Synchronimpulse, weil einmal für die Horizontalimpulse der niederohmige Saugkreis C103-S59 von der Anode Rö 19 gegen Masse liegt, und zum anderen die Tiefpaßwirkung des Integrationsgliedes R87-C157 sich auswirkt.

In Abb. 4 ist dargestellt, wie der integrierte Vertikal-Synchronimpuls an der Kennlinie der Diode X11 liegt. Die Diode X11 ist so gepolt, daß sie durch die negativen Vertikalimpulse geöffnet werden kann. Damit die Reste der integrierten Horizontalimpulse vom Vertikal-Oszillator festgehalten werden, wird der Diode über R155 eine feste, negative Vorspannung zugeführt. Die Diode kann also erst nach Überschreiten dieser festen Vorspannung durch die Vertikalimpulse geöffnet werden. Über C162 gelangen dann die Synchronimpulse zum Bremsgitter des Vertikal-Oszillators.

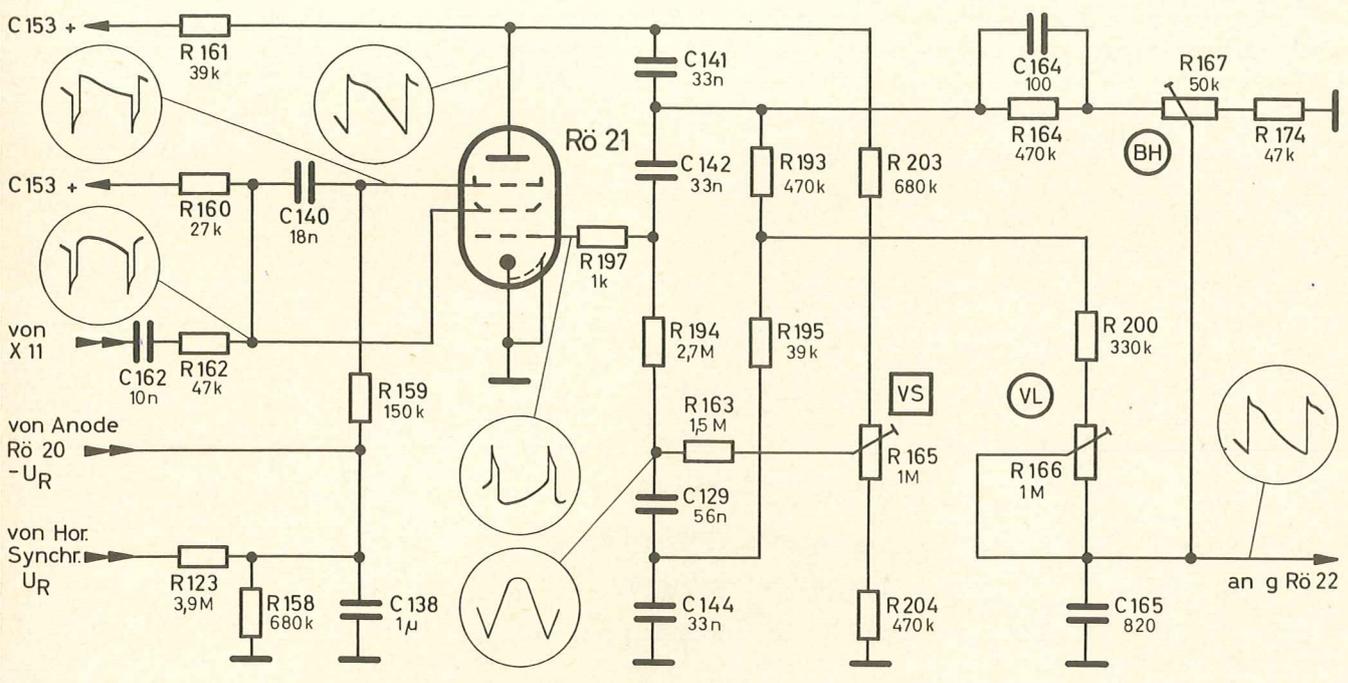


Abb. 1

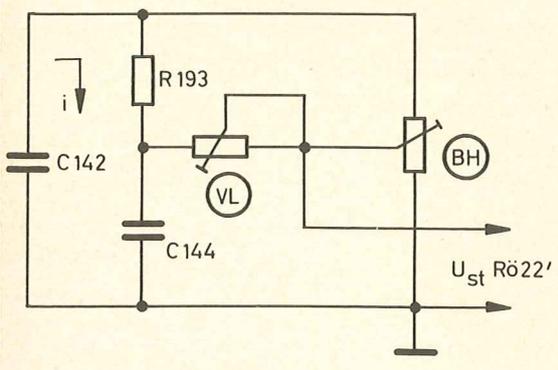


Abb. 2

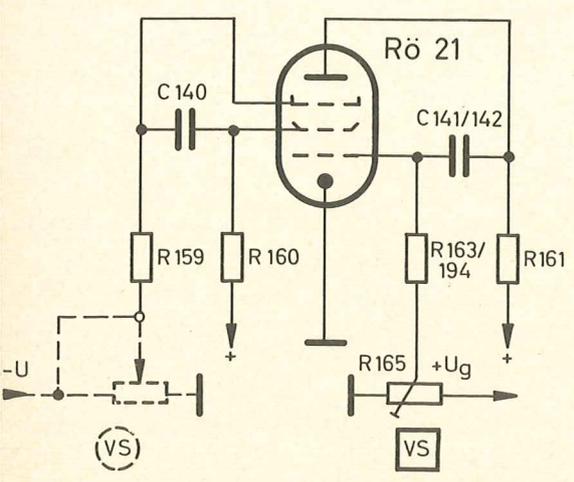


Abb. 3

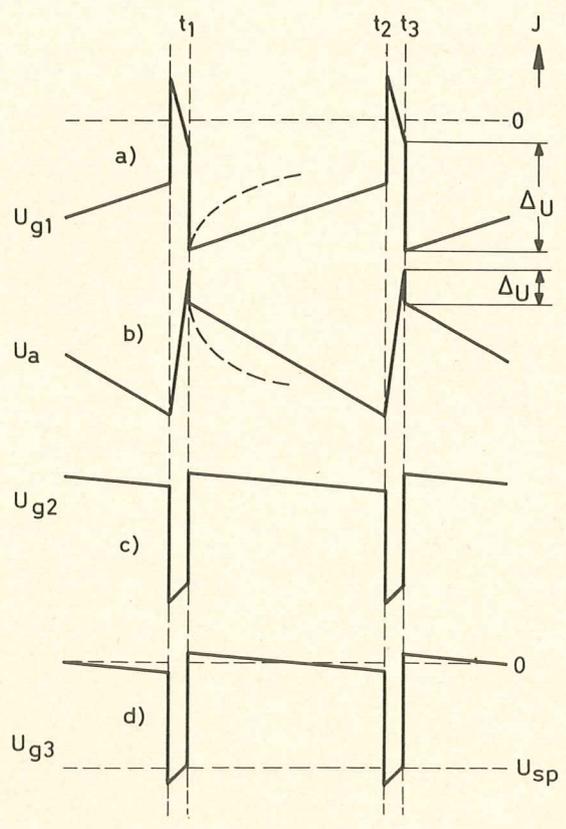


Abb. 4

Zur Erzeugung der Ablenkfrequenz von 50 Hz kommt eine Schaltung zur Anwendung, die eine Kombination eines Miller-Integrators mit einem Transitron darstellt und auch unter dem Namen Phantastron bekannt ist.

In Abb. 1 ist die komplette Schaltung dargestellt. Das Netzwerk zur Gewinnung der dem Sägezahn überlagerten Parabelkomponente ist in die Schaltung mit einbezogen und in Abb. 2 noch einmal im Prinzip dargestellt. Die BildhöhenEinstellung (Amplitude) wird mit R167 vorgenommen und die Vertikal-Linearität kann mit R166 geregelt werden.

Die Abb. 3 stellt das Grundschema des Kiposzillators dar. Das Merkmal dieser Schaltung sind die Kopplungs-Kondensatoren C140 vom Bremsgitter zum Schirmgitter und C141/142 vom Steuergitter zur Anode. Der Verlauf einer Kipp-Periode ist graphisch in der Abb. 4 aufgezeichnet und soll im folgenden an Hand dieser Beispiele und der Abb. 3 erläutert werden.

Das Steuergitter der Röhre 21 sei negativ vorgespannt, d.h. der Kondensator C141/142 ist gitterseitig negativ aufgeladen, wie die Abb. 4a zum Zeitpunkt t_1 zeigt. Diese negative Ladung wird über die Gitterableit-Widerstände R163/194 und R165 abfließen. In Abb. 4b ist zu sehen, daß die Anodenspannung U_a im gleichen Verhältnis abnimmt, wie der Anodenstrom zunimmt, infolge des positiver werdenden Gitters. Vom Zeitpunkt t_1 aus gesehen, wird der positiver werdenden Gitterspannung über den Kondensatoren C141/142 die negativer werdende Anodenspannung entgegenwirken und ruft damit eine starke Gegenkopplung hervor. Der Entladungsvorgang am Steuergitter wird also wesentlich verlangsamt und an der Anode entsteht ein sehr linear abfallender Sägezahn. Am Schirmgitter (Abb. 4c) und am Bremsgitter (Abb. 4d) sinkt die Elektrodenspannung sehr langsam infolge des zunehmenden Stromflusses in der Röhre ab und ist vereinfacht während der Hinlaufperiode als konstant anzusehen.

Erreicht die Anodenspannung U_a den sog. Knipunkt, also in Abb. 4b zum Zeitpunkt t_2 , so wird der fließende Katodenstrom in kurzer Zeit fast vollständig vom Schirmgitter übernommen.

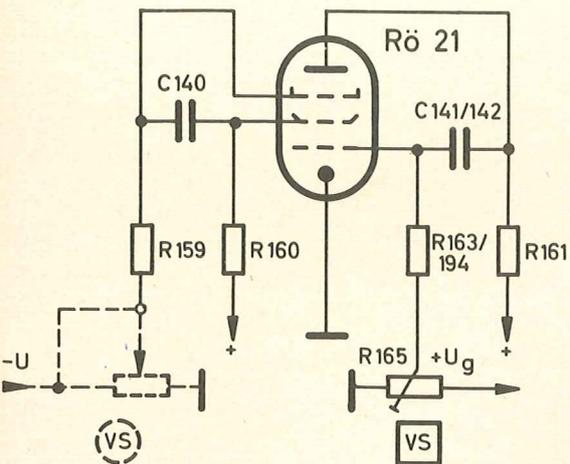


Abb. 3

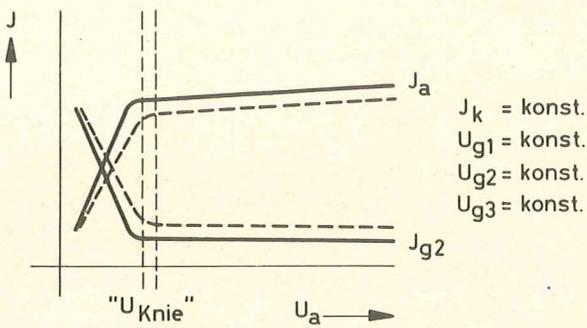


Abb. 5

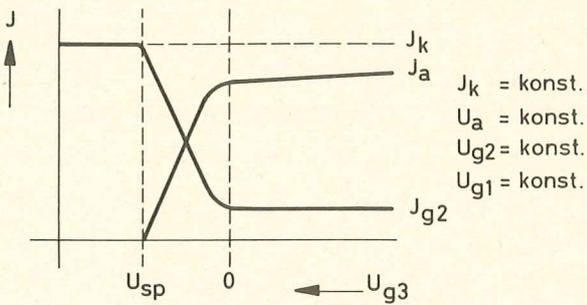


Abb. 6

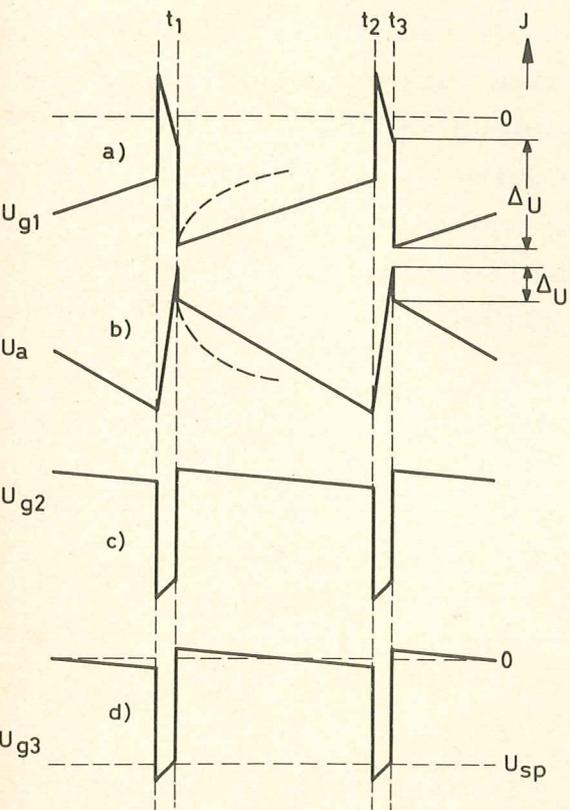


Abb. 4

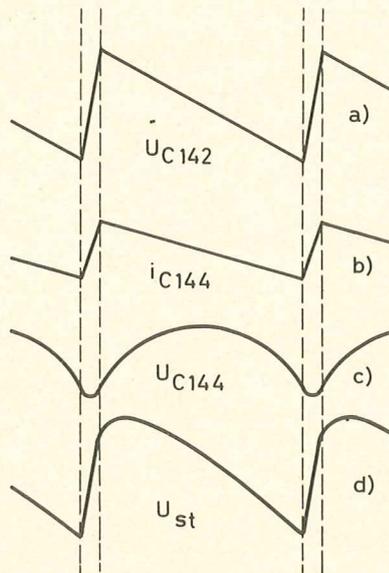


Abb. 7

Der Kondensator C141/142 wird bei gesperrtem Anodenstrom über R161 positiv aufgeladen. (Zeitpunkt $t_2 - t_3$ in Abb. 4b). Über C141/142 wird diese positive Anodenspannungsänderung auf das Steuergitter gekoppelt und ruft hier Gitterstrom hervor (Abb. 4a). Der Aufladevorgang von C141/142 verläuft also bei fließendem Steuergitterstrom und erfolgt bis zum Zeitpunkt t_3 . Zu dieser Zeit hat sich der Kondensator C140 so weit entladen, daß das Bremsgitter die Sperrspannung U_{sp} erreicht. Es beginnt wieder Anodenstrom zu fließen und als Folge davon wird der Schirmgitterstrom kleiner, d.h. die Schirmgitterspannung positiver. Dieser Spannungsanstieg am Schirmgitter wird über C140 auf das Bremsgitter gekoppelt und unterstützt den Vorgang, so daß als Folge dieser Rückkopplung Schirmgitter- und Bremsgitterspannung schlagartig positiver werden. Das Bremsgitter wird dabei durch Gitterstrom an der Nulllinie festgehalten. Der schlagartig abnehmende Schirmgitterstrom hat einen plötzlich ansteigenden Anodenstrom und damit ein Absinken der Anodenspannung zur Folge. Dieser Spannungssprung ist in Abb. 4b mit ΔU eingetragen. Da jede Spannungsänderung an der Anode über C141/142 auf das Steuergitter gegengekoppelt wird, wird sich eine Größe der Spannungsänderung an der Anode um ΔU ergeben, die so groß ist, daß zwischen U_{gl} und U_a über den Verstärkungsfaktor der Röhre Gleichgewicht besteht. Es nehmen also nach erfolgter negativer Aufladung der Gitterseite des Kondensators C141/142 die Schirmgitter- und Anodenspannungen wieder das Potential ein, das zum Zeitpunkt t_1 vorherrschte. Eine Kipp-Periode ist damit beendet und durch das Entladen von C141/142 über R163/194 und R165 beginnt eine neue Periode.

Der Regler R165 (Grobeinstellung) dient als Vorregler zur Verschiebung und Festlegung des Arbeitspunktes, indem durch die Größe der eingestellten positiven Spannung der gitterseitige Entladungsvorgang zeitlich beeinflusst wird und damit auch das Erreichen der Kniespannung an der Anode variiert werden kann. Eine größere positive Fußpunktspannung an R163/194 hat z.B. schnellere Entladung des Gitter-Kondensators C141/142 zur Folge und damit ein zeitlich früheres Erreichen der Kniespannung an der Anode. Die Kippfrequenz wird also höher bei positiver werdender Fußpunktspannung an R163/194.

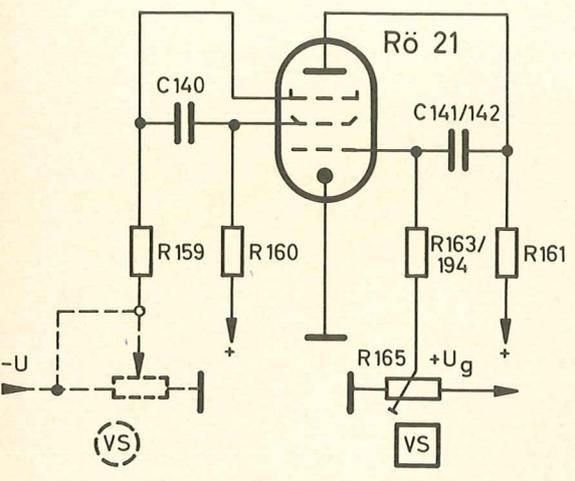


Abb. 3

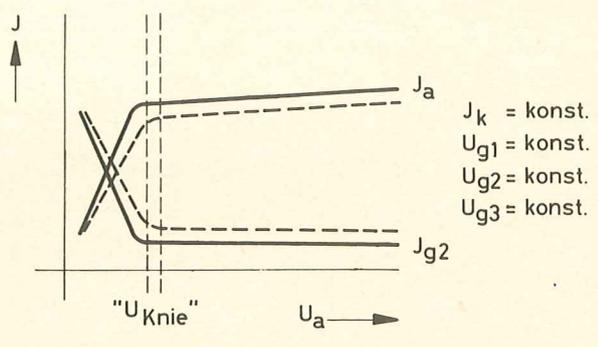


Abb. 5

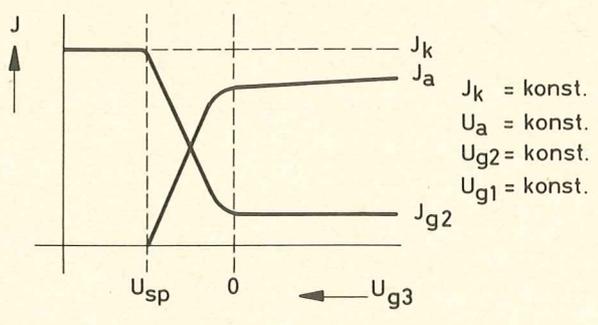


Abb. 6

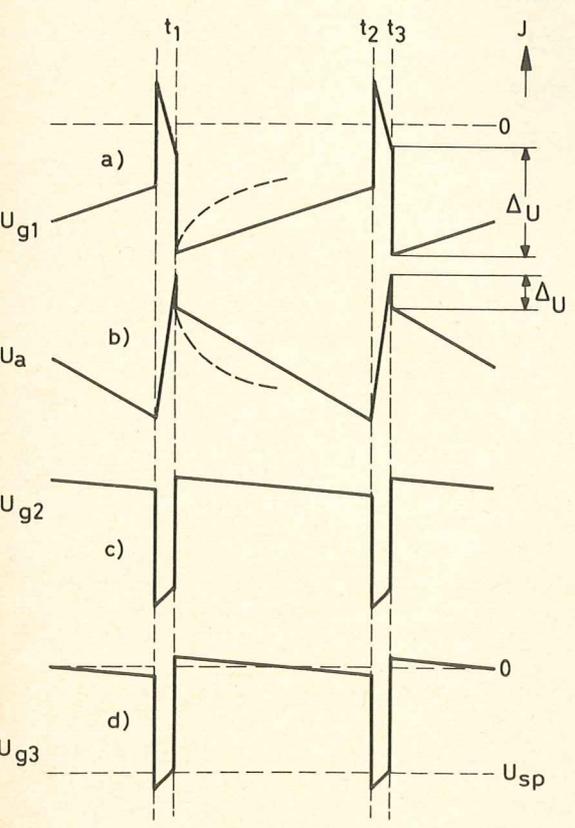


Abb. 4

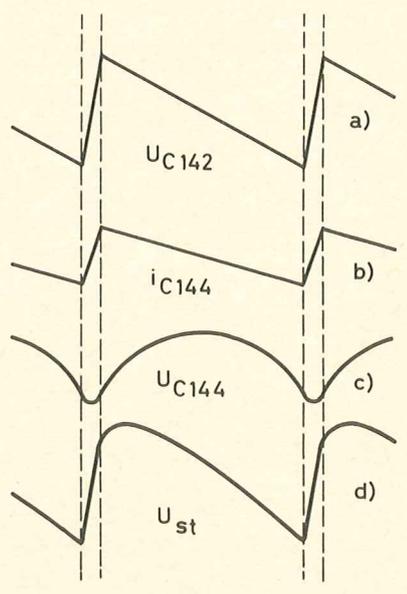


Abb. 7

Die Abb. 5 und 6 veranschaulichen das Verhalten der Anoden- und Schirmgitterströme bei Erreichen des sog. "Kniefunktes" in der Kennlinie. Die als konstant angegebenen Spannungen werden dabei aus niederohmigen Spannungsquellen zugeführt, d.h. ohne etwaige Spannungsverluste durch Vorwiderstände bei Stromänderungen.

Man erkennt in Abb. 4, daß bei einer Anodenspannung U_a oberhalb der Kniespannung sich die Röhre wie eine normale Pentode verhält, d.h. der Anodenstrom ist praktisch unabhängig von der Anodenspannung. Unterhalb der Kniespannung wird der Anodenstrom von der Anodenspannung abhängig, d.h. die Röhre zeigt dann ein Verhalten, wie es bei einer Triode der Fall ist. Da bei einer Pentode bei konstanter Steuer-, Brems- und Schirmgitterspannung der Katodenstrom konstant ist, wird eine Abnahme des Anodenstroms zwangsläufig ein Ansteigen des Schirmgitterstroms um den gleichen Betrag zur Folge haben. Es wird sich also unterhalb der Kniespannung die Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter ändern. Es ist einzusehen, daß man den gleichen Einfluß bei konstanter Anodenspannung durch Veränderung der Bremsgitterspannung erzeugen kann. Die ist in Abb. 5 eingezeichnet. Wenn das Bremsgitter negativer wird als die Sperrspannung U_{sp} , so fließt kein Anodenstrom mehr und der gesamte Katodenstrom wird vom Schirmgitter übernommen. Bei der Bremsgitterspannung Null herrschen die allgemein bekannten Verhältnisse einer Pentode zwischen Anoden- und Schirmgitterstrom. Im Gebiet zwischen der Bremsgitterspannung U_{sp} und Null wird ein Abnehmen des Anodenstroms eine Zunahme des Schirmgitterstroms bzw. eine Zunahme des Anodenstroms ein Abnehmen des Schirmgitterstroms zur Folge haben.

Zum Zeitpunkt t_2 in Abb. 4b wird also bei Erreichen der Kniespannung der Anodenstrom abnehmen und der Schirmgitterstrom zunehmen. Der zunehmende Schirmgitterstrom hat eine negativer werdende Schirmgitterspannung zur Folge. Dieser Spannungsabfall wird über C140 auf das Bremsgitter gekoppelt. Ein negativer werdendes Bremsgitter unterstützt die Abnahme des Anoden- und die Zunahme des Schirmgitterstroms. Es besteht also ein starker Rückkopplungseffekt und die Schirmgitter- und Bremsgitterspannung wird schlagartig so stark negativ, daß der Anodenstrom vollständig unterbrochen wird.

In der Prinzipschaltung Abb. 3 liegt - gestrichelt gezeichnet - am Bremsgitter das Potentiometer VS (Feinregelung). Je nach Größe der eingestellten negativen Spannung wird das Potential des Bremsgitters verändert. Es wird z.B. bei größer werdender negativer Spannung am Bremsgitter bereits bei einer größeren Anodenspannung der Anodenstrom abnehmen, die Stromübernahme

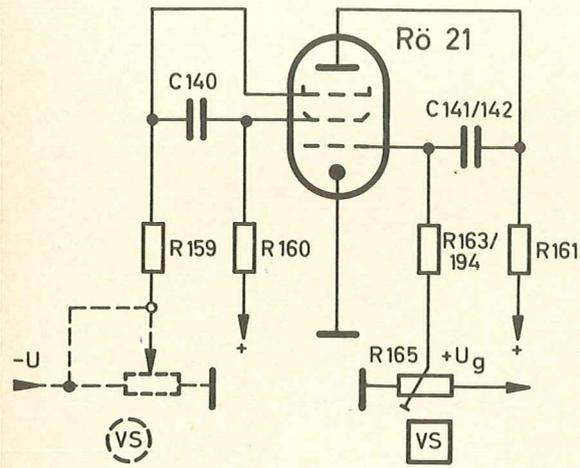


Abb. 3

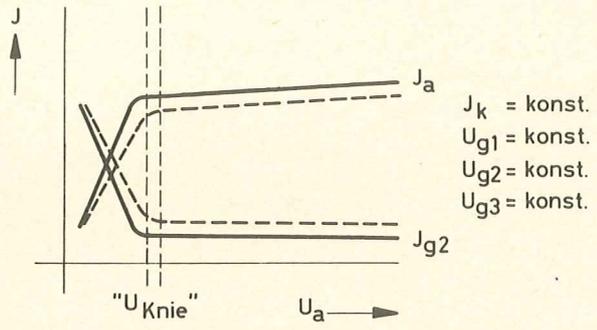


Abb. 5

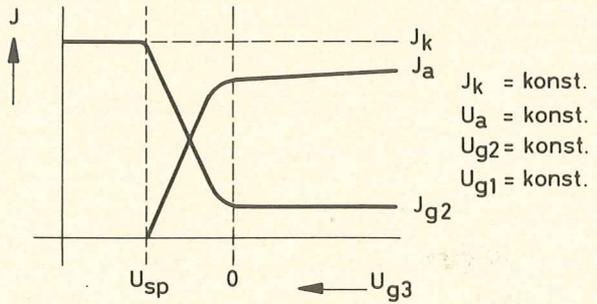


Abb. 6

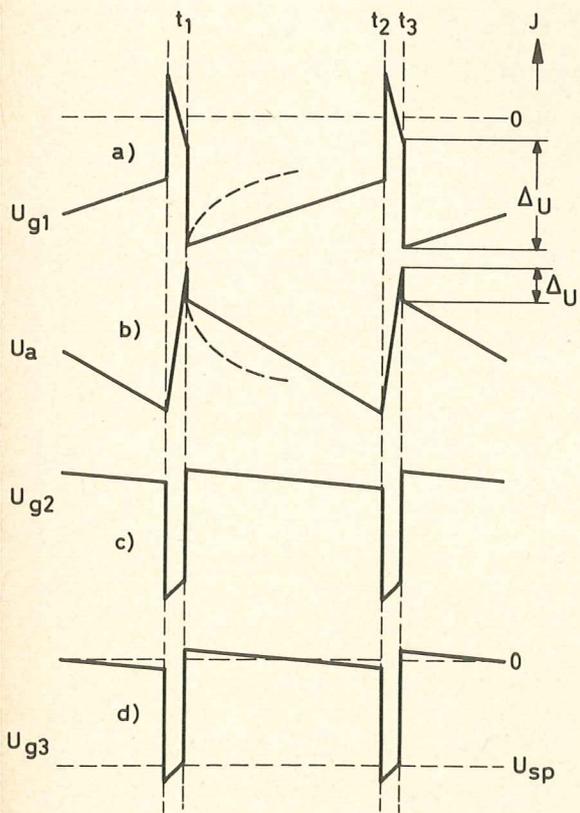


Abb. 4

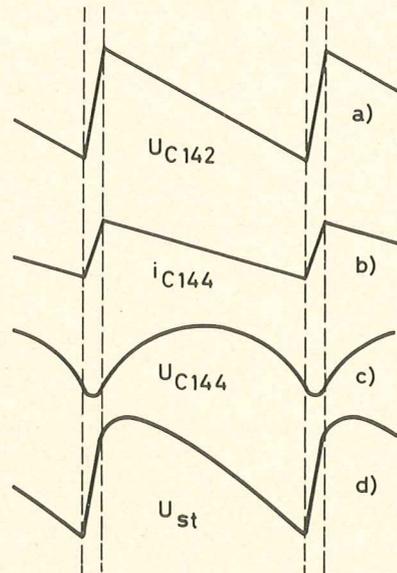


Abb. 7

durch das Schirmgitter also früher erfolgen, wodurch die Oszillatorfrequenz erhöht wird. In Abb. 5 ist gestrichelt gezeichnet, daß bei negativer Bremsgitterspannung die Kniespannung größer wird. In der tatsächlichen Schaltung in Abb. 1 ist das Potentiometer VS durch einen Festwiderstand R158 ersetzt worden. Die Feinregelung der Oszillatorfrequenz erfolgt automatisch auf zwei Wegen:

1. über die von der Koinzidenzstufe Rö 20' (B-p-II) kommende negative Regelspannung U_R ,
2. über die Regelspannung U_R von der Horizontal-Synchronisation (s.B-j-IV), da im Taktgeber des Senders der Horizontalimpulsgeber mit dem Vertikalimpulsgeber verkoppelt ist, d.h. wenn die Horizontalsynchronfrequenz sich um einen bestimmten Betrag ändert, so ändert sich auch die Vertikalsynchronfrequenz prozentual um den gleichen Betrag. Die Abnahme des 50-Hz-Sägezahns zur Ansteuerung der Vertikal-Endstufe erfolgt am Verbindungspunkt der Kondensatoren C141/142 und kann mit dem Regler R167 (Bildhöhe) in seiner Amplitude variiert werden. In Abb. 7a ist die Kurvenform des Sägezahns dargestellt. Die zusätzliche Parabel-Komponente zur notwendigen Verformung des Ansteuersägezahns der Vertikal-Endstufe wird durch ein Netzwerk erzeugt, das in Abb. 2 schematisch dargestellt ist. Die Sägezahnspannung an C142 führt einmal zum Bildhöhenregler BH und wird andererseits über R193 dem Kondensator C144 zugeführt. Der fließende Sägezahnstrom (Abb. 7b) ruft an C144 eine Spannung hervor, die den gewünschten parabelförmigen Charakter hat (Abb. 7c). Die Amplitude ist durch den Linearitätsregler VL einstellbar und wird dem normalen Sägezahn zugeführt. Die endgültige Steuerspannung hat dann die in Abb. 7d gezeigte Kurvenform. Zusätzlich wird ein Teil der Parabelspannung von C144 über C129 auf das Gitter Rö 21 gekoppelt (Abb. 1). Diese Wechselspannung hat zur Folge, daß der entstehende Sägezahn an der Anode eine S-förmige Vorverzerrung erhält, um die sonst durch die Weitwinkelablenkung entstehende Verzeichnung zu kompensieren.

Die Spannungsversorgung des Vertikal-Oszillators erfolgt durch die stabilisierte Gleichspannung vom Elko C153. Da diese Spannung durch Gleichrichtung der Zeilenrückschlagimpulse über die Dioden X9 und X10 gewonnen wird, ist sie unabhängig von Netzspannungsschwankungen. Die Synchronisation erfolgt durch negative Impulse am Bremsgitter. Sie sperren den Anodenstrom und leiten die Stromübernahme durch das Schirmgitter ein.

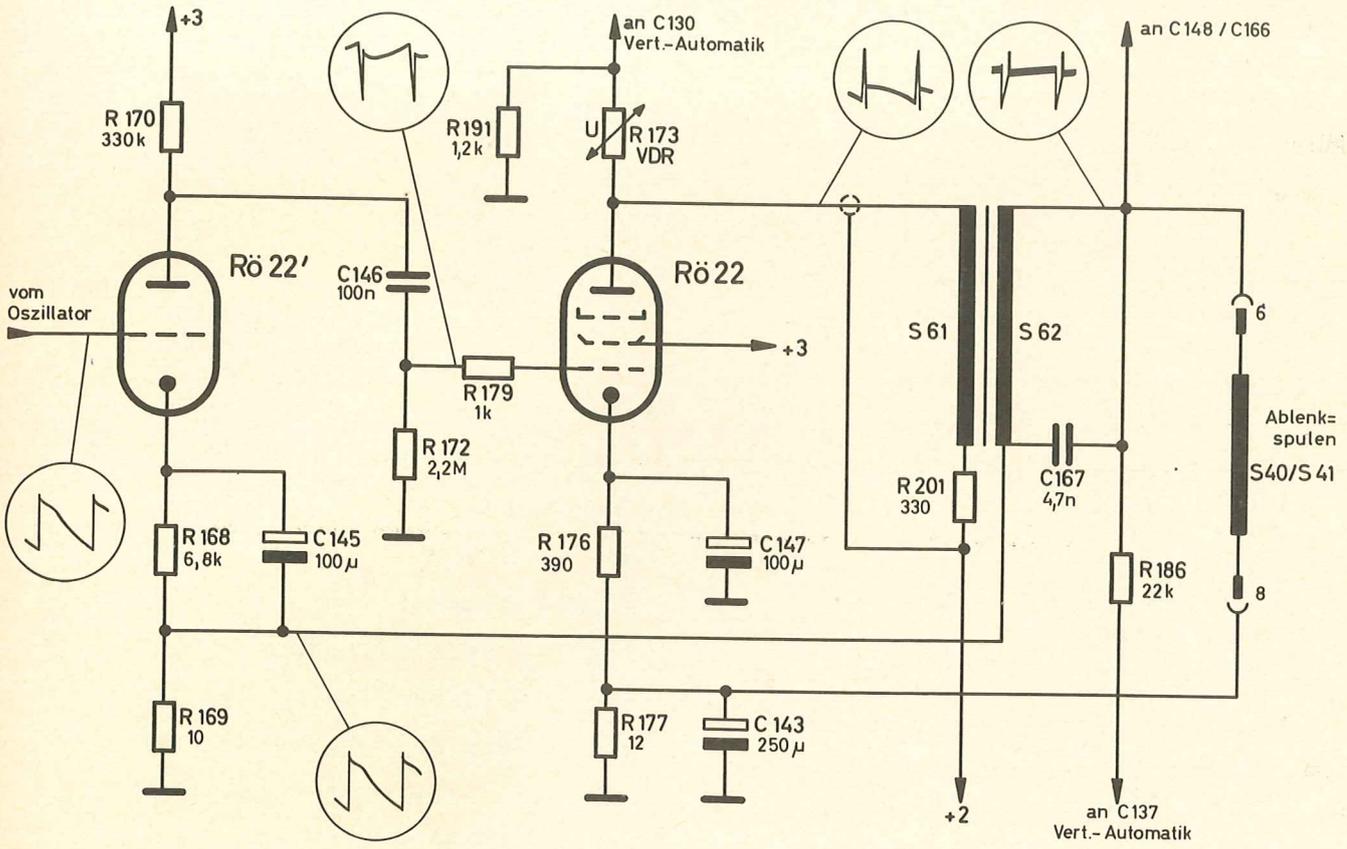


Abb. 1

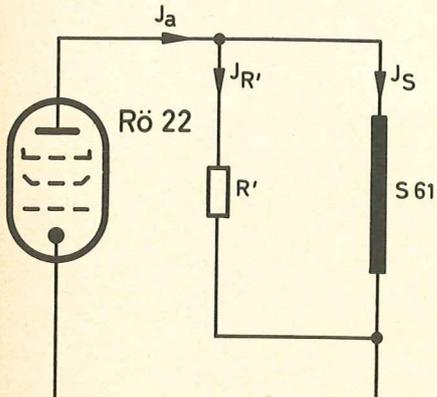


Abb. 2

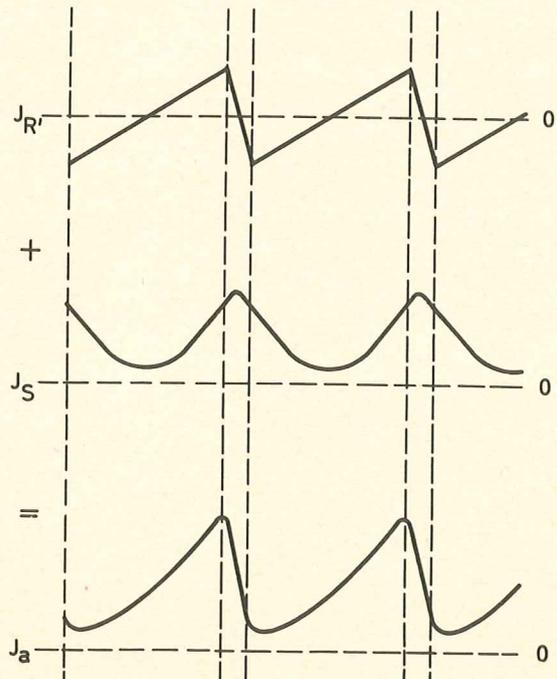


Abb. 3

Die in Abb. 1 dargestellte Vertikal-Endstufe besteht aus der Pentode R \ddot{o} 22 und der Triode R \ddot{o} 22' mit dem Vertikalausgangstrafa S61/62. Am Gitter der R \ddot{o} 22' steht eine Sägezahnspannung mit der Vertikal-frequenz von 50 Hz, die vom Sägezahngenerator erzeugt wird (s. B-m-III).

Um für die 110° -Ablenkung eine konstante Bildhöhe und eine von der Erwärmung des Gerätes unabhängige Bildlinearität zu erhalten, ist die Vertikal-Endstufe sehr stark gegengekoppelt. Der Fußpunkt der Sekundärspule S62 des Vertikal-Ausgangstrafos ist über den niederohmigen Katoden-Widerstand R169 der R \ddot{o} 22' gegen Masse geschaltet. Die an diesem Widerstand abfallende Gegenkopplungsspannung setzt die wirksame Gittersteuerspannung der R \ddot{o} 22' auf ca. 10% herab, da der über R169 fließende Ablenkstrom der Ablenkspulen eine gegenphasige Steuerungspannung für die Triode R \ddot{o} 22' erzeugt. Es werden also auch alle Komponenten, die eine Verformung oder Amplitudenänderung des Sägezahns in der Vertikal-Endstufe zur Folge haben, auf etwa 10% herabgesetzt. Eine Schrumpfung des Bildes von z.B. 1 cm wird dann nur noch 1 mm groß sein und bleibt damit praktisch unsichtbar.

Um den Verstärkungsverlust durch die starke Gegenkopplung auszugleichen, wird die Triode R \ddot{o} 22' zur Vorverstärkung herangezogen. Da in der Triode eine Phasendrehung um 180° stattfindet, muß der zur Ansteuerung dieser Triode benutzte Vertikal-Sägezahn - der das Ausgangssignal des Vertikal-Generators darstellt - gegenphasig gegenüber dem üblichen vom Sperrschwinger gelieferte Sägezahn sein (siehe B-m-III).

Die Vertikal-Ablenkspulen S40/41 werden an die Sekundärseite S62 des Ausgangstrafos angeschlossen, über die RC-Kombination R177/C143 liegen sie an Masse. Der Spannungsabfall an R177 ruft einen zusätzlichen Gleichstrom über die Ablenkspulen hervor, der zur vertikalen Bildjustierung dient. Von S62 werden über C148 negative Rückschlagimpulse zur Dunkel-tastung des Vertikal-Rücklaufes an der Bildröhre abgenommen.

Wechselspannungsmäßig parallel zur Primärwicklung des Vertikal-Ausgangs-trafos ist ein spannungsabhängiger Widerstand (VDR) in Serie mit R191 geschaltet, der die hohen, positiven Rücklaufspitzen begrenzt und dadurch Überschläge verhindert. Der an R191 abfallende positive Rück-schlagimpuls wird der R \ddot{o} 20 zur Erzeugung der Sperrspannung für die Diode X11 zugeführt (siehe B-p-II).

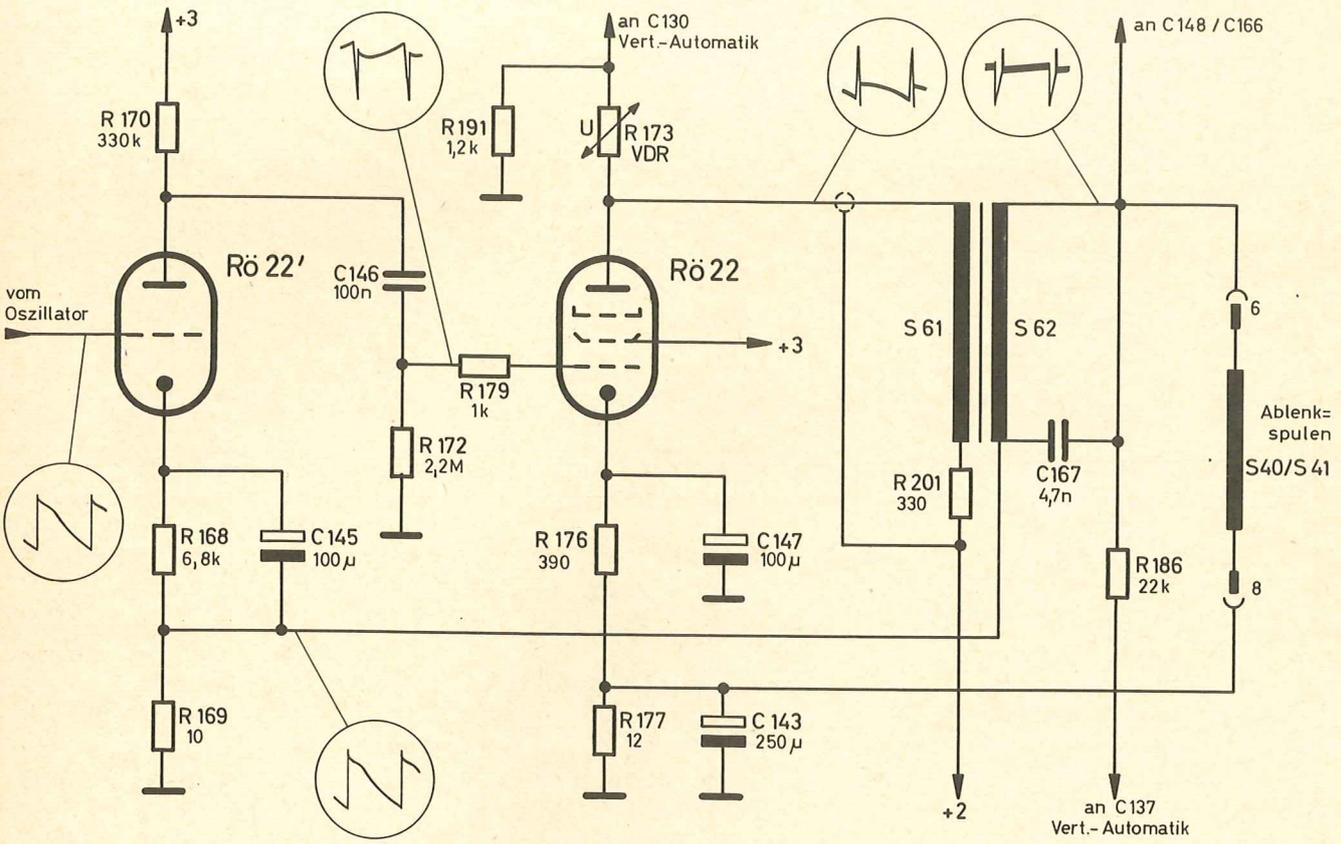


Abb. 1

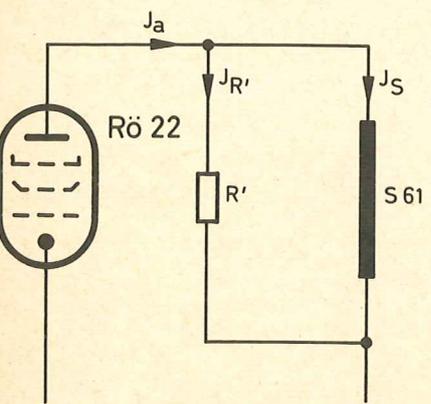


Abb. 2

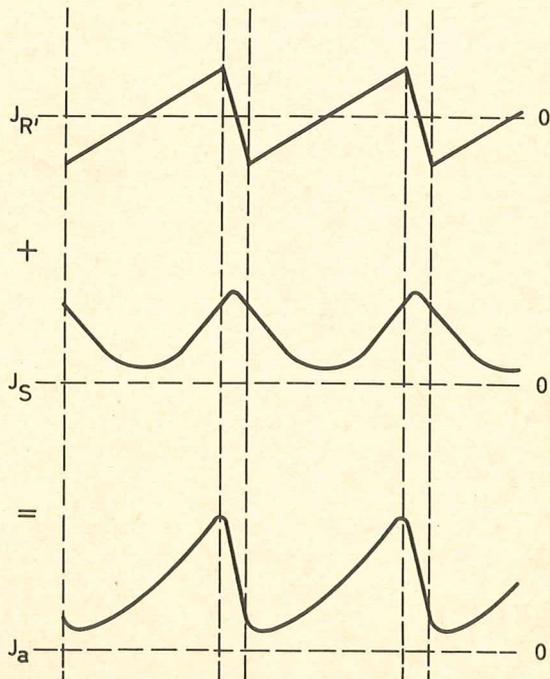


Abb. 3

In Abb. 2 ist die elektrische Anpassung der Ablenkspulen an die Vertikal-Endröhre vereinfacht dargestellt. Für die Ablenkfrequenz von 50 Hz haben die Ablenkspulen einen überwiegend ohmschen Charakter. Es sind deshalb die Ablenkspulen durch den Widerstand dargestellt, der als R' herübertransformiert parallel zur Primärseite S61 erscheint. Für eine lineare Ablenkung ist es erforderlich, daß durch den ohmschen Widerstand der Ablenkspulen ein sägezahnförmiger Strom fließt. Daneben fließt noch eine Stromkomponente über die Wicklung des Ausgangstrafos, da man die Induktivität des Ausgangstrafos nicht beliebig groß machen kann. Die Endröhre muß daher einen Anodenstrom liefern, der sich aus dem Strom durch den ohmschen Widerstand R' und dem Strom durch die Induktivität der Ausgangstrafowicklung S61 zusammensetzt. In Abb. 3 ist der Strom über die Ablenkspulen mit I_R bezeichnet. Durch den ohmschen Charakter der Ablenkspulen hat dann auch die Spannung an den Ablenkspulen eine Sägezahnform, die damit auch an der Wicklung S61 des Ausgangstrafos liegt. Eine Sägezahnspannung an einer Induktivität aber hat einen parabelförmigen Strom zur Folge (I_S in Abb. 3). Durch Summierung der beiden Ströme I_R und I_S erhält man die erforderliche Form des Anodenstromes der Endröhre. Es muß daher dem Gitter der Endröhre eine Steuerspannung zugeführt werden, die die Form des Anodenstromes J_a in Abb. 3 hat, wobei am Gitter der Triode RÖ 22' eine um 180° gedrehte Spannungsform herrschen muß.

Die hierfür erforderlichen Regelglieder werden in einem Netzwerk zusammengefasst, das mit dem Vertikal-Oszillator verkoppelt ist und in der Stufe B-m-III beschrieben wurde.

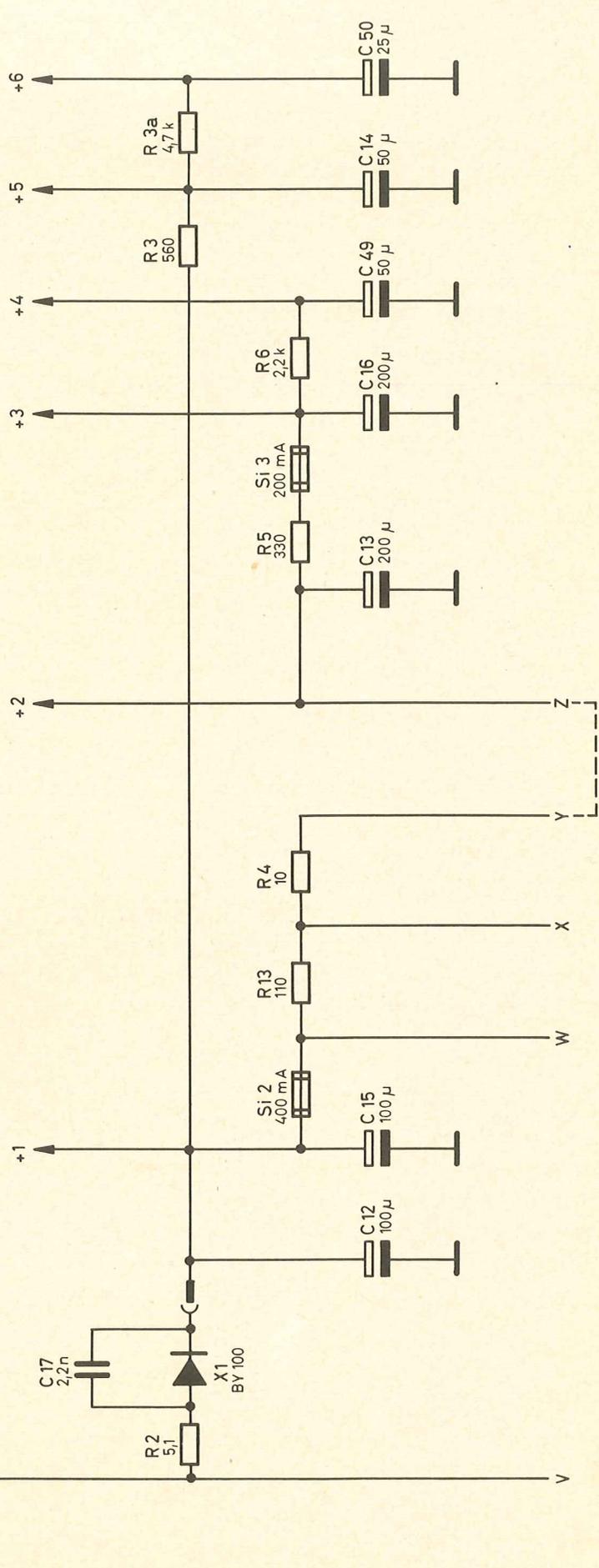
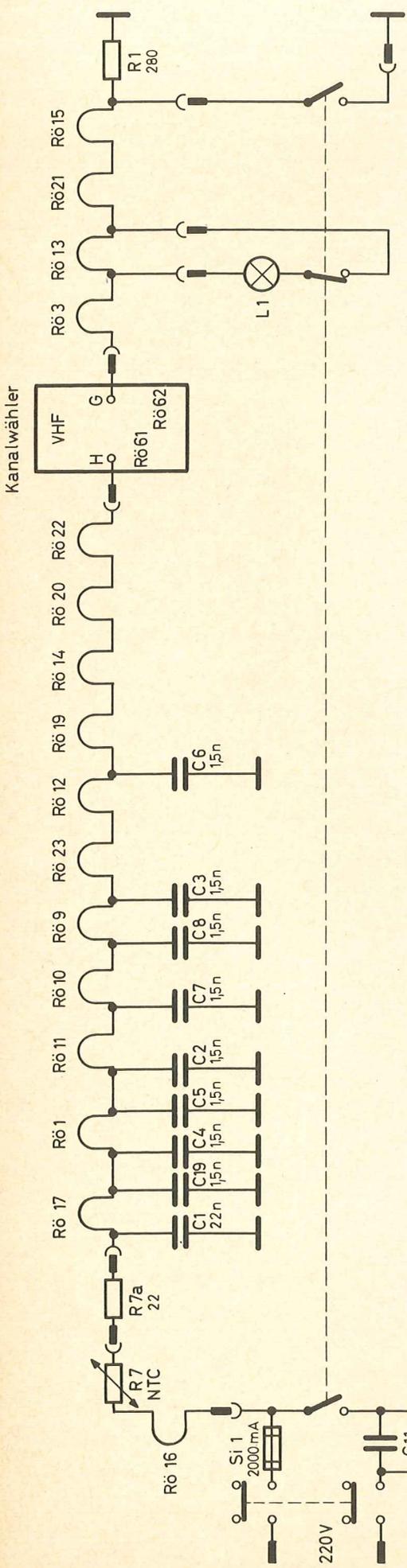


Abb. 1

Das in Abb. 1 gezeigte Netzteil ist zum Anschluß an ein 220 Volt-Wechselstromnetz geeignet. Die Netzspannung wird über einen doppelpoligen Netzschalter zugeführt. Die Sicherung Si1 (2000 mA) übernimmt den Sicherungsschutz für das gesamte Gerät. Über den Schutzwiderstand R2 wird die Netzspannung an die Siliziumflächendiode X1 gelegt. Der Kondensator C17 verhindert, daß unter ungünstigen Empfangsverhältnissen eine netzfrequenzabhängige Helligkeitsmodulation im Bild auftreten kann.

Die Gleichspannung wird hinter der Diode X1 durch den Ladekondensator C12/C15 geglättet. Die Sicherungen Si2 und Si3 übernehmen die Absicherung einzelner Anodenspannungszweige, die nach entsprechender Filterung den verschiedenen Stufen des Fernsehempfängers zugeführt werden. Die mit V, W, X, Y und Z bezeichneten Betriebsspannungen dienen zur Stromversorgung der UHF-Motorabstimmereinheit, wobei die Verbindung zwischen Y und Z durch einen Schalter in dieser Einheit hergestellt wird.

Die Kapazitäten der benutzten Mehrfach-Kondensatoren sind so angeordnet, daß die durch die unterschiedliche Wechselstrombelastung hervorgerufene Erwärmung auf die Kondensatoren gleichmäßig verteilt wird. Zu je einem 4-fach Elko gehören die Kapazitäten C12/C13/C14/C50 bzw. C15/C16/C49/C80.

Die Netzspannung wird von Si1 dem als Allstromkette aufgebauten Heizkreis zugeführt. Um eine gegenseitige Beeinflussung der Röhren über den Heizkreis zu vermeiden, sind die dafür kritischen Heizfäden HF-mäßig gegen Masse abgeblockt. Der NTC R7 begrenzt den Einschaltstrom. Gekoppelt mit der Netztaste ist eine Bereitschaftstaste "Quick". Mit ihr kann bei gedrückter Netztaste die Anodenspannung abgeschaltet und im Heizkreis ein Serienwiderstand R1 eingeschaltet werden. Durch die mit vermindertem Heizstrom vorgeheizten Röhren ist dann das Fernsehgerät sofort betriebsbereit. Zur Indikation dieser Vorheizung dient die Lampe L1.

Die Wirkungsweise des Netzteiles B-o-X entspricht der Stufe B-o-XI, nur daß hier die Bereitschaftstaste "Quick" und die Anschlüsse für die UHF-Motorabstimmereinheit entfallen.

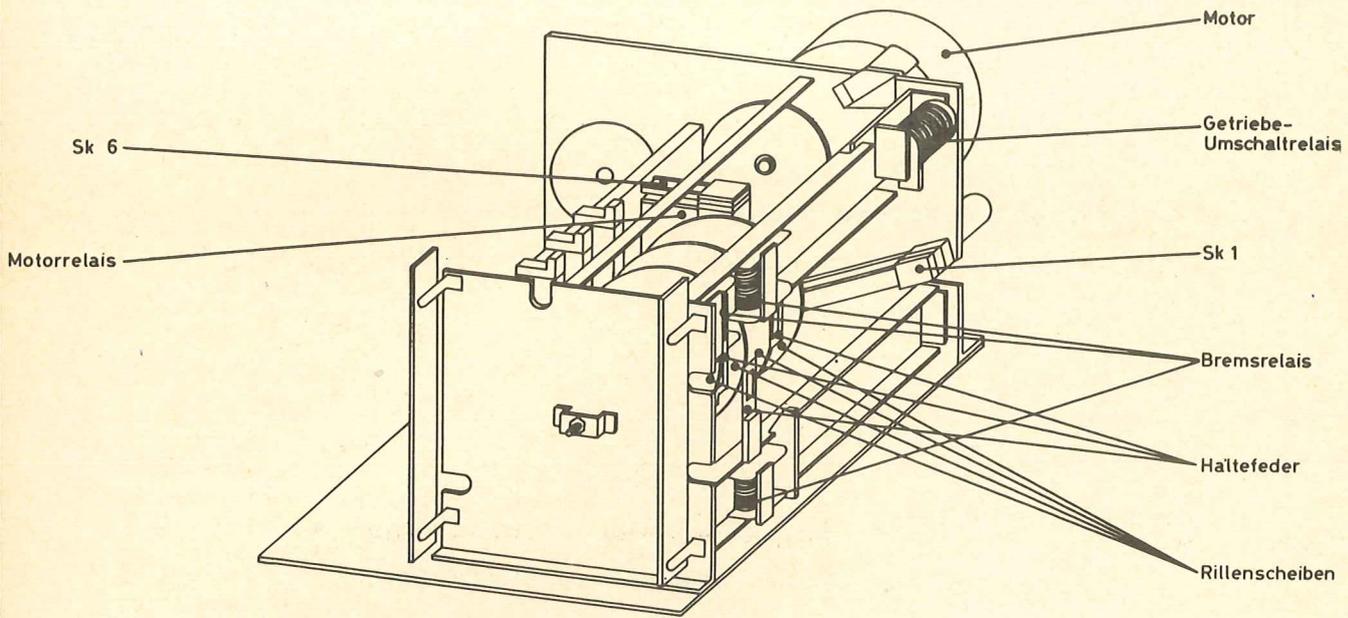


Abb. 1

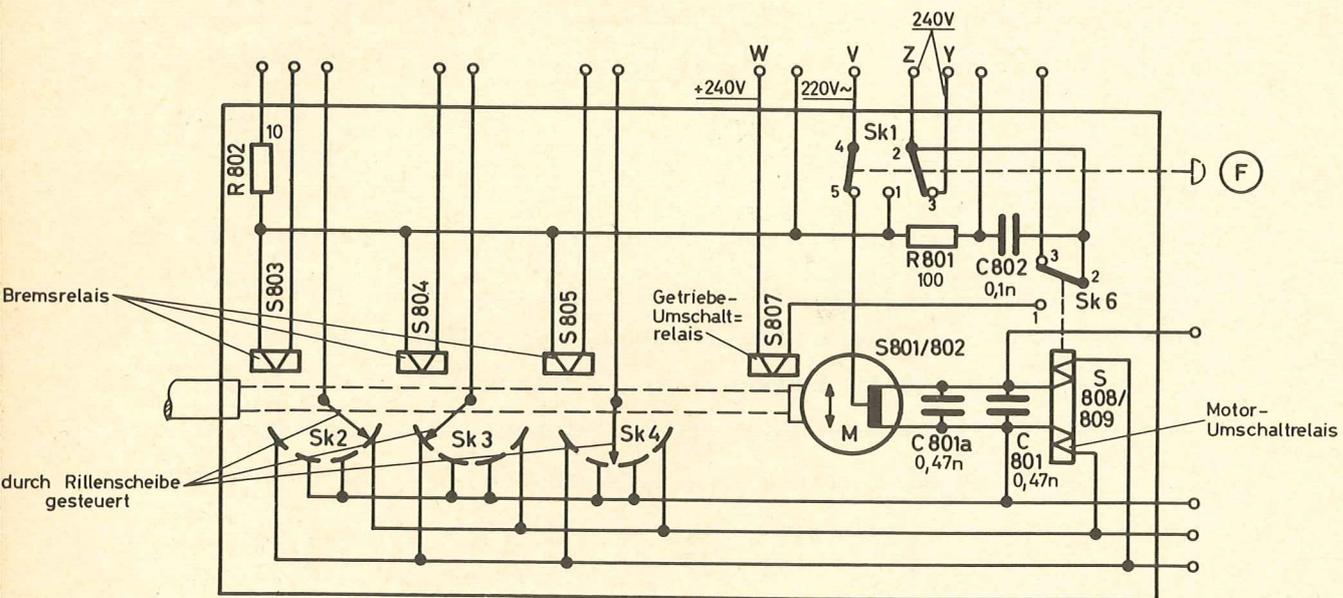


Abb. 2

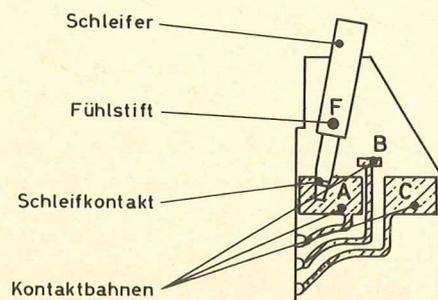


Abb. 3

Für die UHF-Motorabstimmereinheit ist in Abb. 1 die mechanische Ausführung und in Abb. 2 die elektrische Schaltung dargestellt.

Die Einstellmechanik besteht aus drei auf einer gemeinsamen Achse angebrachten Rillenscheiben, die den Stationstasten zugeordnet sind. Jede Scheibe ist durch eine Friktionskupplung mit der Achse verbunden. Die Achse kann gegenüber der Rillenscheibe nur verdreht werden, wenn diese Scheibe mit einer Bremsvorrichtung festgehalten wird. Eine Seite der Scheibe hat eine in einer Spirale verlaufende Rille, bei der in der Mitte eine Vertiefung angebracht ist. Durch diese Vertiefung wird der Motorstromkreis und damit der Abstimmvorgang unterbrochen, wenn die richtige Abstimmung erreicht ist. Gegenüber der Vertiefung ist am Rande der Scheibe eine Nut angebracht, in die während des Einspeichervorganges eine Haltefeder eingreift, die die Scheibe festhält.

Jeder Rillenscheibe ist eine Kontakteinheit zugeordnet. Die Kontakteinheit, Abb. 3, besteht aus den drei gedruckten Kontaktbahnen A, B, C, dem Schleifer mit dem Schleifkontakt und dem Fühlstift F. Drehrichtung und Drehzahl des Antriebes hängen davon ab, welche Kontaktbahn der federnde Schleifkontakt berührt, wobei der Schleifkontakt durch den in den Rillen der Scheibe laufenden Fühlstift F gesteuert wird. Die Drehrichtung des Motors ist bei C entgegengesetzt gegenüber A und B. Das Übersetzungsverhältnis des Antriebes wird durch das Getriebe bestimmt, welches durch das Getrieberelais umgeschaltet wird. Liegt der Schleifkontakt auf den Kontaktbahnen A oder C, bekommt das Getrieberelais über den Schalter SK 6 Strom und der Abstimmvorgang geht schnell vonstatten; wenn der Schleifkontakt auf die Kontaktbahn B läuft, wird das Getrieberelais abgeschaltet und die Drehzahl kleiner. Während des Abstimmvorganges ist die Bildröhre und die NF-Endstufe gesperrt (s.B-d-XIV).

Anhand der vereinfachten Darstellung in Abb. 4 kann die Arbeitsweise beschrieben werden. Beim Drücken einer der 3 UHF-Stationstasten bekommt die Motorwicklung S801 über SK 1 Strom. Der Stromkreis ist über eine Wicklung des Motorrelais S808/809, die Kontaktbahn A, den Schleifer und den Widerstand R118 geschlossen. In der gezeichneten Stellung befindet sich der Fühlstift am äußeren Rand der Rillenscheibe, er wird durch die Spirale nach innen geführt. Vom Motorrelais wird das Getrieberelais eingeschaltet, welches eine Zahnrad-Untersetzung zwischen Motor und Abstimmereinheit einschaltet, so daß der Abstimmvorgang zunächst schnell verläuft. Erreicht der Fühlstift in der Rillenscheibe die Stellung X (Abb. 4b), läuft der Schleifer S auf die Kontaktbahn B auf. Dabei fallen das Motor- und Getrieberelais ab,

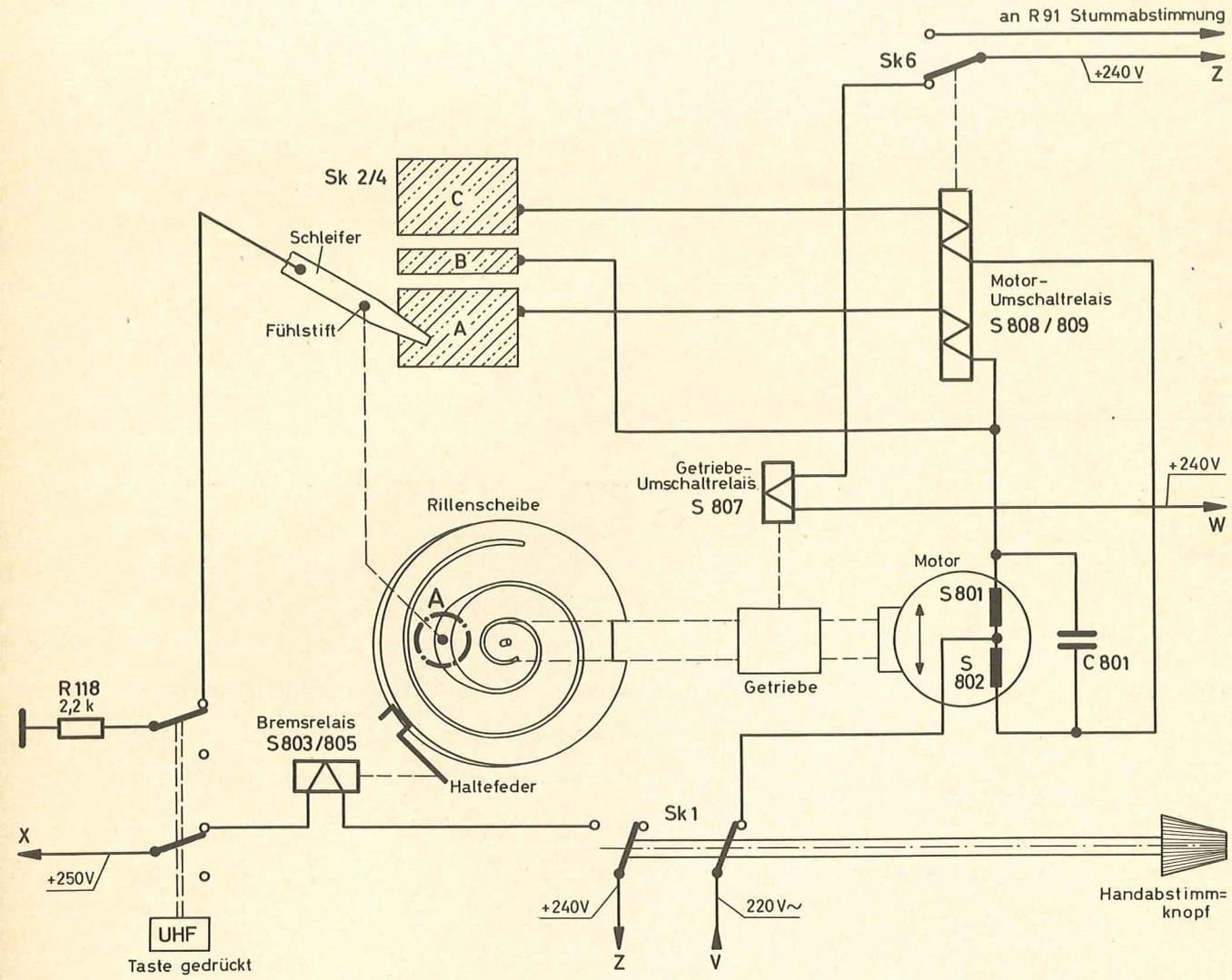


Abb. 4a

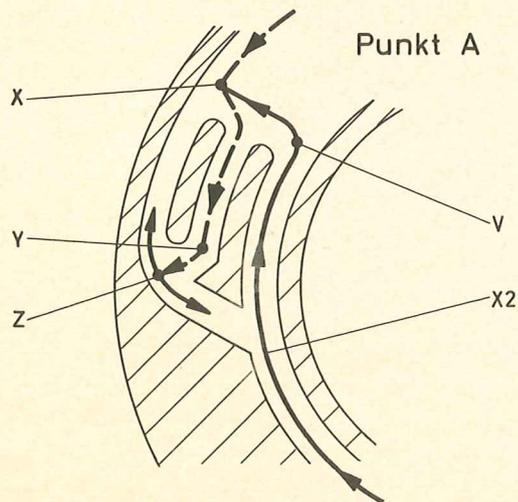
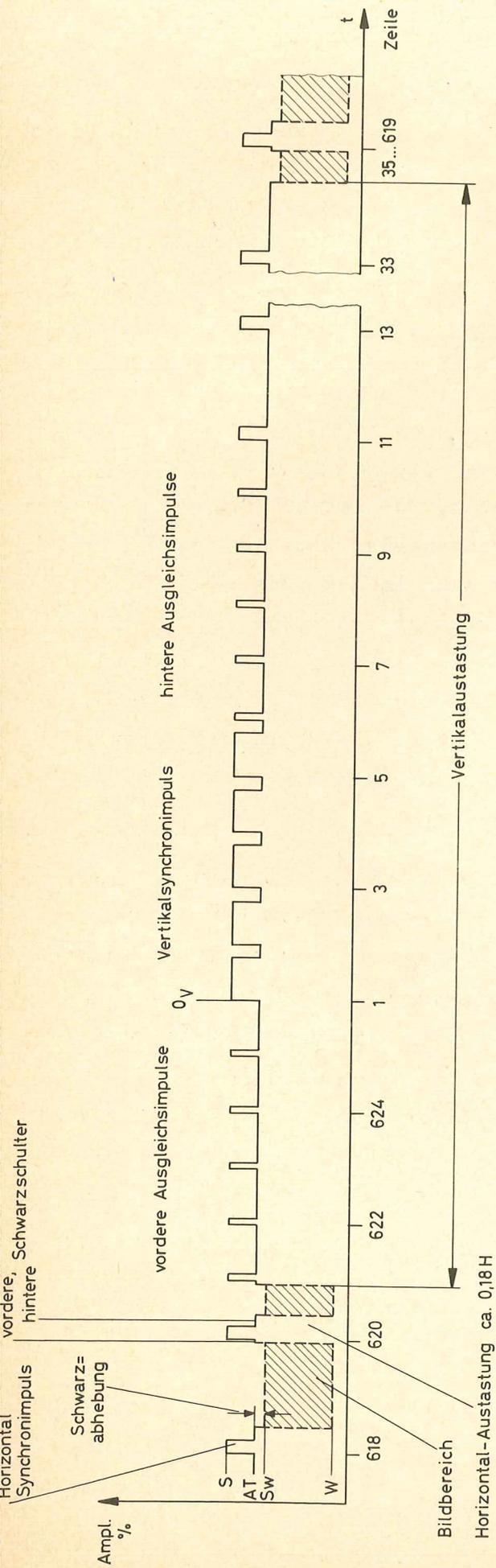


Abb. 4b

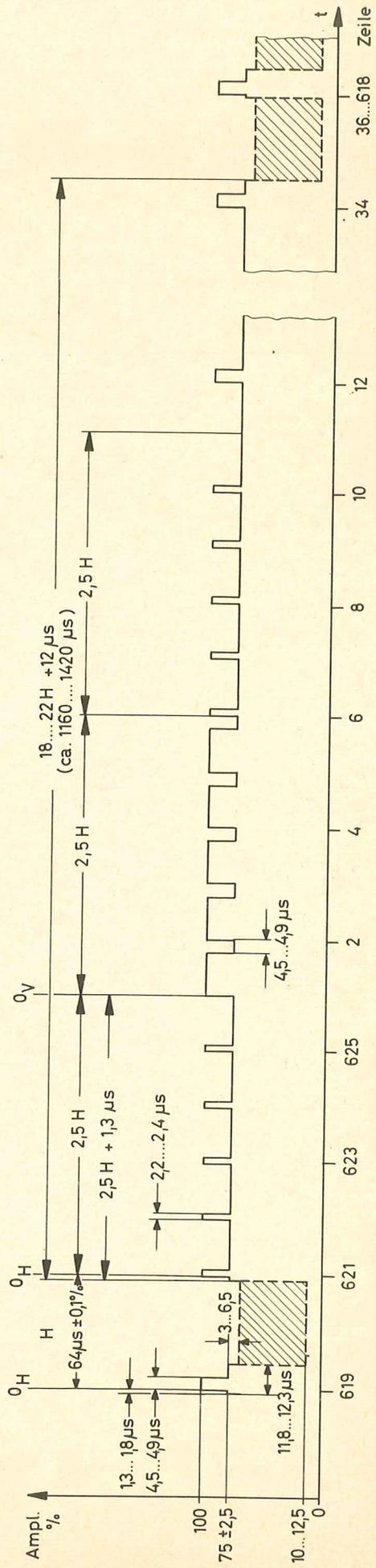
so daß der Motor jetzt die Abstimmereinheit langsam in der bisherigen Richtung weiter dreht. Bei X kann der Fühlstift in der äußeren Rille nicht weiterlaufen, weil an dieser Stelle die Rille nicht vertieft ist. In der Stellung Y springt der Fühlstift infolge der Federkraft (die senkrecht auf die Scheibe und von innen nach außen wirkt) in die dort vorhandene Vertiefung und legt sich gegen den oberen Rand Z der Aussparung. Dadurch hebt sich der Schleifer S von der Kontaktbahn B ab, der Motorstromkreis wird unterbrochen. Der Motor bleibt sofort stehen, und die gewählte Station ist eingestellt. Beim Einschalten einer anderen UHF-Stationstaste verläßt der Fühlstift je nach Drehrichtung der Scheibe die Aussparung über X1 oder X2.

Steht der Fühlstift bei Beginn des Abstimmvorganges im inneren Teil der Spirale, so erhält die Motorabwicklung S802 über die Kontaktbahn C Strom. Die Rillenscheibe dreht sich dann entgegengesetzt. Der letzte Teil dieses Weges vom Fühlstift ist in Abb. 4b mit einer durchgehenden Linie dargestellt. Der Fühlstift gelangt zur Stelle V und springt dann infolge der nach außen wirkenden Federkraft in die Position X. Es erhält über die Kontaktbahn B die Motorwicklung S801 Strom, und die Drehrichtung kehrt sich um. Der weitere Einstellvorgang läuft, wie im ersten Beispiel beschrieben, ab. Ein wesentliches Merkmal dieser Motorabstimmung ist, daß die Feineinstellung der vorgewählten Station immer von derselben Anfangsposition X aus erfolgt. Hierdurch wird eine große Wiederkehrgenauigkeit erzielt.

Zum Einspeichern des Senders muß eine UHF-Stationstaste gedrückt werden. In der Abstimmstellung liegt die am äußeren Rand der Rillenscheibe vorhandene Nut genau vor der Haltefeder des zugehörigen Bremsmagneten. Durch Drücken des Handabstimmknopfes bekommt das Bremsrelais Strom. Sein Anker wird angezogen, und die an ihm befestigte Haltefeder greift in die Nut der Rillenscheibe ein. Man kann jetzt den UHF-Kanalwähler auf einen beliebigen UHF-Sender einstellen und diesen über die Rillenscheibe einspeichern.



Steigzeiten (10...90%) aller Impulsflanken $\tau = 0,2 \dots 0,4 \mu\text{s}$ mit Ausnahme der Vertikalaustattung mit $\tau \leq 6 \mu\text{s}$.
 Synchronisierschema der 625 Zeilen / 7 MHz - Norm (Gerber - Norm) nach CCIR [3].
 Ausschnitt aus dem demodulierten Fernsehsignal in Umgebung des Vertikalimpulses für beide Halbbilder.



Frequenzeinteilung der Fernsehkanäle
=====

Band I = 47 - 68 MHz

Band III = 174 - 230 MHz

Band IV = 470 - 860 MHz

Breite eines Fernsehkanals in den Bändern I und III: 7 MHz

Breite eines Fernsehkanals im Band IV: 8 MHz

Kanal MHz	Bild- träger MHz	Ton- träger MHz	Oszill. Freq. MHz	Kanal MHz	Bild- träger MHz	Ton- träger MHz	Oszill. Freq. MHz		
2	47-54	48.25	53.75	87.15	39	614-622	615.25	620.75	654.15
3	54-61	55.25	60.75	94.15	40	622-630	623.25	628.75	662.15
4	61-68	62.25	67.75	101.15	41	630-638	631.25	636.75	670.15
					42	638-646	639.25	644.75	678.15
5	174-181	175.25	180.75	214.15	43	646-654	647.25	652.75	686.15
6	181-188	182.25	187.75	221.15	44	654-662	655.25	660.75	694.15
7	188-195	189.25	194.75	228.15	45	662-670	663.25	668.75	702.15
8	195-202	196.25	201.75	235.15	46	670-678	671.25	676.75	710.15
9	202-209	203.25	208.75	242.15	47	678-686	679.25	684.75	718.15
10	209-216	210.25	215.75	249.15	48	686-694	687.25	692.75	726.15
11	216-223	217.25	222.75	256.15	49	694-702	695.25	700.75	734.15
12	223-230	224.25	229.75	263.15	50	702-710	703.25	708.75	742.15
					51	710-718	711.25	716.75	750.15
21	470-478	471.25	476.75	510.15	52	718-726	719.25	724.75	758.15
22	478-486	479.25	484.75	518.15	53	726-734	727.25	732.75	766.15
23	486-494	487.25	492.75	526.15	54	734-742	735.25	740.75	774.15
24	494-502	495.25	500.75	534.15	55	742-750	743.25	748.75	782.15
25	502-510	503.25	508.75	542.15	56	750-758	751.25	756.75	790.15
26	510-518	511.25	516.75	550.15	57	758-766	759.25	764.75	798.15
27	518-526	519.25	524.75	558.15	58	766-774	767.25	772.75	806.15
28	526-534	527.25	532.75	566.15	59	774-782	775.25	780.75	814.15
29	534-542	535.25	540.75	574.15	60	782-790	783.25	788.75	822.15
30	542-550	543.25	548.75	582.15	61	790-798	791.25	796.75	830.15
31	550-558	551.25	556.75	590.15	62	798-806	799.25	804.75	838.15
32	558-566	559.25	564.75	598.15	63	806-814	807.25	812.75	846.15
33	566-574	567.25	572.75	606.15	64	814-822	815.25	820.75	854.15
34	574-582	575.25	580.75	614.15	65	822-830	823.25	828.75	862.15
35	582-590	583.25	588.75	622.15	66	830-838	831.25	836.75	870.15
36	590-598	591.25	596.75	630.15	67	838-846	839.25	844.75	878.15
37	598-606	599.25	604.75	638.15	68	846-854	847.25	852.75	886.15
38	606-614	607.25	612.75	646.15	69	854-862	855.25	860.75	894.15