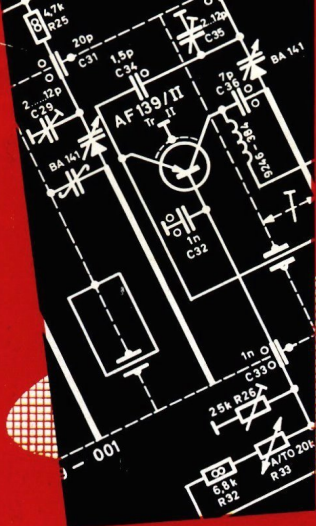


# GRUNDIG

## TECHNISCHE INFORMATIONEN

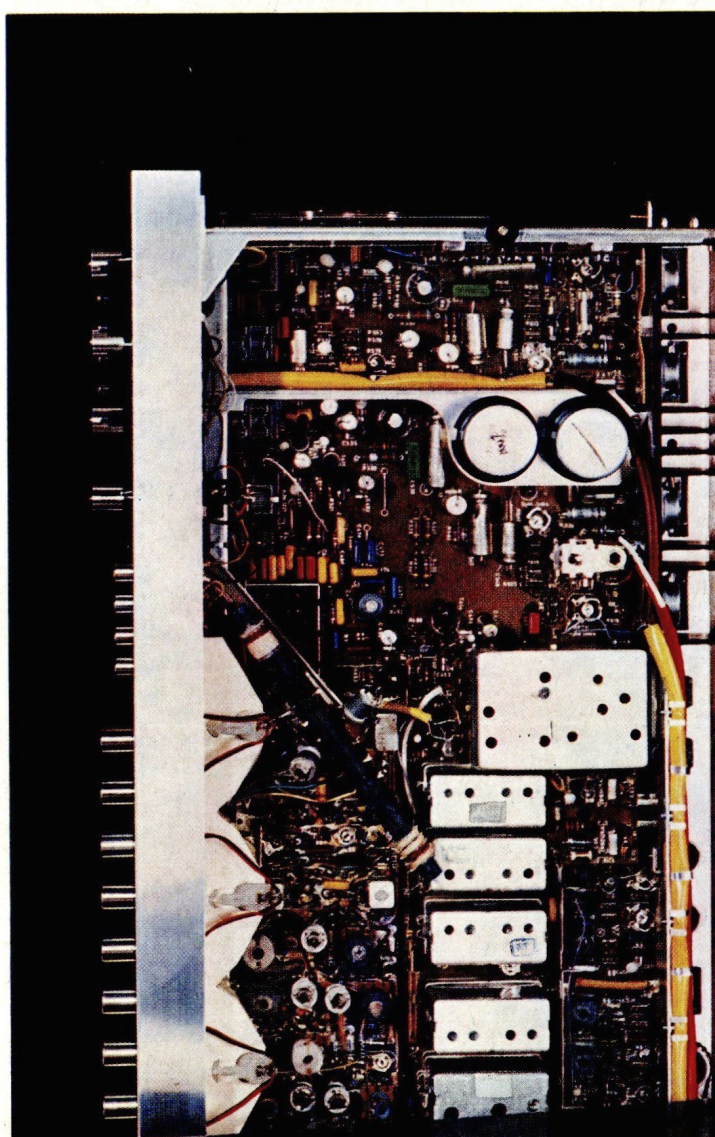
ZEITSCHRIFT FÜR ELEKTRONIK, RADIO-, FERNSEH- UND TONBANDTECHNIK



# GRUNDIG

## RTV 600

Der Hi-Fi-Stereo-  
Rundfunk-Tuner-  
Verstärker  
der Spitzenklasse



2

1968

15. Jahrgang

## Inhaltsübersicht

Heft 2/1968  
15. Jahrgang

### HI-FI- UND STEREO-TECHNIK

GRUNDIG Hi-Fi-Rundfunk-Tuner-Verstärker RTV 600	335
Gesamtschaltbild RTV 600 (Heftmitte)	359/362
GRUNDIG Rundfunk-Tuner-Verstärker RTV 360	381
Gesamtschaltbild RTV 360	378/380

### TONBAND-TECHNIK

GRUNDIG Cassetten-Tonbandgerät C 200	349
Gesamtschaltbild C 200	357/358

### MESSGERÄTE

GRUNDIG Meßoszillographensystem MO 10/13 mit VE 10, IE 10 und ZE 10	365
GRUNDIG Frequenzmesser FM 1	392

### FARBfernseh-SERVICE

Einstell- und Reparaturpraxis an GRUNDIG Farbfernseh-Empfängern 2. Teil	389
---	-----

### Nachtrag zu Heft 1/1968

Die Autoren des im Heft 1/1968 gebrachten Beitrages „Das neue elektronische Notizbuch EN 7“ (Seiten 312...318) sind A. LANGER (Mechanik) und W. JAHN (Elektrik). Die Namensnennung unterließ versehentlich.



### GRUNDIG

### TECHNISCHE INFORMATIONEN

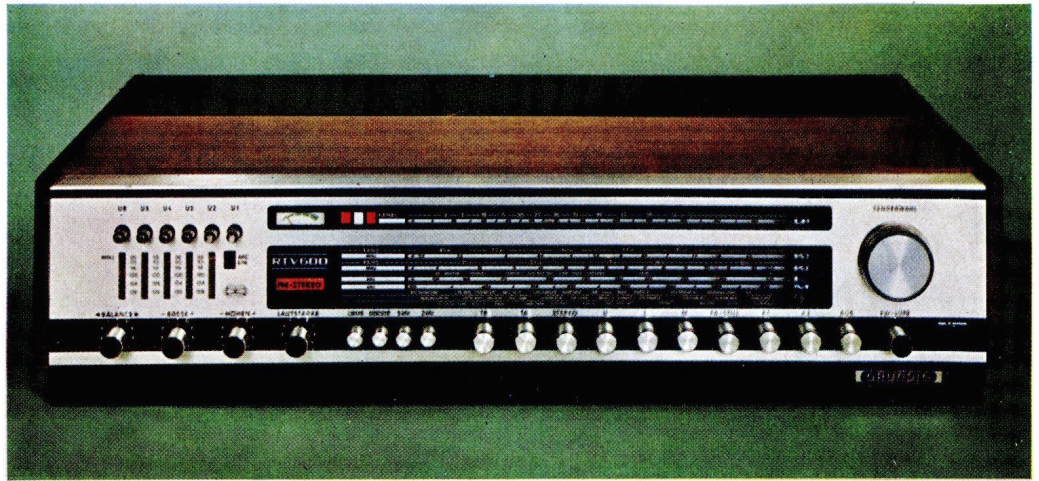
Zeitschrift für Electronic,  
Radio-, Fernseh- und Tonband-Technik  
Herausgeber: GRUNDIG WERKE GmbH  
Technische Direktion  
8510 Fürth (Bayern), Kurgartenstraße 37  
Redaktion: H. Brauns

### GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

erscheinen in zwangloser Folge und werden auf Anforderung kostenlos an Fachgeschäfte und Fachwerkstätten sowie die in diesen Betrieben tätigen Werkstattleiter und Service-Techniker abgegeben. Allen übrigen Interessenten ist der Bezug gegen eine Schutzgebühr von 6.- DM pro Jahr (einschließlich Versandkosten) möglich, zahlbar auf Postscheckkonto Nürnberg 36879, GRUNDIG Werke GmbH, Fürth (Bayern). (Die Bestellung erfolgt am einfachsten auf Zahlkartenabschnitt.)

Die Schutzgebühr für Einzelhefte beträgt 1.50 DM.

Druck: Karl Müller, Roth bei Nürnberg  
Nachdruck von Beiträgen aus GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN ist bei ausführlicher Quellenangabe und Zusage von Belegexemplaren ohne weitere Genehmigung gestattet.



GRUNDIG

**RTV 600**

**Das Hi-Fi-Steuergerät der Spitzenklasse**

GRUNDIG

**C 200**



**Die Party-  
Stimmungs-Box**



Eine ausführliche Beschreibung des GRUNDIG Cassetten-Tonbandgerätes C 200 finden Sie auf den Seiten 349 bis 358 dieses Heftes.

Als „CASSETTEN-RADIO“ TYP C 201 FM auch mit eingebautem UKW-Empfangsteil und Aussteuerungs-Automatik. Beschreibung im nächsten Heft.

K. TRAUB

G. BENECKE

W. KOENIGK

F. X. BAUMGARTNER

# Schaltungstechnik

## des Hi-Fi-Stereo- Rundfunk-Tuner-Verstärkers **RTV 600**

Der RTV 600 ist ein Tuner-Verstärker der Hi-Fi-Spitzenklasse mit einer ausgereiften, teilweise völlig neuartigen und zukunftsweisenden Schaltungstechnik. Durch seine moderne Flachbauweise und seine technisch-elegante Gestaltung läßt er sich in jeden Wohnstil problemlos einordnen. Die hohe Ausgangsleistung von 2 x 30 Watt (music/power) bietet auch bei Verwendung stark gedämpfter Lautsprecherboxen in großen Räumen eine mehr als ausreichende Leistungsreserve.

In hervorragender Weise ist bei diesem Gerät der Tatsache Rechnung getragen worden, daß die Spitzenqualität solcher leistungsstarker Geräte, die ja durchweg von musikliebenden Laien und nicht vom Techniker betrieben werden, nur dann voll ausgenutzt werden kann, wenn neben der Qualität auch ein sinnvoller Bedienungskomfort, insbesondere Abstimmunsicherheit, Schutz vor Fehlbedienung und eine absolute Sicherheit gegenüber jeglicher Art von Überlastung (wichtig bei Transistorgeräten) zur größtmöglichen Perfektion getrieben werden. Mehrere sehr wirksame und funktions-sichere elektronisch gesteuerte Abstimmhilfen — wie das neuentwickelte GRUNDIG Tunoscope — und die ebenfalls neue elektronische Sicherungsautomatik gegen Kurzschluß oder zu niederohmige Belastung der Lautsprecherausgänge sowie eine Temperaturautomatik zum Schutz gegen Überhitzung bieten die Gewähr dafür, daß sich auch der technisch nicht versierte Hi-Fi-Liebhaber dem Genuß einer störungsfreien Hi-Fi-Wiedergabe ohne technischen Ballast und ohne Verdruß hingeben kann.

Der konsequente Einsatz moderner Silizium-Transistoren — auch in der Endstufe! — bietet einen weiteren Sicherheitsfaktor. Neueste Feldeffekt-Transistoren im UKW-Mischteil mit abgestimmten Vorstufen verhindern Störungen durch Kreuzmodulation und insbesondere auch Störungen durch unerwünschte Mischprodukte, die beim Einfall sehr starker Sender leicht auftreten können. Ein neu entwickeltes Vierkreis-Bandfilter im FM-ZF-Teil und vier auch bei hohen Modulationsfrequenzen sehr wirksame Begrenzerstufen sorgen für trennscharfen und störungsfreien Empfang auch schwacher UKW-Sender, was beim Stereo-Empfang sehr wichtig ist. Der phasenkompensierte Breitband-Ratio-detektor mit einem extrem kleinen Klirrfaktor und einer außergewöhnlich breiten AM-Unterdrückung gewährleistet eine absolute Übereinstimmung von Maximum, Nulldurchgang und Klirrfaktorminimum. Bei einer Verstimmung von

$\pm 80$  kHz bleibt der Klirrfaktor immer noch unter 1 %.

Neben dem bereits kurz erwähnten Tunoscope sorgen fünf UKW-Stationstasten mit hoher Wiederkehrgenauigkeit, eine sehr exakt arbeitende automatische Scharfabstimmung sowie eine übergangslos schaltende und damit verzerrungsfrei arbeitende Stillabstimm-automatik für eine sichere und von Störgeräuschen freie Sendereinstellung. Der neue integrierte Stereodecoder wird durch eine HF-pegelgesteuerte Mono-Stereo-Umschaltautomatik kontaktlos geschaltet.

Auch das AM-Empfangsteil ist großzügig und nach modernsten Erkenntnissen aufgebaut. Eine hochempfindliche Eingangsschaltung sorgt für vorzügliche Spiegelfrequenzselektion und eine genau aufeinander abgestimmte Kombination von unverzügelter Abwärts- und verzögert einsetzender Aufwärtsregelung bringt neben großem Regelungsbereich und gutem Signal-Rauschverhältnis einen für ein AM-Gerät sehr geringen Klirrfaktor auch bei hoher Eingangsspannung. Ein Dreikreis-Bandfilter und eine mit einem NF-Tiefpaß kombinierte Bandbreitenschaltung ermöglichen sowohl störungsfreien Fernempfang wie auch sehr klangvollen Nahempfang.

Der NF-Verstärker besitzt getrennte schaltbare Eingänge für TB (Universal) und TA mit integriertem Entzerrerverstärker für magnetische Abtastsysteme. Ein umschaltbarer NF-Tiefpaß ermöglicht störungsarmen Rundfunkempfang und dient als Rauschfilter bei TA-Wiedergabe. Gleichstromkopplungen der einzelnen Stufen und starke Gegenkopplungen gewährleisten im Verein mit der eisenlosen Endstufe größte Verzerrungsarmut und absolute Stabilität unter allen Betriebsbedingungen. Kurzschluß- und Temperaturautomatiken wurden bereits erwähnt.

Die Stromversorgung erfolgt über mehrere unabhängige voneinander elektronisch stabilisierte Netzteile, wodurch Spannungsänderungen und gegenseitige Beeinflussungen auch bei Netzspannungsschwankungen, Aussteuerungs- und Belastungsänderungen mit Sicherheit vermieden werden.

### Moderner Aufbau

Auf einer großen Druckplatte, die von einem stabilen Metallrahmen gehalten wird, befindet sich in einer sehr übersichtlichen Anordnung auf der rechten Hälfte der HF-ZF-Teil, während die linke Hälfte vom NF-Verstärker eingenommen wird. Die ZF-Stufen sind als einzelne

Bausteine hinter dem Druckstagenaggregat angeordnet, der Stereodecoder bildet den Abschluß zur Rückseite.

Neben dem Netztrafo — über dem AM-Drehko — befinden sich die beiden Stabilisierungsschaltungen für die HF-ZF-Stromversorgung (15 V) und die NF-Vorstufen-Stromversorgung (56 V). Die UKW-Abstimmungserzeugung ist zusammen mit einer UKW-Verzögerungsschaltung auf einer Druckplatte an der linken Schmalseite des Gerätes angeordnet.

Neben den aufgedruckten Positionsnummern der Bauteile geben zahlreiche mit dem Schaltbild übereinstimmende Meßpunktbezeichnungen und andere wichtige Angaben sowohl auf der Ober- wie auf der Unterseite der Druckplatte dem Service wertvolle Hilfe.

### Schaltungsaufbau

Das Gesamtschaltbild des RTV 600 befindet sich auf den Seiten 359 . . . 362 in der Mitte des Heftes.

### UKW-Mischteil

Hohe Grenzempfindlichkeit und eine sehr große Sicherheit gegen Kreuzmodulation und Störungen durch unerwünschte Mischprodukte sind die herausragenden Merkmale des neu entwickelten UKW-Mischteiles. Kreuzmodulation ist die Übernahme der AM-Seitenbänder eines Störsenders durch den Träger des Nutzsenders. Sie wird hervorgerufen durch eine nicht quadratische Krümmung der Transistorkennlinie und stellt eine echte Modulation des Nutzträgers dar. Amplitudenmodulierte Störsender können unterhalb und oberhalb des UKW-Rundfunkbereiches auftreten oder auch durch Mehrwegeempfang von FM-Sendern.

Abhilfe bringen:

1. eine sehr gute Vorselektion, die das Störsignal an den Eingängen der Vorstufentransistoren und des Mischers möglichst weit absenkt;
2. die Verwendung von Transistoren mit nahezu quadratischer Kennlinie, an deren Krümmung nur geringe Kreuzmodulation auftreten kann;
3. eine möglichst gute AM-Unterdrückung, da die Kreuzmodulation in erster Linie naturgemäß wieder eine Amplitudenmodulation ist.

Alle drei Forderungen wurden beim UKW-Mischteil des RTV 600 berücksichtigt. Über ein Nebenwellenfilter (Hochpaß), das die Frequenzen unterhalb des UKW-Bereiches (Kurzwellen) stark absenkt, gelangt das Antennensignal an

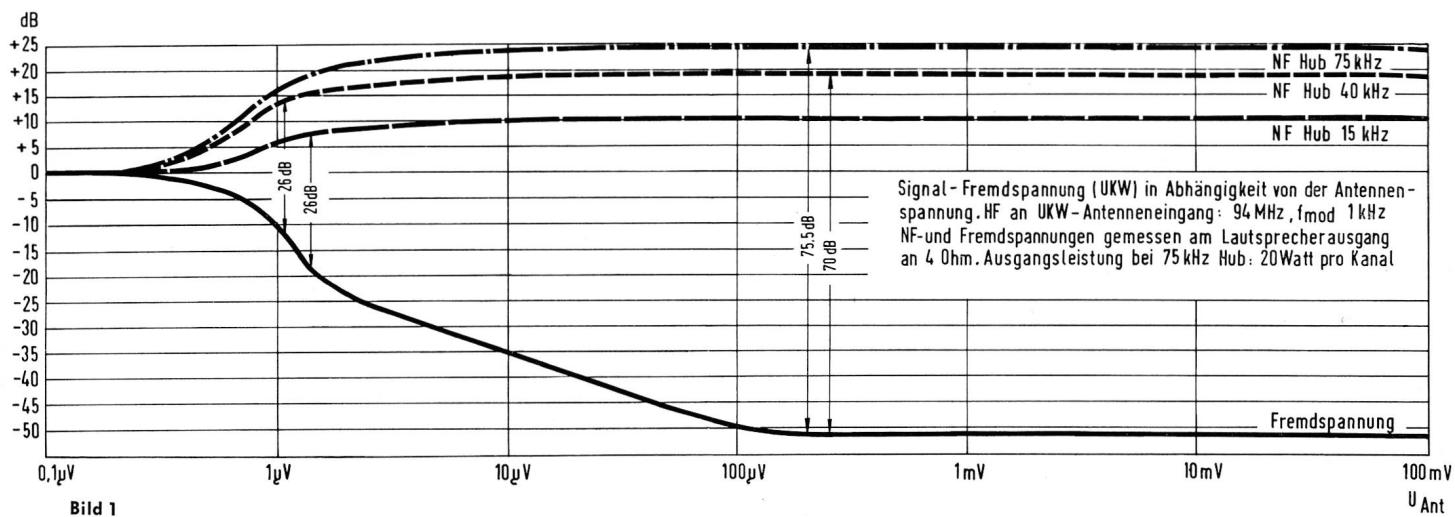


Bild 1

den abgestimmten Eingangskreis (9209—121.01) und über zwei weitere abgestimmte Vorstufenkreise (9209—060.01 und —061.01) an den Mischer. Sowohl in beiden Vorstufen (T 301 und T 303) wie auch in der Mischstufe (T 304) werden Feldeffekttransistoren verwendet, deren Kennlinien nahezu quadratisch sind, wodurch im Verein mit der ausgezeichneten AM-Unterdrückung des ZF-Verstärkers Störungen durch Kreuzmodulation vermieden werden.

Schwieriger zu beseitigen sind Störungen durch unerwünschte Mischprodukte, die ebenfalls an der gekrümmten Transistorkennlinie insbesondere bei Übersteuerung durch sehr starke Antennensignale auftreten können. Sie entstehen durch Mischung mehrerer Eingangsfrequenzen untereinander oder mit der Oszillatorfrequenz, wobei die Summen- oder Differenzfrequenzen entweder wieder in den UKW-Bereich fallen oder direkt eine ZF von  $\cong 10,7$  MHz bilden. Zum letztgenannten Fall gehören beispielsweise auch Störungen durch die Spiegelfrequenz.

Weitere Beispiele:

- Nutzsender (N) 90 MHz
- Störsender (S) 100,7 MHz
- S — N = ZF (10,7 MHz)
- Störung durch UKW-Sender
- Nutzsender (N) 90 MHz
- Oszillator (Os) 100,7 MHz
- Störsender (S) 190,7 MHz
- S — Os = N (90 MHz)
- Störung durch Fernsehsender

Da die Mischprodukte durchweg die Modulationsart des Störsenders besitzen, können sie auch eine Frequenzmodulation aufweisen, die durch die AM-Unterdrückung nicht zu beseitigen ist. Auch hier verhindern zunächst das Nebenwellenfilter und die gute Vorselektion durch die drei abgestimmten

Vorkreise bereits weitgehend die Entstehung solcher Störungen. Darüberhinaus bietet das sehr gute Großsignalverhalten von Feldeffekttransistoren einen ausgezeichneten Schutz gegen unerwünschte Mischprodukte. Feldeffekttransistoren weisen eine über einen großen Eingangsspannungsbereich laufende langgestreckte Kennlinie auf, so daß Übersteuerungen praktisch nicht auftreten können. Auch Mischungen infolge der Kennlinienkrümmung der Vorstufentransistoren werden weitgehend vermieden, da auch größere Antennensignale immer nur schwach gekrümmte Teile der gesamten Kennlinie durchlaufen.

Der Oszillator (T 302) und der Mischer (T 304) sind getrennt ausgeführt, um eine Beeinflussung des Oszillators durch das Antennensignal möglichst zu vermeiden, was neben einer Frequenzverwerfung auch zu einer Frequenzmodulation des Oszillators (und dadurch der ZF) durch amplitudenmodulierte Störsignale führen könnte.

**Abstimmung durch Kapazitätsdioden**

Die drei Vorkreise und der Oszillatorkreis werden durch spannungsgesteuerte Kapazitätsdioden abgestimmt. Jeder Kreis besitzt zwei gegeneinander geschaltete Abstimmioden, wodurch auch hier störende Mischeffekte vermieden werden. Die Kennlinienkrümmungen der Dioden heben sich auf. Die Zuführung der Abstimmspannung erfolgt entweder über das Abstimmpotentiometer R 801 oder über eines der fünf Potentiometer R 52 — R 56, die durch die Stationsasten (S 1 — S 5) geschaltet werden.

Durch jedes der Potentiometer kann der gesamte UKW-Bereich überstrichen werden. Die Schleifbahnen sind so ausgelegt, daß unter Berücksichtigung des nicht linearen Kapazitätsverlaufs der

Dioden eine annähernd frequenzlineare Skalenteilung erreicht wird.

**Stabilisierung der Abstimmspannung**

Die Oberspannung von 30 V für die Abstimmpotentiometer wird aus einem spannungsstabilisierten Netzteil mit den Transistoren T 701 und T 702 gewonnen, das sowohl bei Netzspannungsschwankungen wie auch bei Laständerungen eine Spannung höchster Konstanz liefert. Ein Teil der Oberspannung wird über den Spannungsteiler R 706, R 711 und R 713 mit R 711 als Stellglied der Basis von T 702 zugeführt, an dessen Emitter die durch die Zenerdiode Z 6 gewonnene Vergleichsspannung steht. Vom Kollektor wird die Basis des in Kollektor-Basis-Schaltung betriebenen Transistors T 701 gesteuert, an dessen Emitterlastwiderstand die stabilisierte Oberspannung (30 V) abfällt.

**Scharfabstimmung mit Hubbegrenzung in einer Brückenschaltung**

Die vom Ratiodetektor über R 223 und R 423 an die Basis von T 703 gelangende Nachstimmspannung wird über den Kollektor dem Spannungsteiler R 706, R 711, R 713 zugeführt und beeinflusst somit über die Basis von T 702 die 30-V-Oberspannung. Hierdurch unterliegt die an die Abstimmioden gelangende Nachstimmspannung der jeweiligen Spannungsteilung durch die Abstimmpotentiometer. Damit wird ein über dem gesamten Abstimmbereich gleichmäßiger Nachstimmhub erreicht. Zur Begrenzung des Nachstimmspannungshubes sind die Antiparalleldioden 9476, die beim Abschalten der Scharfabstimmung überbrückt werden, in der Diagonalen einer Brückenschaltung angeordnet, die durch den niederohmigen Brückenast R 716 / R 717 und den hochohmigen Zweig R 715 / R 223 + R 423 gebildet wird, wobei dem letztere

Intermodulation (UKW - Mono bzw Stereo) in Abhängigkeit von der Antennenspannung, DIN - mäßig nicht erfaßt, gemessen in Anlehnung an DIN 45 500 bzw. 45 403 .  
 Modulationsfrequenzen des FM-Senders :  $f_1 = 250$  Hz  $f_2 = 8$  kHz Amplitudenverhältnis 4:1,  
 Sender mit 50  $\mu$ sec Preemphasis, Gesamthub 75 kHz, Ansteuerung : L = 1, R = 0  
 HF an UKW - Antenneneingang : 100 MHz . Intermodulation  $IM = \sqrt{(U_{f_2 - f_1} + U_{f_2 + f_1})^2 + (U_{f_2 + 2f_1} + U_{f_2 - 2f_1})^2} \cdot 100$  [%]  
 gemessen am Lautsprecherausgang an 4 Ohm bei  
 Nennausgangsleistung (20 Watt) Meßsender : Type SMG1, Fa. Radiometer  $U_{f_2}$

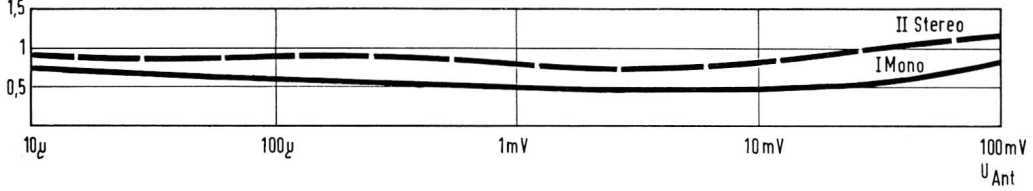
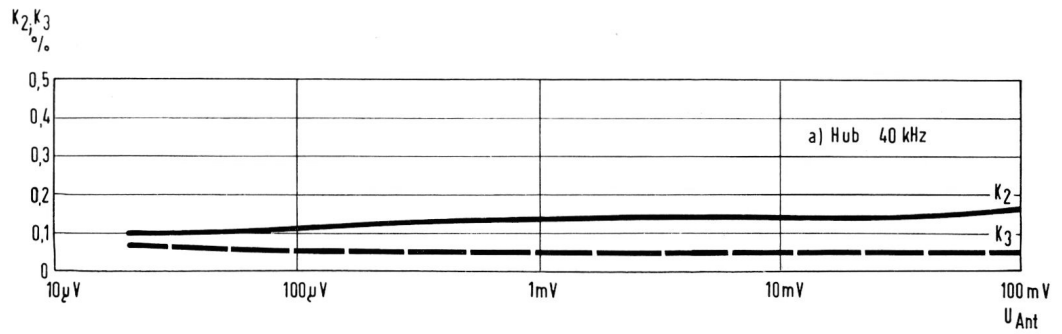


Bild 2

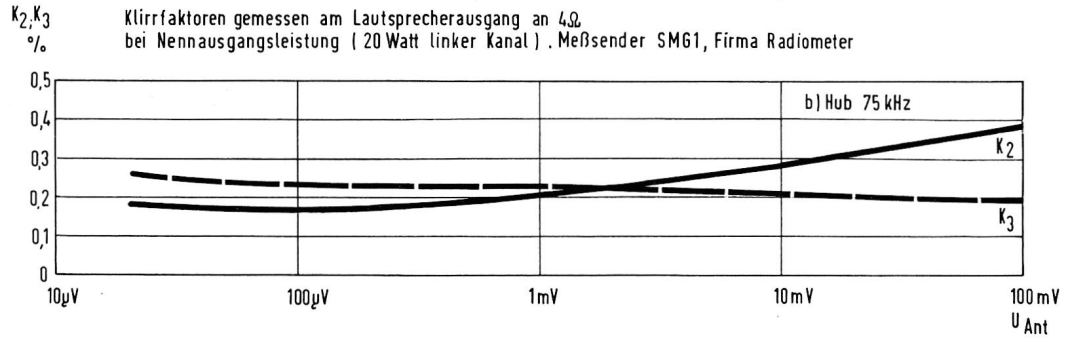
Bild 3



Klirrfaktoren (UKW - Stereo) in Abhängigkeit von der Antennenspannung.

HF an UKW - Antenneneingang : 100 MHz, HF-Stereo-Modulation : links 1 kHz  
rechts nicht moduliert  
Hub : a) 40 kHz  
b) 75 kHz

Bild 4



Klirrfaktoren gemessen am Lautsprecher Ausgang an 4Ω  
bei Nennausgangsleistung (20 Watt linker Kanal). Meßsender SM61, Firma Radiometer

nannten Glied (R 223 + R 423) der sehr hochohmige Eingangswiderstand von T 703 mit R 714 parallel liegt. Die Widerstände R 715 und R 716 liegen gemeinsam an der stabilisierten 30-V-Spannung. Befindet sich die Widerstandsbrücke (mit R 223 einstellbar) im Gleichgewicht, so steht bei Rationulldurchgang an den Diagonalpunkten (Verbindungspunkt R 715 / R 223 und Verbindungspunkt R 716 / R 717) die gleiche Spannung, so daß das Ein- und Ausschalten der Scharfabstimmung (Öffnen und Schließen des Schalters in der Diagonale) keine Änderung der Spannung an der Basis von T 703 hervorrufen kann, die über R 714 mit dem hochohmigen Diagonalpunkt verbunden ist. Auch wenn bei ungenauer Senderabstimmung eine positiv oder negativ gerichtete Nachstimmspannung auftritt, kann bei ausgeschalteter Scharfabstimmung (Dioden überbrückt) die Basisspannung sich noch nicht merklich ändern, da die über R 423 sehr hochohmig zugeführte Nachstimmspannung jetzt über den Schalter direkt an den Diagonalpunkt des sehr niederohmigen Brückenzeigs gebracht wird, wodurch für die Nachstimmspannung eine so große Spannungsteilung auftritt, daß die Spannung an den Diagonalpunkten und damit an der Basis praktisch konstant bleibt. Erst wenn der Schalter geöffnet wird, (Scharfabstimmung „ein“), kann die Nachstimmspannung an der Basis wirksam werden, da jetzt die Diagonale entsprechend der Diodencharakteristik hochohmig wird, wobei der Nachstimmspannungshub an der Basis nicht größer als die Begrenzerspannung der Dioden werden kann, weil ja der Diagonalpunkt R 716 / R 717 infolge der Niederohmigkeit sein Spannungspotential beibehält. Da dieses Spannungspotential dem Basispotential bei Rationulldurchgang entspricht, kann bei gleich großer Änderung der positiven und der negativen Nachstimmspannung keine Unsymmetrie der

Diodendurchlaufwiderstände auftreten, so daß durch die Brückenschaltung die notwendige Symmetrie des Nachstimmhubs in Bezug auf die Mittenfrequenz gewährleistet wird.

#### ZF-Teil

Der ZF-Verstärker ist mit 4 Transistoren des Typs BF 115 bestückt. Drei davon wirken dabei für AM und FM gemeinsam. Während die Transistoren 1...4 den 4-stufigen FM-Verstärker bilden, dient der 2. Transistor bei AM zugleich als Mischer und der 3. und 4. Transistor als 1. und 2. AM-ZF-Stufe.

Wegen der besseren Übersicht erfolgt die Dimensionierungs- und Funktionsbeschreibung des ZF-Teils für AM und FM getrennt.

#### FM-ZF-Verstärker

Die Ankopplung des UKW-Mischers (T 304) an den ZF-Verstärker erfolgt über ein 4-fach-Bandfilter. Wegen der nachfolgenden hohen ZF-Verstärkung ist das Rauschen der 1. ZF-Stufe nicht ohne weiteres zu vernachlässigen. Neben der Forderung auf möglichst konstante Gruppenlaufzeit, geringen Amplitudengang und hohe Flankensteilheit wurde daher das 4-Kreis-Filter auf möglichst hohe Mischverstärkung ausgelegt. Hierzu war es notwendig, den Drainkreis mit einem möglichst großen L/C-Verhältnis und höchster Güte auszuführen, damit der Eingangswiderstand des Vierfachfilters an den hochohmigen Ausgang des Mischers gut angepaßt wurde, sowie die Kreise 2, 3 und 4, welche nur mit ihrer Güte in die Leistungsverstärkung eingehen und daher entsprechend dimensioniert wurden, auf möglichst optimalen Übertragungswert miteinander zu verkoppeln. Die induktive Auskopplung vom 1. Kreis und anschließende kapazitive Ankopplung des 2. Kreises, die induktive Kopplung zwischen dem 2. und 3. Kreis und kapazitive Ankopplung des

4. Kreises, bringt eine weitgehend symmetrische Selektion. Die Neutralisation der Kollektor-Basis-Rückwirkung erfolgt in bewährter Weise kapazitiv vom Kollektor auf den Basiskreis-Hochpunkt und wurde in den Leitungsdruck mit einbezogen. Die einzelnen ZF-Stufen selbst wurden in Modultechnik aufgebaut und die Kopplung zwischen Kollektor und Basiskreis erfolgt durchweg kapazitiv. Um aus Symmetriegründen eine induktive Komponente zu vermeiden, ist der Abschirmbecher innen durch eine eingespritzte Trennwand in zwei gleich große Kammern aufgeteilt, in die jeweils der Kollektor- bzw. Basiskreis untergebracht wurde.

Das gegenüber der Monoübertragung entscheidend neue Merkmal bei der Stereoübertragung ist das Übersprechen, d. h. das Auftreten von Informationen des linken Kanals im rechten Kanal und umgekehrt. Wird z. B. gerade nur der linke Kanal angesteuert, so besteht das Modulationsband des Senders jeweils zu 45% aus dem Differenz- und Summensignal. Durch Summen- und Differenzbildung in der Matrixschaltung des Decoders erhält man dann wieder die ursprüngliche Linksinformation. Die exakte Rückgewinnung der Linksinformation, ohne daß hierbei Anteile in den rechten Kanal gelangen, setzt aber voraus, daß empfänger- und decodermäßig an keiner Stelle die Amplitude oder Phase unzulässig stark verfälscht wird oder gar durch Phasenmodulation eine gegenseitige Beeinflussung von Summen- und Differenzsignal stattfindet.

Die Erfüllung dieser Forderungen wird erschwert durch den sich ändernden Einfluß des Transistors auf die Bandfilter, indem sich z. B. die Eingangs- und Ausgangs-Wirk- und Blindleitwerte in Abhängigkeit von der Aussteuerung bzw. bei der Begrenzung ändern. Ändert sich die Eigenresonanz des Kollektorkreises

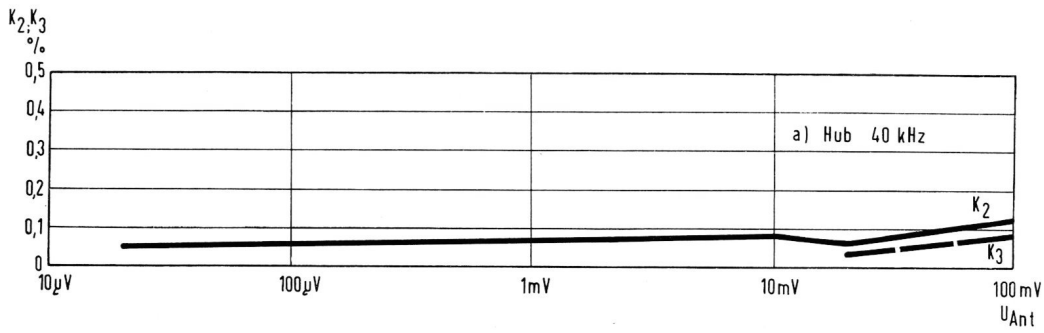


Bild 5

Klirrfaktor (UKW - Mono) in Abhängigkeit von der Antennenspannung.  
 HF an UKW-Antenneneingang: 100 MHz, Mono-Modulation: 1 kHz, Hub a) 40 kHz  
 b) 75 kHz

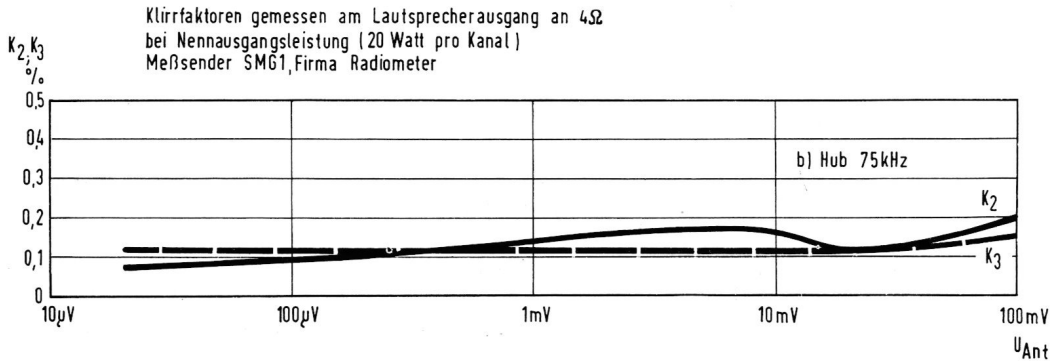


Bild 6

Klirrfaktoren gemessen am Lautsprecher Ausgang an 4Ω  
 bei Nennausgangsleistung (20 Watt pro Kanal)  
 Meßsender SMG1, Firma Radiometer

mit dem Frequenz- und Amplitudenverlauf eines mit einem Summen- und Differenzsignal frequenzmodulierten Trägers, dann verursacht die mit der Eigenresonanzänderung einhergehende Phasenänderung eine Phasenmodulation, d. h. die vom Modulationsspektrum des Summensignals herrührenden Phasenänderungen wirken sich auf das Differenzsignal bzw. die des Differenzsignals auf das Summensignal aus, was sich nach der Decodierung und Gleichrichtung als Übersprechen und mit dem Auftreten von nichtlinearen Verzerrungen bemerkbar macht. Ebenso wird eine vorhandene Amplitudenmodulation z. B. durch Mehrwegeempfang oder Zündstörungen in eine Phasenmodulation umgewandelt und nach Passieren des FM-Modulators und NF-Verstärkers als solche vom Lautsprecher wiedergegeben. Erreichen bei zunehmender Aussteuerung die Spitzen der Kollektorwechselspannung die Kniespannung und geht der Eingang des nachfolgenden Transistors immer mehr in eine Diodengleichrichtung über, so wird dabei die effektive Bedämpfung des Kollektor- und Basiskreises immer größer. Da für eine konstante Gruppenlaufzeit zumindest in der Breite des zu übertragenden Modulationsbandes eine relative Kopplung von ca.  $K/d = 0,8$  erforderlich ist, die Dämpfung sich aber aus vorerwähnten Gründen ändert, ist es notwendig, bei der Dimensionierung der Eingangs- und Ausgangsschaltung des Transistors diese Einflüsse zu berücksichtigen.

Der Einfluß der dynamischen Eingangs- und Ausgangskapazität des Transistors auf das Übersprechen, den Klirrfaktor und die AM-Unterdrückung wurde in Bezug auf den Basiskreis durch genügend große Abwärts-Transformation des Bandfilter-Ausganges an die Basis bewerkstelligt, der auf den Kollektor- und Basiskreis durch exakte Dimensionierung des

R/C-Gliedes am Ausgang eines jeden ZF-Transistors. Dieses R/C-Glied wurde niederohmig ausgeführt, damit der vom Kollektor gegen Masse liegende Kondensator zugleich noch die Funktion des Kurzschlusses der 8., 9. und 10. Oberwelle von 10,7 MHz übernimmt und somit Rückwirkungen auf den Antenneneingang nahezu vermieden werden.

Erreichen bei Übersteuerung die Kollektorwechselspannungsspitzen die Kniespannung und setzt mit größer werdender Basisspannung Audiogleichrichtung ein, hat die damit verbundene Be-

dämpfung des Kollektor- und Basiskreises in einem gewissen Bereich eine Erhöhung der Gruppenlaufzeitdifferenz zur Folge. Um nun diese Gruppenlaufzeit-schwankungen hinsichtlich nichtlinearer Verzerrungen in zulässigen Grenzen zu halten, wurde die relative Kopplung von Stufe zu Stufe etwas höher gewählt und die Kreiskapazität auf 82 pF festgelegt.

Die absoluten Schwankungen der Gruppenlaufzeit sind außer von der relativen Kopplung noch von der Bedämpfung der Kreise abhängig. Wird bei zunehmender Übersteuerung die relative

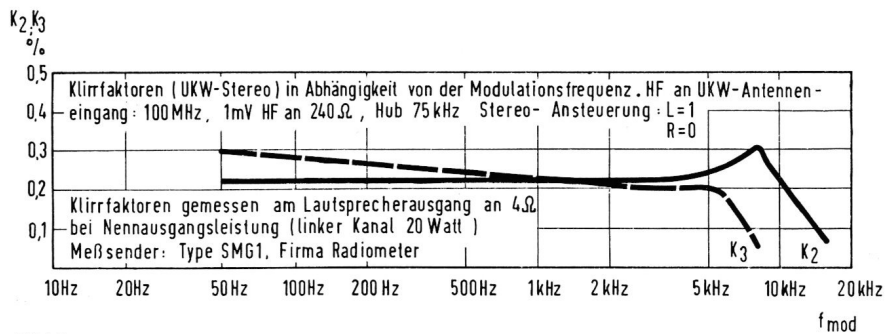


Bild 7

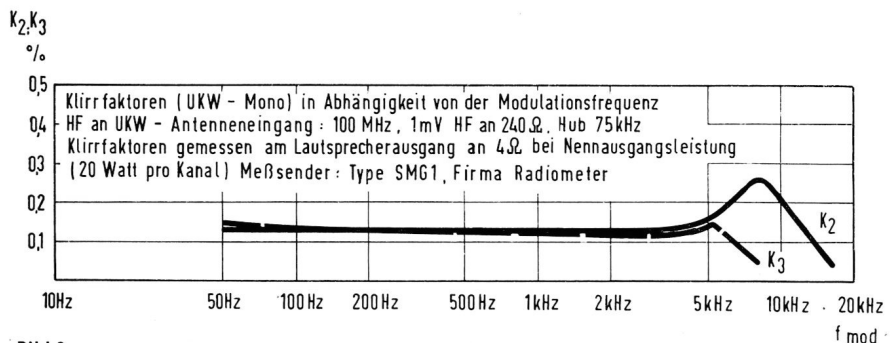


Bild 8

Kopplung immer geringer und nimmt dabei die Bedämpfung des Kollektor- und Basiskreises genügend stark zu, indem sich der Knie-Ausgangswiderstand des Transistors und die R/C-Richtkombination des Basiskreises durch geeignete Dimensionierung entsprechend auswirken, so bleibt die Gruppenlaufzeit, wie die abgebildete Kurve zeigt, von der Antennenspannung nahezu unabhängig.

### Ratiodefektor

Von besonderer Bedeutung für den Klirrfaktor und das Übersprechen ist der Ratiodefektor. Auch die Gleichwellenselektion ist, besonders bei kleinen Antennenspannungen, entscheidend von seinen Eigenschaften abhängig. Außerdem muß seine AM-Unterdrückung möglichst hoch, breit und gleichmäßig sein.

Bei der Realisierung dieser Forderungen treten fast unlösbare Schwierigkeiten auf, die zum Teil in den gegensätzlichen physikalischen Erfordernissen ihre Ursache haben.

Untersucht man das Klirrverhalten in Abhängigkeit von der Verstimmung, zeigen nahezu alle Ratioschaltungen ein Klirrmimum, das von der Mittenfrequenz mehr oder weniger abweicht und so spitz verläuft, daß der Klirrfaktor bei der Mittenfrequenz einen unzulässig hohen Wert aufweisen kann. Ursache dieser Erscheinung sind Phasenverfälschungen zwischen der Primär- und der Tertiärwicklung sowie die für die Balance der AM-Unterdrückung in den Zuleitungen zu den Dioden und in Serie zu der Tertiärwicklung befindlichen Widerstände (R 8, R 13 und R 14). Mit den Kondensatoren C 5, C 6 und C 7, die gegenüber den entsprechenden induktiven Teilspannungen eine frequenzabhängige kapazitive Last darstellen, wurden diese Verfälschungen nahezu kompensiert und ein sehr kleiner Klirrfaktor erreicht, der von der Verstimmung fast unabhängig ist, wie die Bilder 10 und 11 zeigen.

Hinsichtlich des Klirrfaktors ist weiter zu berücksichtigen, daß bei Stereo-Übertragungen das Modulationsband gegenüber Mono-Übertragungen bedeutend breiter ist. Die absolute Linearität der Wendekennlinie muß daher dem Stereo-Modulationsband entsprechend angepaßt werden. Geht man davon aus, daß nur etwa 40 % des Kuppenabstandes der S-Kurve absolut linear verläuft, so muß ein Stereo-Ratio einen Kuppenabstand von mindestens 600 kHz haben. Ein zu kleiner Kuppenabstand und eine damit frequenzmäßig zu kurze Linearität macht sich besonders bei Aussteuerung nur eines Kanals bemerkbar. Dies ist darauf zurückzuführen, daß jede Nichtlinearität nicht nur die Amplituden-, sondern auch die Phasenbeziehungen zwischen dem Summen- und Differenzsignal verfälscht. Die Folge davon ist ein zu hoher Klirrfaktor und eine zu geringe Übersprechdämpfung. Trifft neben dem Nutzsender an der Basis des Ratio-Transistors ein entsprechend starker Nachbaranlassender auf, kommt es infolge von Überlagerung und der bei der Übersteuerung an der Basis-Emitterstrecke einsetzenden Gleichrichtung zu frequenzmodulierten Seitenfrequenzen.

Im Richtkreis des Ratio-Demodulators heben sich diese beiden Seitenbänder nur dann auf, wenn die Wendetangente innerhalb des Frequenzabstandes der

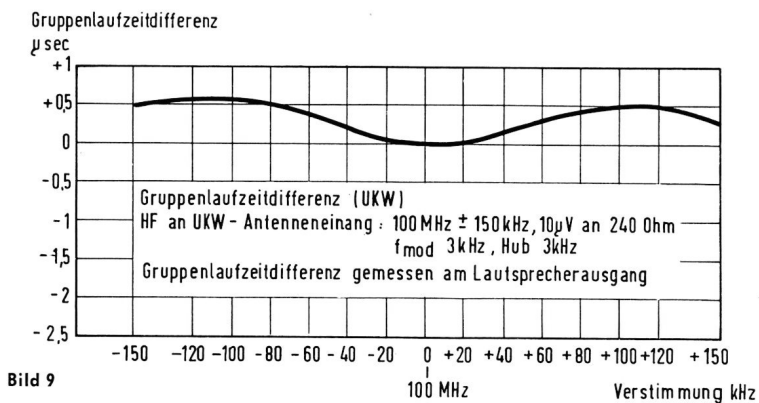


Bild 9

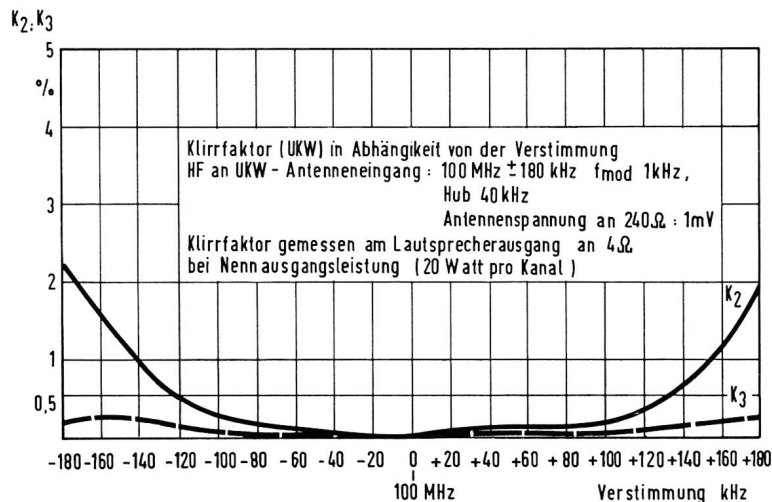


Bild 10

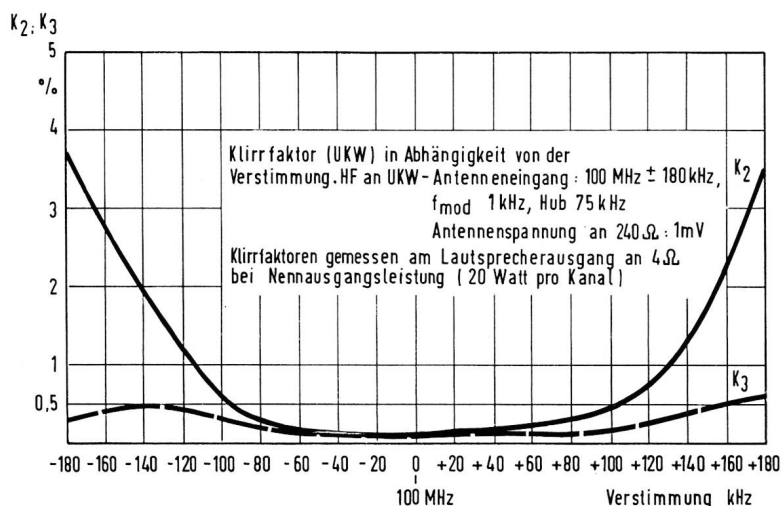


Bild 11

beiden Seitenbänder plus ihrem Hub absolut linear und mit ihrem Nulldurchgang genau bei 10,7 MHz liegt. Durch die vorerwähnte Phasenkompensation, einem genügend großen  $\frac{K}{d}$ -Wert des Ratio-Bandfilters und indem die AM-Unterdrückungs-Einstellung in Serie zu der Tertiärspule gelegt wurde, konnten diese Bedingungen weitgehend erfüllt werden. Alle genannten Maßnahmen wirken sich auch günstig auf eine be-

sonders gute AM-Unterdrückung aus. Damit ergibt sich gleichzeitig eine sehr gute Gleichwellenselektion.

### Tunoscope

Zur Abstimmmanzeige dienen bei hochwertigen UKW-Rundfunkempfängern meist 2 Anzeigeinstrumente. Eines, das das Maximum des ZF-Durchlaßprofils und ein zweites, das den Null-Durchgang der S-Kurve des Ratios anzeigt. Für den RTV 600 kam neben dem ZF-Richtspan-

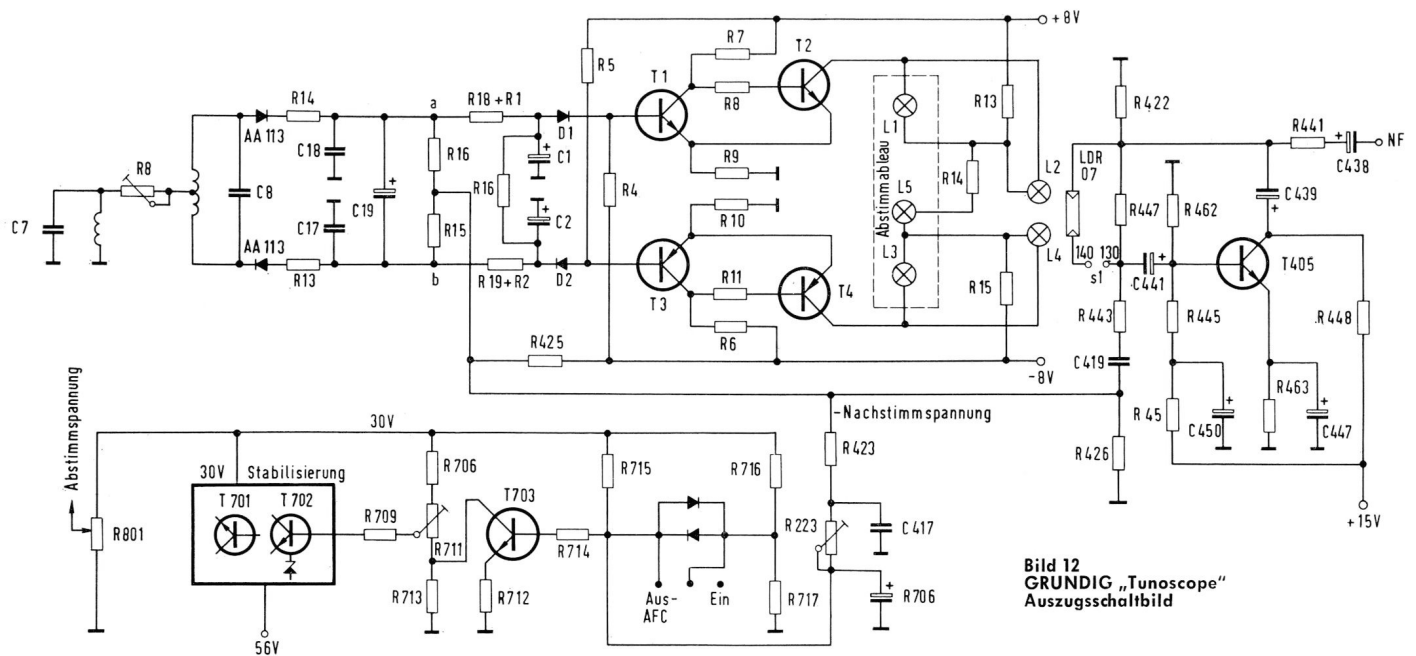


Bild 12  
GRUNDIG „Tunoscope“  
Auszugsschaltbild

nungsanzeige-Instrument eine neu entwickelte Abstimmanzeige-Schaltung, die zugleich Teil der Stillabstimmung ist, in Anwendung. Außeres Merkmal dieser Schaltung ist ein Tableau, das in drei Leuchtfelder unterteilt ist. Das mittlere (weiß) leuchtet, wenn der Sender richtig eingestellt ist, während das linke bzw. rechte davon (rot) aufleuchtet, wenn eine Fehlabbstimmung nach links oder rechts vorliegt. Man weiß daher sofort, ob der Abstimmknopf zur richtigen Einstellung nach links oder rechts gedreht werden muß. Diese Einrichtung wird mit „Tunoscope“ bezeichnet.

Die Abstimmanzeigelampen werden von zwei Triggerschaltungen gesteuert. Die Gesamtfunktion ist wie folgt:

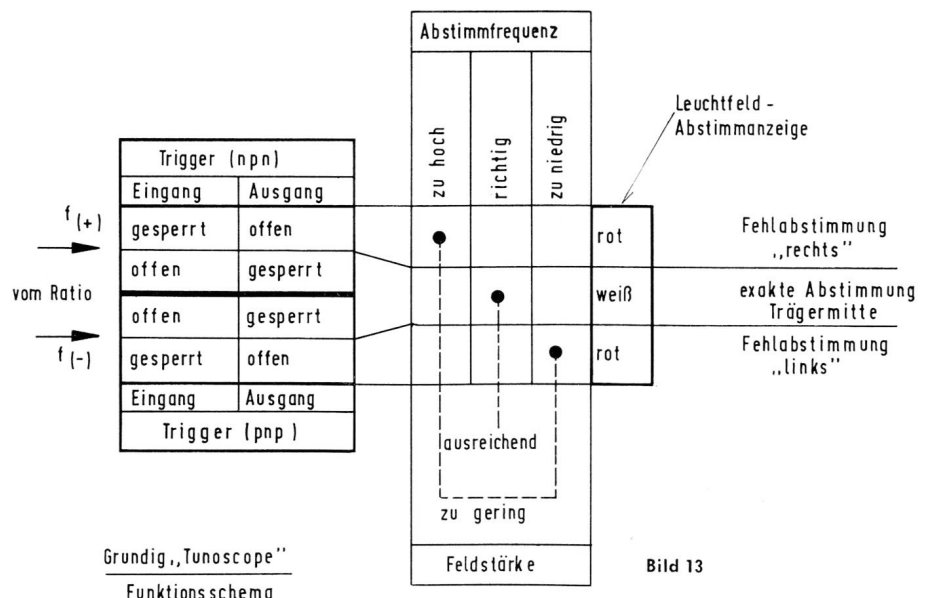
An den beiden Ladekondensatoren C 17 und C 18 des Ratios tritt die Richtspannung der an beiden Dioden anliegenden HF-Spannung aus der vektoriellen Summe von der ausgekoppelten Primärspannung und der  $\frac{1}{2}$  Sekundärspannung auf. Die Gleichstromkomponente beider Demodulatoren fließt über die gemeinsamen Richtwiderstände R 15 und R 16 in entgegengesetzter Richtung und führt jeweils über die Durchgangswiderstände der Dioden (D 1 und D 2) und die Sekundärspule wieder zurück an das andere Ende der Demodulationsdioden. Die Verbindung zu den Ladekondensatoren erfolgt über die Sekundär- und Tertiärspule. Man kann sich also einen Richtwiderstand denken, der sowohl dem Ladekondensator C 17 als auch dem Ladekondensator C 18 parallel liegt. Dem aus den npn-Transistoren T 1, T 2 bestehenden Trigger wird die an C 18 stehende positive, dem mit den pnp-Transistoren T 3, T 4 die an C 17 stehende negative Richtspannung zugeführt. Um den Ratio nicht unnötig zu belasten, erfolgt die Ankopplung hochohmig über R 1 bzw. R 2 von jeweils 270 k $\Omega$ . Steht an den Ladekondensatoren nur die Richtspannung durch das Rauschen, so ist die an den in Durchlaßrichtung betriebenen Silizium-Doppeldioden ZE 1,5 liegende Spannung noch

so gering, daß die Dioden noch hochohmig sind. Mit den Widerständen R 4 und R 5 wird den Basen eine Gegenspannung zugeführt, die sich über die hochohmigen Dioden in Serie mit den 270-k $\Omega$ -Widerständen (R 1, R 2) entsprechend teilt und so groß ist, daß die beiden Eingangstransistoren gesperrt sind.

Die mit den Zenerdioden 9821 bzw. 9822 stabilisierten Betriebsspannungen - 8 V bzw. + 8 V erzeugen jetzt über die Widerstandsketten R 3, R 6 und R 11 bzw. R 13, R 7 und R 8 so große Basisströme, daß die Transistoren T 2 und T 4 geöffnet werden und die in den Kollektorstromkreisen liegenden Lämpchen aufleuchten (rot). Wird ein Empfangssignal richtig eingestellt, sind die an den Ladekondensatoren des Ratios entstehenden Richtspannungen gleich groß. Wird dagegen der Empfänger nach höheren bzw. tieferen Frequenzen ver-

stimmt, so ändern sich die Richtspannungen gegenläufig, d. h. die eine Richtspannung nimmt um den gleichen Betrag zu, wie die andere abnimmt.

Überwiegen die Richtspannungen eines richtig eingestellten Senders die Gegenspannungen an den Eingängen der beiden Triggerschaltungen und fällt der Sender mit einer gewissen Feldstärke ein, werden die beiden Eingangstransistoren geöffnet und der Kollektorstrom ist so groß, daß an den Kollektorstromkreisläufen liegenden Widerständen R 7 bzw. R 6 nahezu die gesamte Betriebsspannung abfällt, d. h. die Kollektorspannungen sind jetzt so gering (< 0,3 V), daß die Ausgangstransistoren T 2 und T 4 gesperrt sind. Infolge des nun nicht mehr bestehenden Spannungsabfalls an den Widerständen R 15 und R 13, der zuvor durch den Strom durch die beiden parallel geschalteten Lämpchen bzw. durch die geöffneten Aus-



gangstristoren hervorgerufen wurde, ist das Spannungspotential an dem Reihenglied R 14 und Lämpchen L 5 (weiß) so angewachsen, daß dieses voll aufleuchtet. Liegt eine Verstimmung nach links oder rechts vor, dann fällt die eine oder andere Eingangsspannung so weit ab, daß der entsprechende Eingangstristor gesperrt wird, damit der nachgeschaltete Transistor geöffnet wird.

Das im Kollektorstromkreis des geöffneten Transistors zum Aufleuchten gebrachte Lämpchen ist dem Abstimmtableau seitengleich zugeordnet, wodurch sofort zu erkennen ist, wie der Abstimmknopf zur richtigen Sendereinstellung gedreht werden muß.

Wie schon erwähnt, sind die Durchlaufwiderstände der Eingangsdioden stark spannungsabhängig. Ist das Verhältnis Signal- zu Rauschrichtspannung infolge der hohen ZF-Verstärkung gering, kann die Abstimmanzeige bei Störungen und beim Durchdrehen der Sender-Abstimmung zu Mehrdeutigkeiten führen.

Wechseln aber die Dioden durch geeignete Dimensionierung und ihren scharfen Knick schon bei kleinen Richtspannungsänderungen von ihrem hochohmigen Teil der Durchlaufkennlinie in den niederohmigen über und ändert sich damit entsprechend das Teilerverhältnis der Gegenspannung, dann bedeutet dies eine Hubvergrößerung, die eine eindeutige Abstimmanzeige ermöglicht.

Durch die Verkopplung der beiden Emittter über einen gemeinsamen Widerstand (R 9 bzw. R 10) besteht zwischen dem Ausgang und dem Eingang eine Rückkopplung, die ein stark differenziertes Aufleuchten des weißen oder der zwei roten Anzeigefelder bewirkt.

### Stillabstimmung

Zwischen dem Ratioausgang und dem Decodereingang ist eine NF-Sperrstufe geschaltet. Mit dem Widerstand R 447 zwischen Kollektor und Basis wird eine Spannungsgegenkopplung bewirkt, die den Eingangs- und Ausgangswiderstand der Stufe auf ca. 1 k $\Omega$  erniedrigt. Über die Kondensatoren C 418 und C 419 sowie den Widerstand R 443 wird die NF vom Ratiodetektor der Basis von T 405 zugeführt. Die dadurch bedingte Spannungsteilung von ca. 150:1 wird durch die darauf folgende Verstärkung wieder ausgeglichen. Dem Gegenkopplungswiderstand R 447 liegt über den Schalter 13 o und 14 o der Fotowiderstand LDR 07 parallel. In dem Baustein F VI 7210—401 befinden sich 2 Beleuchtungslämpchen, die den Lämpchen der beiden roten Abstimm-Anzeigefelder parallel liegen und dem Fotowiderstand LDR 07 unmittelbar gegenüber angeordnet sind. Der Hell-Dunkel-Widerstandswert des LDR 07 beträgt ca. 300  $\Omega$  / 10 M $\Omega$ .

Leuchten die Lämpchen an dem Fotowiderstand entsprechend der Funktion der Abstimmanzeige-Schaltung auf, tritt eine zusätzliche Gegenkopplung auf, welche die Verstärkung der NF-Sperrstufe um ca. 50... 60 dB herabsetzt.

Wenn also kein Sender vorhanden oder das Empfangssignal unter einer gewissen Eingangsspannung liegt sowie bei Fehlabbstimmung, gelangt die Ratio-NF-Spannung nicht an den Eingang des

Decoders und weiter an den NF-Verstärker, wodurch „Funkstille“ herrscht.

### Stereo-Decoder

Das Ratio-Ausgangssignal gelangt über die Stillabstimmstufe an die Basis des Decoder-Eingangstristors T 406, der bei Stereoempfang für die Seitenbandfrequenzen und das Summensignal in Kollektorbasischaltung arbeitet, während der Pilotton durch einen 19-kHz-Kreis (9223—126.22) im Kollektor herausgesiebt und verstärkt wird. Nach der Frequenzverdopplung in einer Gegentakt-Gleichrichterschaltung wird der so gewonnene 38-kHz-Hilfsträger durch T 408 verstärkt und über den 38-kHz-Kreis (9223—127.22) einer Gleichrichteranordnung zugeführt. Die Seitenbandfrequenzen werden vom Emittter des Transistors T 406 abgenommen, durch den Transistor T 407 verstärkt und gelangen über den Seitenbandkreis (9223—128.21), der infolge seiner Bandbreite von 6,4 kHz eine Absenkung der Seitenbandfrequenzen entsprechend dem Frequenzverlauf einer Deemphasis (50  $\mu$ sec) bewirkt, an den Mittelpunkt einer Gegentaktkoppelwicklung der Demodulatorschaltung. Diese besteht aus zwei Brückenschaltungen, die sich lediglich durch die umgekehrte Polung der Dioden unterscheiden. Dadurch besitzen auch die aus dem Seitenband gewonnenen und an den Arbeitswiderständen R 547 + R 548 bzw. R 554 + R 555 abfallenden NF-Differenzsignale entgegengesetzte Vorzeichen. Da diese Signale dem über die Deemphasis (R 495 + R 496, C 485) vom Emittter des Transistors T 406 abgenommenen Summensignal aufgestockt werden, entstehen durch Summen- bzw. Differenzbildung die Rechts- bzw. Linksinformationen, die von den Schleifern der Widerstände R 547 bzw. R 554 den Eingängen des NF-Verstärkers zugeführt werden. Störungen, die durch den infolge seines geringen Hubs sehr störanfälligen Pilotton über den Hilfsträger an den Demodulator gelangen, können an den in den Brückendiagonalen liegenden NF-Arbeitswiderständen keine Störfrequenzen hervorrufen. Durch Einstellen des Summe-Differenz-Verhältnisses mit den Reglern R 547 und R 554 und durch genaues Angleichen der Deemphasis des Summensignals an diejenige des Differenzsignals mit dem Regler R 495 wird eine optimale Übersprechdämpfung erreicht.

Die Verwendung eines Filterkreises im Seitenbandkanal mit der durch seine Bandbreite bewirkten „hochfrequenten Deemphasis“ bringt für den Stereoempfang wichtige Vorteile. So werden Rauschfrequenzen außerhalb der Bandbreite bereits abgesenkt, bevor sie den Demodulator erreichen und dort durch Mischung Störfrequenzen unterhalb der Deemphasis - Grenzfrequenz erzeugen können, die durch eine nachfolgende niederfrequente Deemphasis nicht abgesenkt würden. Neben dieser Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes wird auch eine Verbesserung der durch Stereoempfang allgemein verringerten dynamischen Trennschärfe erreicht. Durch einen im Abstand von 100 kHz oder 200 kHz zum Nutzsender liegenden Störsender treten nämlich infolge seiner Modulationsseitenbänder am Ratioausgang NF-Störfrequenzen auf, die auch

in den Bereich der im Decoderdemodulator vorzugsweise vorhandenen dritten und fünften Oberwelle des 38-kHz-Hilfsträgers fallen (114 kHz und 190 kHz) und durch Mischung störende Zwischengeräusche hervorrufen können. Da über den Seitenbandkanal aus den vom Ratio kommenden NF-Frequenzen nur das Seitenband-Signal entsprechend dem Resonanzverlauf des 38-kHz-Seitenbandkreises verstärkt weitergeführt wird, werden die weit außerhalb liegenden Störfrequenzen (114-kHz- und 190-kHz-Bereich) bereits vor dem Erreichen des Demodulators stark abgesenkt. Zusätzlich werden Störfrequenzen im 114-kHz-Bereich, die hauptsächlich durch Störsender im 100-kHz-Abstand vom Nutzsender hervorgerufen werden, am Decodereingang durch einen 114-kHz-Saugkreis unterdrückt.

### Kontaktlose Mono-Stereo-Umschaltung

Die Mono-Stereo-Umschaltung erfolgt kontaktlos. Bei Mono wird sowohl die Stufe für die Verstärkung des regenerierten Hilfsträgers wie auch der Seitenbandkanal elektronisch abgeschaltet.

Dadurch können keine Rausch- oder Störfrequenzen an den Demodulator gelangen, die das Mono-Signal-Störverhältnis verschlechtern würden. Beim Empfang eines Stereosenders in Stellung Mono gelangt dann lediglich das Summensignal vom Emittter des Transistors T 406 über die Deemphasis R 495 + R 496, C 485 an den Eingang des NF-Verstärkers. (Beim Empfang eines Monosenders erreicht das Mono-Signal auf demselben Wege den Verstärkereingang). Für die Mono-Stereo-Umschaltung wird dem Decoder über den Punkt Y eine Schaltspannung zugeführt, die die Basisvorspannungen der Transistoren T 407 und T 408 entweder so groß werden läßt, daß die Transistoren geöffnet sind (Stereo), oder so absenkt, daß sie gesperrt sind (Mono). Die Sperrung des Transistors T 407 wird durch eine positive Vorspannung des Emitters über R 485 unterstützt, um mit Sicherheit zu verhindern, daß starke Störspitzen den Transistor öffnen können.

Die Steuerung der Schaltspannung erfolgt wahlweise entweder „von Hand“ mittels der Mono-Stereo-Taste oder automatisch durch eine HF-pegelgesteuerte Schaltelektronik. Diese Automatik schaltet den Decoder nur dann auf Stereo, wenn 1. am Ratioausgang ein Stereo-Multiplexsignal mit Pilotton vorhanden ist und 2. der Stereosender mit genügend großer Feldstärke einfällt.

Hierdurch wird erreicht, daß der Decoder nur beim Empfang hörfähiger Stereosender umgeschaltet wird. Außerdem wird verhindert, daß Rausch- und Störfrequenzen im 19-kHz-Bereich die Umschaltung bereits auslösen können.

### Mono-Stereo-Umschalt-Automatik

In einer Triggerschaltung mit den Transistoren T 402, T 403 und T 404 sind die Basen von T 402 und T 403 im Ruhezustand (ohne Antennensignal) so hoch positiv vorgespannt, daß beide Transistoren stromführend sind und die Kollektorspannung durch den Spannungsabfall an R 414 auf die sehr geringe Restspannung absinkt, die über R 417 den Transistor T 404 sperrt, so daß die in dessen Kollektorleitung liegende Stereo-

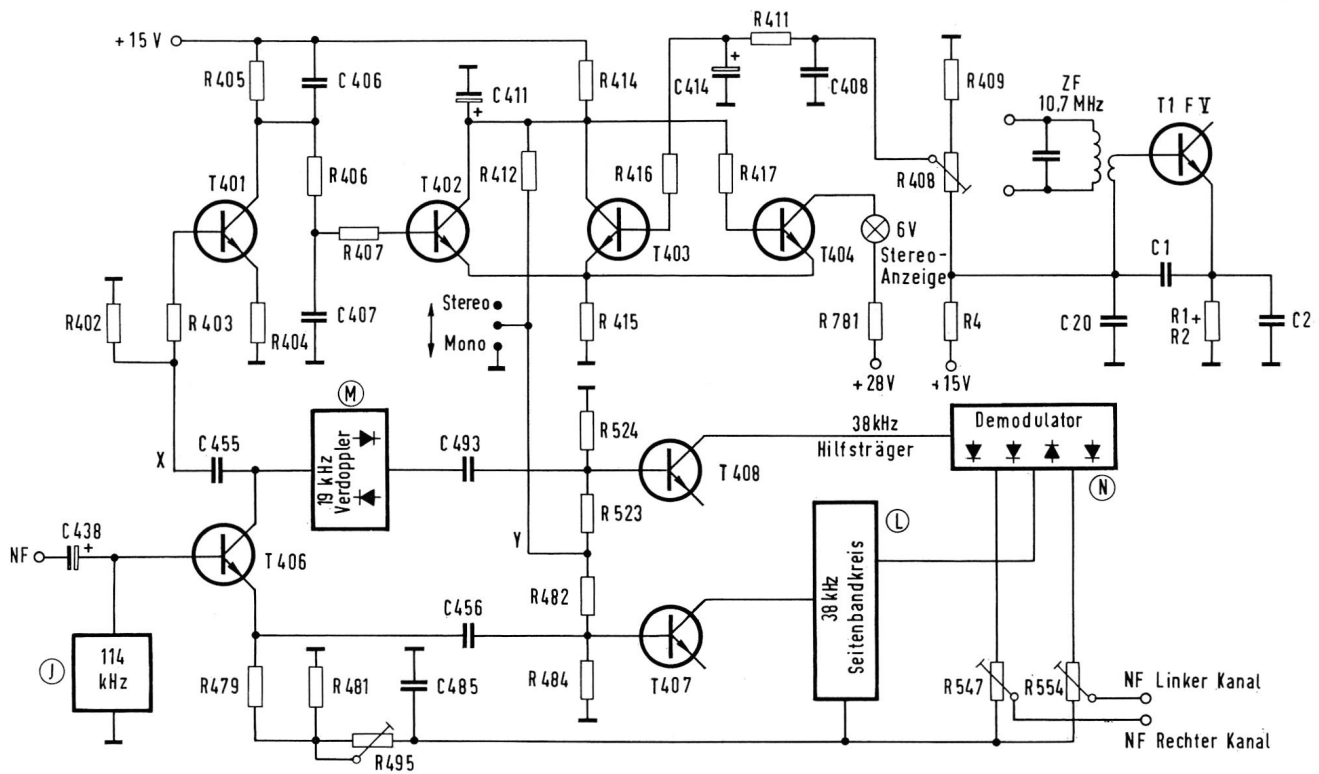


Bild 14 Schaltung der Mono-Stereo-Umschalt-Automatik

anzeigelampe nicht aufleuchten kann. Das Kollektorpotential von T 402 und T 403 bildet über den Widerstand R 412 (Pkt Y) gleichzeitig die Steuerspannung für die Umschaltung des Decoders, der somit bei fehlendem Antennensignal im Mono-Betrieb arbeitet. Mit Antennensignal entsteht an dem Basiswiderstand R 408 des ZF-Transistors T 1 (FV) infolge der Gleichrichterwirkung der Basis-Emitterstrecke eine der HF-Amplitude proportionale negative Richtspannung, die über R 411 und R 416 der Basis von T 403 zugeführt wird und bei genügender Größe den Transistor sperrt. Hierdurch ändert sich jedoch das Kollektorpotential nicht, da T 402 noch durchgeschaltet ist. Erst wenn gleichzeitig ein Stereo-Pilotton vorhanden ist, der vom Kollektor (Pkt. X) des Decodertransistors T 406 über den als Richtverstärker arbeitenden Transistor T 401 an R 405 gleichfalls eine negative Richtspannung erzeugt, die über R 406 und R 407 den Transistor T 402 ebenfalls sperrt, steigt das Kollektorpotential von T 402 und T 403 so weit an, daß sowohl der Decoder auf Stereobetrieb schaltet wie auch die Stereoanzeigelampe durch Öffnen des Transistors T 404 aufleuchtet. Durch die Verkopplung über den gemeinsamen Emitterwiderstand R 415 erfolgt die Umschaltung schlagartig. Mit R 408 kann die pegelabhängige Ansprechempfindlichkeit eingestellt werden. Über die Kontakte f 8 und f 9 kann das Gerät auch mit der Mono-Stereo-Taste jederzeit auf Mono-Betrieb geschaltet werden.

#### Elektronische UKW-Verzögerungsschaltung

Da die Schaltung für die Abstimmspannungserzeugung zwangsläufig eine verhältnismäßig große Zeitkonstante besitzt, erreicht nach dem Einschalten des Gerätes die eingestellte Abstimmspannung erst nach einer gewissen Zeit ihre

volle Höhe. Um zu verhindern, daß beim Hochlaufen der Spannung unerwünschte Sender der Reihe nach hörbar werden, wird die Betriebsspannung für das Mischteil und die beiden ersten FM-ZF-Stufen über eine Verzögerungsschaltung geführt. Die Emitter des pnp-Transistors T 704 und des npn-Transistors T 705 liegen gemeinsam an einer Spannung von ca. 15 V. Die Kollektorspannung des T 705 wird über R 721 einer 56-V-Spannungsquelle entnommen, die auch den Basisspannungsteiler R 724/R 725 speist, dessen unterem Teilerwiderstand R 725 der Kondensator C 707 parallel geschaltet ist. Im Augenblick des Einschaltens bildet der Kondensator C 707 einen Kurzschluß, so daß der Transistor T 705 gesperrt ist. Gleichzeitig ist die Basis von T 704, die über den Teiler R 718/R 719 mit dem Kollektor von T 705 verbunden ist, so hoch vorgespannt, daß auch dieser pnp-Transistor T 704 sperrt. Lädt sich jetzt der Kondensator C 707 so weit auf, daß T 705 leitend wird, sinkt die Kollektorspannung infolge des durch den Kollektorstrom hervorgerufenen Spannungsabfalls an R 721 so weit ab, daß sie lediglich mit dem geringen Betrag der Restspannung über dem Emitterpotential liegt. Damit liegt jetzt die Basisspannung von T 704 infolge der Spannungsteilung

über R 718 und den Widerstand R 719, der nach Masse führt, so weit unterhalb der Emitterspannung, daß T 704 durchschaltet und die Betriebsspannung von 15 V über den Kollektor weitergeleitet wird. Durch den gemeinsamen Emitterwiderstand R 723 erfolgt dieser Vorgang schlagartig. Die Verzögerungszeit wird in erster Linie durch die Zeitkonstante des RC-Gliedes R 724, C 707 bestimmt.

#### AM-Teil

Die Antennenankopplung an die einzelnen Eingangskreise erfolgt hochinduktiv. Bei MW wird nur ein Teil der Antennenspannung an den Kreis gekoppelt. Dadurch werden sehr gute Spiegelselektionen, hohe Eingangsüberhöhung, geringe Verstimmung und gute Kurzwellenfestigkeit erreicht. Der Mischer T 201 wird aufwärts geregelt, d. h., mit größer werdendem Antennensignal steigt auch die an die Basis geführte positive Regelspannung an. Dadurch wird der Widerstand der Basis-Emitterstrecke immer kleiner, so daß auch der Anteil der in den Emitter eingespeisten Oszillatorspannung an der Eingangsdiode immer geringer wird.

Zusammen mit der gleichfalls größer werdenden Gegenkopplung für die Ein-

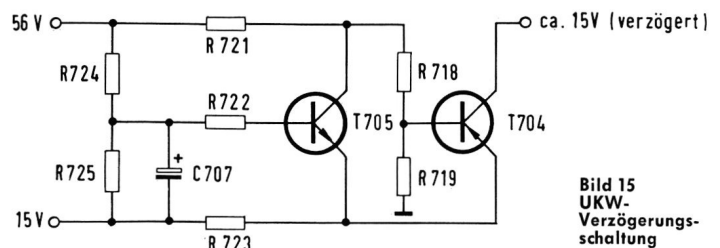


Bild 15 UKW-Verzögerungsschaltung

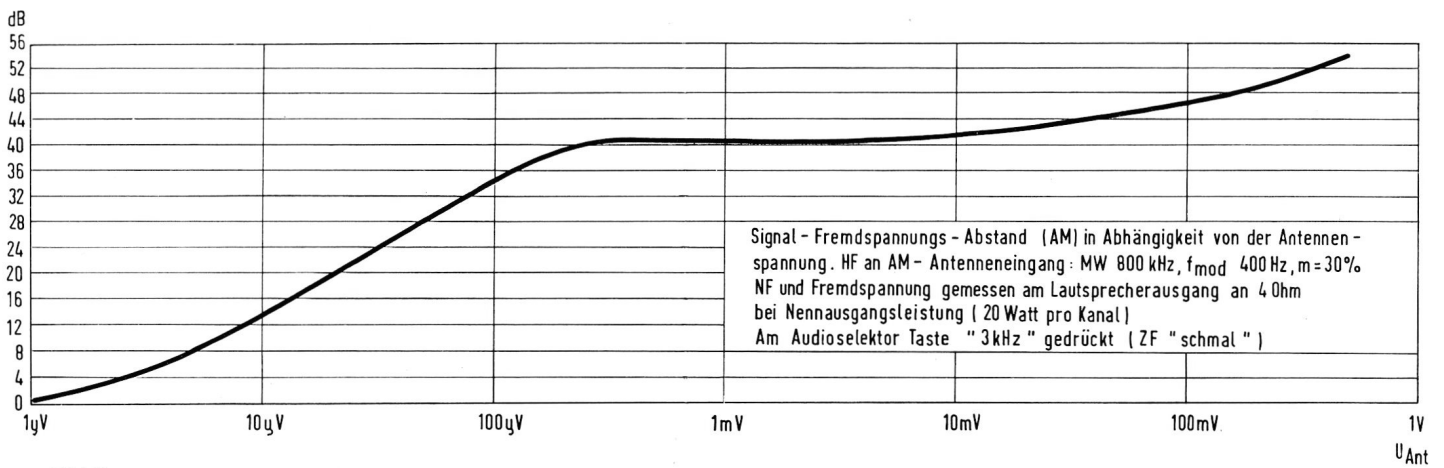


Bild 16

gangsspannung sinkt die Mischverstärkung ab. Hierdurch können auch große Antennensignale äußerst verzerrungsarm bei größtmöglicher Kreuzmodulationsfestigkeit verarbeitet werden. Auf ein Dreikreisbandfilter hoher Selektion folgt eine abwärtsgerichtete Stufe mit einem durch kapazitive Kopplungsänderung in seiner Bandbreite verstellbaren Bandfilter. Die dadurch hervorgerufenen Kreisverstimmungen werden durch gegenläufige Änderungen der Kreiskapazitäten kompensiert. Im AM-Demodulator werden an zwei Richtwiderständen R 9 und R 10, deren Verbindungspunkt auf Masse bezogen ist, sowohl die Abwärts- wie die Aufwärts-Regelspannung erzeugt, wobei letztere über den Transistor T 2 als Leistungsverstärker geführt wird, der gleichzeitig durch eine positive Vorspannung des Emitters (über R 23 und R 25) einen verzögerten Einsatz der Regelung bewirkt. Verzögerte Aufwärts- und unverzögerte Abwärtsregelung sind in ihrem Verlauf so aufeinander abgestimmt, daß ein äußerst geringer Klirrfaktor und ein gutes Signal-Rauschverhältnis erreicht wird.

Da der AM-Teil im wesentlichen dem des HF 500 entspricht, bitten wir weitere Einzelheiten aus der Beschreibung dieses Gerätes im Heft 5/1966 zu entnehmen.

## NF-Teil

Der NF-Vorstufenkomplex setzt sich aus folgenden Baugruppen zusammen:

Vorverstärker,  
 Tiefpaßfilter,  
 Lautstärkesteller,  
 Impedanzwandler,  
 Klangeinstellnetzwerk.

In der nachstehenden Schaltungsbeschreibung werden nur die Positionsnummern des linken Kanals genannt.

### Der Vorverstärker

bringt die Eingangsspannung der Tonquellen auf einen höheren Pegel und übernimmt zugleich die Entzerrung des Schneidfrequenzganges der Schallplatten. Die Verstärkung ist durch die Eingangswahlstasten umschaltbar.

Die gemischtbestückte Schaltung mit komplementären Transistoren in der NF-Vorstufe hat den Vorteil einer günstigen Gleichspannungspotentialverteilung und Stabilität.

Der Arbeitspunkt des Transistors T 409 ist so gelegt, daß seine Kollektor-Emitterspannung bei 20 V liegt. Das ist erforderlich, weil durch die Wechselspannungsgegenkopplung bei Tonbandwiedergabe ca. ein Drittel der Vorstufenausgangsspannung an den Emitter dieses Transistors gelangt. Diese Spannung muß die Vorstufe eingangsseitig verarbeiten können, um in ihren extrem niedrigen Verzerrungen bei  $K = 0,02\%$  zu liegen. Durch diese Betriebsart darf die maximale Eingangsspannung bei

zurückgedrehtem Lautstärkesteller sogar über 3  $V_{\text{eff}}$  betragen.

Eine „Bootstrapschaltung“ am Eingang sorgt für die erforderliche hohe Eingangsimpedanz. — Durch C 436 wird der Widerstand R 437 in die Gegenkopplung durch R 452, R 227 einbezogen. Da hier die Eingangsspannung über R 437 nun einen fast unendlich hohen Widerstand findet, wird die Eingangsimpedanz nur durch den am Emitter gegengekoppelten und daher sehr hochohmigen Transistor T 409 bestimmt. Für hohe Frequenzen nimmt die „innere Gegenkopplung“ über C 442 in die Basis von T 409 zu und damit wird die Über-alles-Gegenkopplung der Stufe begrenzt, so daß die Eingangsimpedanz sinkt. (Bild 18).

Der erste Transistor T 409 ist für die in Frage kommenden Generatorimpedanzen rauschangepaßt; sein Kollektorstrom beträgt 65  $\mu\text{A}$ , wobei er schon nahe an seine typeneigene Stromverstärkung kommt. Der nachgeschaltete Transistor T 411 ist ein PNP-Siliziumtyp und arbeitet ebenfalls in Emitterschaltung. Ihm folgt ein in Kollektorschaltung betriebener Transistor T 413. Dieser sorgt für eine geringe Belastung der spannungsverstärkenden Transistoren, die durch das Selektorfilter und die Gegenkopplung entstehen würde. Der dynamische Ausgangswiderstand beträgt ca. 50  $\Omega$ . Die Gleichstromstabilisierung wird durch eine Stromgegenkopplung an R 487 über

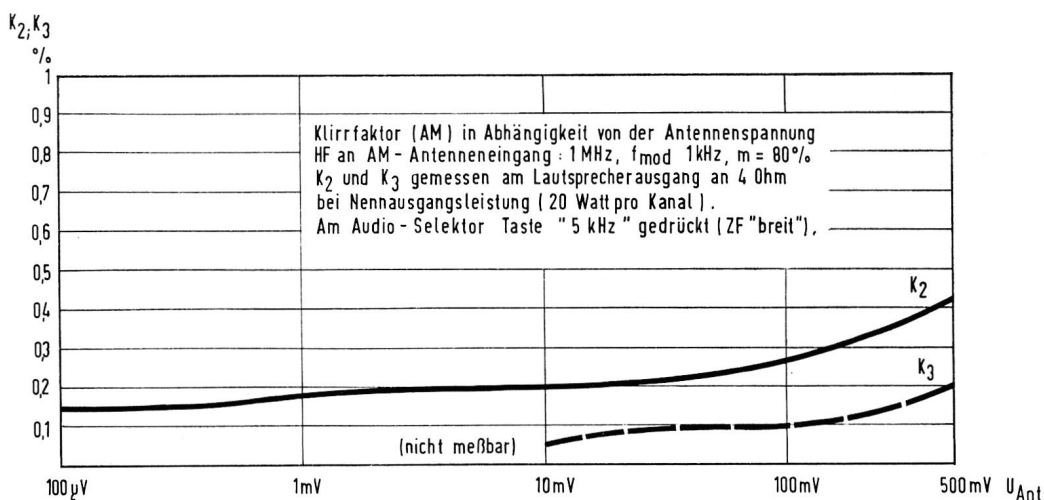


Bild 17

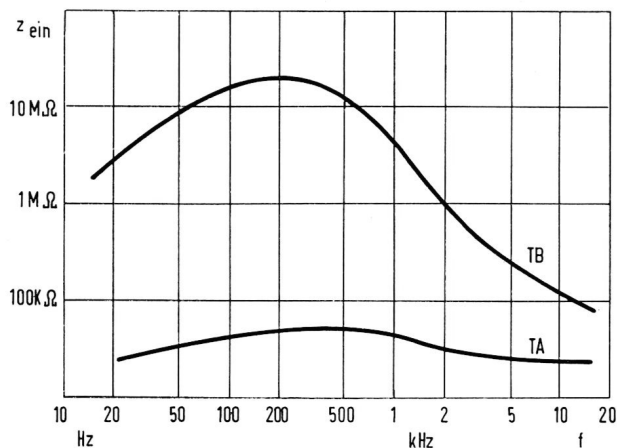


Bild 18 Eingangsimpedanzen

R 476 in den Emitter des ersten Transistors erzielt. Sie dürfte hier in ihrer Wirksamkeit in keiner bisher bekannten Schaltungsart erreicht worden sein. Die dynamischen Gegenkopplungswege, bestehend aus: TB: R 234, parallel zu R 233 und R 452, Rfk: R 233 und R 452, TA: R 238, 1. RC-Glied R 232, C 239, 2. RC-Glied R 229, C 237 und R 227, sind für den jeweiligen Betriebsfall optimal, d. h. für geringsten Klirrfaktor und größtmögliche Eingangsübersteuerungssicherheit ausgelegt.

Das Teilverhältnis ergibt die Verstärkung. Der absolute Widerstandswert des Teilers bestimmt einerseits die Gegenkopplungsverteilung von Gesamt- zur Gegenkopplung des Transistors T 409.

Andererseits würde sich durch zunehmende Niederohmigkeit eine zu starke Belastung des Emitterfolgers ergeben. Die Spannungsverstärkung beträgt bei Rundfunkbetrieb ca. 16 dB, bei Tonbandwiedergabe ca. 10 dB und bei Schallplattenwiedergabe (1 kHz) ca. 45 dB.

Besondere Sorgfalt wurde beim RTV 600 auch der Schneidkennlinienentzerrung für magnetische TA-Systeme gewidmet. Die Auslegung des Entzerrungsfrequenzganges nach der IEC-Norm läßt eine Toleranz von  $\pm 1$  dB zu. Es galt, diese Toleranz für einen den praktischen Bedürfnissen entsprechenden Betrieb auszunutzen. Es ist bekannt, daß alle

magnetischen Tonabnehmer in ihrem Frequenzgang über 5 kHz eine Einsattelung und um 15 kHz eine Eigenresonanzspitze enthalten. Diese werden möglichst eingeebnet. Ein gerader Frequenzgang wird dadurch unterstützt, daß der Eingangswiderstand auf ca. 50 k $\Omega$  reell gehalten wird. Den über die Meßschallplatte DIN 45547 und das Shure System M 44 MG aufgenommenen Frequenzgang zeigt Bild 19.

Der Tonabnehmer-Eingang läßt sich für den Anschluß von Kristall- und Keramiksystemen umschalten. Diese hochkapazitiven Abtaster werden durch die Dämpfung mit einer RC-Kombination R 436, R 439, C 433 im Frequenzgang dem der magnetischen bzw. dynamischen Schallplattenabtaster angeglichen. Somit können die Tonspannungen beider Systemarten die gleichen Signalwege im Gerät durchlaufen. Einen weiteren Vorteil stellt die hierbei wirksame, niedrige Abschlußimpedanz der Tonabnehmer-Leitung dar.

Die Widerstände R 444, R 457, R 475 und C 442 stabilisieren die Schaltung gegen wildes Schwingen im UKW-Gebiet und sind gegeneinander wohl ausgewogen. Die Größe des Elkos C 444 richtet sich bei TA-Betrieb nach der unteren Grenzfrequenz mit R 227. Die Kapazitäten C 434 und C 457 sind gegeneinander und auf C 444 so abgestimmt, daß im Einschaltvorgang die Transistoren ihre Arbeitspunkte aperiodisch erreichen.

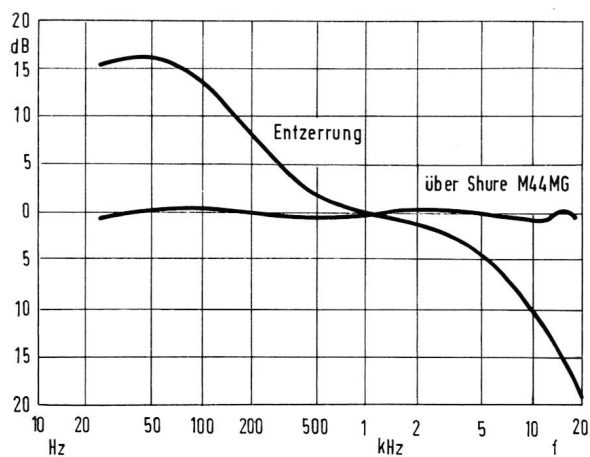


Bild 19 Frequenzgänge über den Ta-Eingang

### Das Tiefpaßfilter

Alle Filter sind sogenannte M-Filter. Ihre Grenzfrequenzen und Polstellen werden jeweils nur durch die Kapazitäten umgeschaltet. Die Grundschaltung eines Filters zeigt Bild 20. Ein Frequenz-

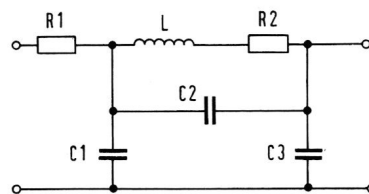


Bild 20 Prinzipschaltbild des Tiefpaßfilters

gangabfall von 12 dB/Oktave würde sich nur durch das T-Halbglied L, C 3 einstellen. Durch C 2 parallel zu L ergibt sich die Polstelle. Vor dem Abfall der Frequenzkurve stellt sich durch Reihenresonanz eine Anhebung ein, die durch R 2 bedämpft und durch das RC-Glied R 1, C 1 ausgeglichen wird. Durch R 1, C 1 wird außerdem die Steilheit vergrößert. Die Frequenzkurven aller Filter sind aus Bild 21 ersichtlich. Das 3-kHz- bzw. 5-kHz-Filter kann das Überlagerungspfeifen bei AM-Rundfunkempfang wirkungsvoll unterdrücken. Ebenso können die Filter das Rauschen älterer Schallplatten begrenzen. Ist keine der Selektortasten gedrückt, so ist bei Rund-

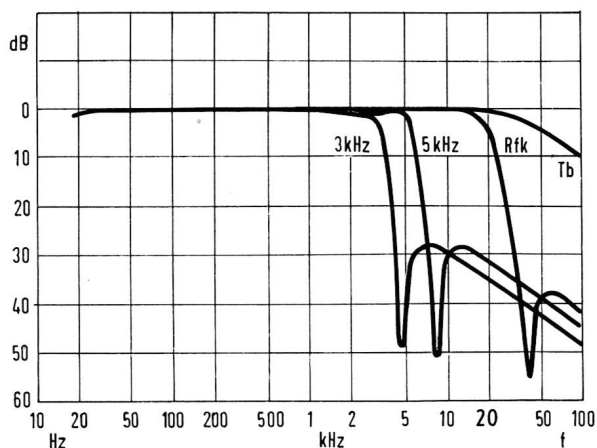


Bild 21 Frequenzgänge der Filter des NF-Teils

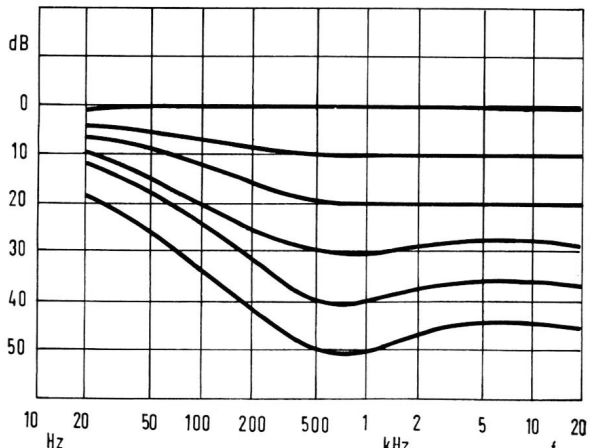


Bild 22 Frequenzkurven der physiologischen Lautstärkeregelung

funkbetrieb ein Filter zur Unterdrückung des Hilfsträgerrestes bei Stereophonieempfang wirksam. Bei Bandwiedergabe ist die Induktivität überbrückt, wenn keine der Filtertasten geschaltet ist. Nur durch das RC-Glied R 492, C 242 fällt dann der Frequenzgang über 20 kHz mit 6 dB / Oktave ab.

### Der Lautstärkereger

Die Potentiometerkurve ist linear, um den hohen Gleichlaufwert von 2 dB einhalten zu können. Wird die Taste „linear“ gedrückt, ist der Lautstärkeeinsteller mit den beiden Abgriffen, welche bei  $\frac{1}{3}$  und  $\frac{2}{3}$  des Drehweges liegen, mit Widerständen einem logarithmischen Verlauf angeglichen. In der Tastenstellung „Contor“ funktioniert die Lautstärkeeinstellung entsprechend den physiologischen Hörkurven (conturen). Da die gehörrichtige Lautstärkeregelung (mit Ausnahme der TA-Entzerrung) der einzige klangbeeinflussende Teil des gesamten Gerätes bei linear eingestellten Klangreglern ist, wurde hier ein großer Schaltmittelaufwand getrieben. Die RC-Glieder C 479, R 503 und C 488, R 507 bewirken bei zurückgedrehter Lautstärkeeinstellung eine Bafjanhebung entsprechend ihrer Grenzfrequenz.

Die Kondensatoren C 477 und C 486 bewirken wiederum eine Höhenanhebung entsprechend ihrer Grenzfrequenz mit R 503 und R 507. Die Höhenanhebung wird durch R 502 und R 506 begrenzt.

Der Kondensator C 460 bewirkt wiederum einen Höhenabfall an der Übertragungsgrenze. Die so erzielten Frequenzgänge (nach Bild 22) vermitteln auch bei leiser Wiedergabe ein ausgewogenes natürliches Klangbild.

### Der Impedanzwandler

Der höchste Ausgangswiderstand des mit zwei belasteten Abgriffen versehenen Lautstärkereglers beträgt  $\frac{1}{12}$  des Gesamtwiderstandes, bei 100 k $\Omega$  also 8,2 k $\Omega$ . Die Eingangsimpedanz des in Kollektorschaltung betriebenen Transistors ist mit ca. 250 k $\Omega$  sehr viel größer als 8,2 k $\Omega$ , belastet also den Lautstärkereger praktisch nicht.

### Das Klangreglernetzwerk

Die niederohmige Schaltung ist so ausgeführt, daß bei möglichst großem Variationsbereich (siehe Bild 23) nur ein geringer Pegelverlust eintritt. Das RC-Glied R 549, C 509 läßt den Frequenzgang oberhalb des Hörbereichs mit 6 dB / Oktave abfallen.

### Leistungsteil

Die transformatorlos arbeitenden Leistungsstufen werden von einem gleichstromgekoppelten Verstärker angesteuert. Die erste Stufe T 417 ist mit einem rauscharmen Vorstufentransistor bestückt und rauschmäßig an die Ausgangsimpedanz des Klangreglernetzwerkes angepaßt. Der Kollektor von T 417 ist über R 577, der als Schwingenschutzwiderstand für Frequenzen im UKW-Bereich dient, mit der Basis des Transistors T 421 gekoppelt. Diese Stufe ist mit einem Transistor BC 107 B / 60 bestückt. Der Kollektorstrom dieser zweiten gleichstromgekoppelten Stufe ist gegen Exemplarstreuungen durch eine Gleichstromgegenkopplung über die Widerstände R 557 und R 579 an der Basis

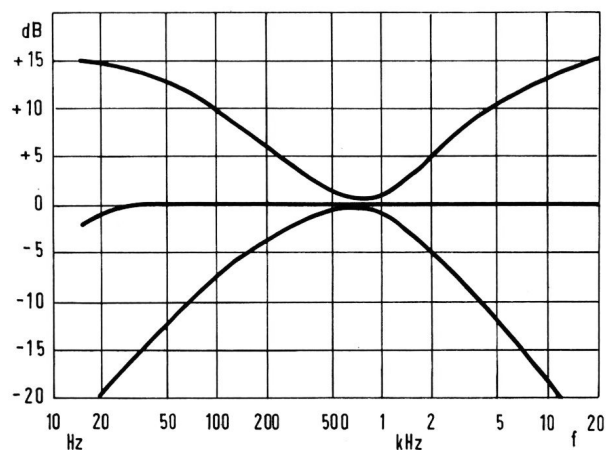


Bild 23 Frequenzgänge der Baß- und Höhenregler

von T 417 stabilisiert. Die ebenfalls gleichstromgekoppelte dritte Stufe T 423 arbeitet als Impedanzwandler und ist mit einem TO-5-Transistor BC 141 D bestückt. Wegen der niedrigen Ausgangsimpedanz dieser Stufe läßt sich der nachfolgende Komplementär-Treiberverstärker spannungslinear aussteuern. Außerdem vermindert der geringe Quellenwiderstand den Eigenklirrfaktor des Treibers. In der Treiberstufe findet man je einen NPN- und einen PNP-Silizium-Transistor. Durch den Einsatz von Silizium-Transistoren erreicht man in der Treiberstufe eine hohe Grenzfrequenz und somit für diese Verstärkerklasse die beachtliche Leistungsbreite von 30 kHz.

Die Komplementärstufe ist mit zwei Spezial-Transistoren T 425 und T 426 bestückt. Die Hauptaufgabe der Komplementärstufe besteht darin, die Aussteuerung und Phasendrehung für die Gegentakt-Endstufe zu übernehmen. Außerdem wird über die Komplementär-Treiberstufe der Arbeitspunkt gegen Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen (220 V  $\pm$  10%) geregelt. Die Temperaturschwankung gleicht der NTC-Widerstand R 650 zwischen den Basen der Transistoren T 425 / T 426 aus. Die Stabilisierung des Arbeitspunktes gegen Schwankungen der Betriebsspannung übernimmt die Zenerdiode ECO 9478.

Dadurch wurde die Voraussetzung geschaffen, Klirrfaktor und Frequenzgang von Spannungs- und Temperaturschwankungen unabhängig zu machen. Lediglich die Ausgangsleistung ändert sich in Abhängigkeit der Betriebsspannung. Die Einstellung des Endstufen-Arbeitspunktes erfolgt statisch mittels zweier Regler.

Der Ruhestrom wird mit dem Regler R 625 an den Basen von T 425 / T 426 auf einen Wert von 50 mA eingestellt. Mit diesem Regler wird die Basis-Emitter-Spannung der beiden Komplementärtransistoren verändert. Wird die Spannung vergrößert, so steigt auch der Ruhestrom. Die Symmetrie der beiden Endstufentransistoren wird mit dem Regler R 605 eingestellt. Der Symmetrieregler ist schaltungstechnisch so angeordnet, daß die Spannungsabweichung, die am Ausgang auftreten kann, auf den Eingang zurückgeführt wird und somit eine Gleichspannungsgegenkopplung auf die Basen der Komplementärtransistoren ergibt.

In der Gegentakt-Leistungsstufe sind je Kanal zwei Silizium-Transistoren T 651 / T 652 eingebaut. Es handelt sich um spezielle Leistungstransistoren, die für extrem hohe Impuls- und Dauerverlustleistungen ausgelegt sind (115-W-Dauerverlustleistung und 1000 W Impulsverlustleistung). Durch die Verwendung von Leistungstransistoren mit dieser extrem hohen Verlustleistung ist es möglich, die Endstufe gegen Fehlanpassungen und Kurzschlüsse am Ausgang zu schützen.

Die Endtransistoren werden mit standardmäßigen Sicherungen 2 A träge (5 x 20 mm) abgesichert. Bei einem Kurzschluß am Ausgang würden nur die Kollektorsicherungen auslösen. Um den Verstärker RTV 600 jedoch noch unempfindlicher gegen Ausgangskurzschlüsse zu gestalten, wurde er mit einer elektronischen Kurzschlußautomatik ausgerüstet, die bei einem Kurzschluß bzw. einer Ausgangsbelastung unter 2  $\Omega$  die kurzgeschlossene Endstufe abschaltet. Die genauere Beschreibung der Kurzschlußautomatik erfolgt in einem besonderen Kapitel.

Durch eine frequenzunabhängige Gegenkopplung vom Lautsprecher Ausgang über den Widerstand R 565 auf den Emitter des Transistors T 417 von 25 dB werden die geringen Klirrfaktoren (Bild 25) und der niedrige Innenwiderstand des Verstärkers erreicht. Der dynamische Innenwiderstand ist < 0,3  $\Omega$ , so daß sich bei 4  $\Omega$  Belastung ein Dämpfungsfaktor von 14 ergibt, was etwa 24 dB entspricht. Damit wird eine sehr hohe elektrische Dämpfung der angeschlossenen Lautsprecher gegen unerwünschte Ein- und Ausschwingvorgänge gewährleistet.

Die nominelle Ausgangsimpedanz beträgt 4  $\Omega$ , die zulässige Minimalimpe-

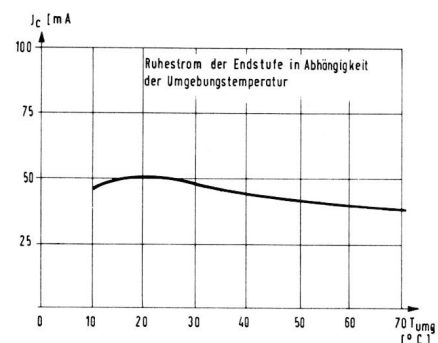


Bild 24

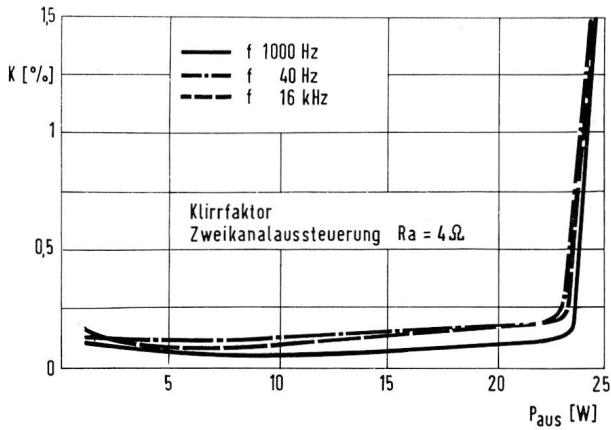


Bild 25 Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

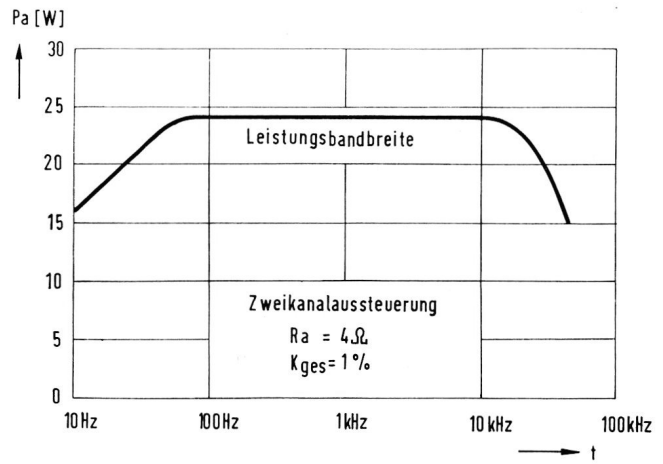


Bild 26 Leistungsbreite

danz liegt bei  $3 \Omega$ . Die Ausgangsleistungskurve (Bild 27) zeigt in Abhängigkeit des Belastungswiderstandes, daß die Nennleistung im Bereich von  $4 \Omega$  bis  $8 \Omega$  zur Verfügung steht. Es können praktisch sämtliche gebräuchliche Lautsprecherimpedanzen ohne Umschaltung angeschlossen werden, denn auch bei  $16 \Omega$  Impedanz gibt der Verstärker noch eine beachtliche Leistung ab, wie die Kurve Bild 27 zeigt. Die günstigste Anpassung ist natürlich die Nennanpassung.

### Dreifache Absicherung der Endstufen gegen Überlastung und Kurzschluß

Es gab bis jetzt für Leistungsverstärker zwei Hauptprinzipschaltungen von Kurzschluß-Automatiken, wobei der einen Schaltungsart der maximale Kollektorstrom der Endtransistoren begrenzt und somit die Endtransistoren vor einer Zerstörung geschützt wurden. Diese Schaltungsart wurde schon bei den GRUNDIG Hi-Fi-Verstärkern SV 40 und SV 80 verwendet. Sie hat den Nachteil, daß die Transistoren nur kurzzeitig geschützt werden können. Die Verlustleistung an den Endtransistoren ist verhältnismäßig hoch, so daß bei einem Dauerkurzschluß eine thermische Zerstörung erfolgen kann.

Bei der zweiten Art der Automatik wird bei einem bestimmten, dem Netzteil entnommenen Strom die Versorgungsspannung abgeschaltet. Dieser Auslösepunkt muß jedoch so hoch gelegt werden, daß die Automatik bei einer Aussteuerung der beiden Kanäle mit der kleinsten zulässigen Impedanz noch nicht auslöst. Somit ist die Wirksamkeit der Automatik stark eingeschränkt. Es kann passieren, daß bei einem Teilkurzschluß eines Ka-

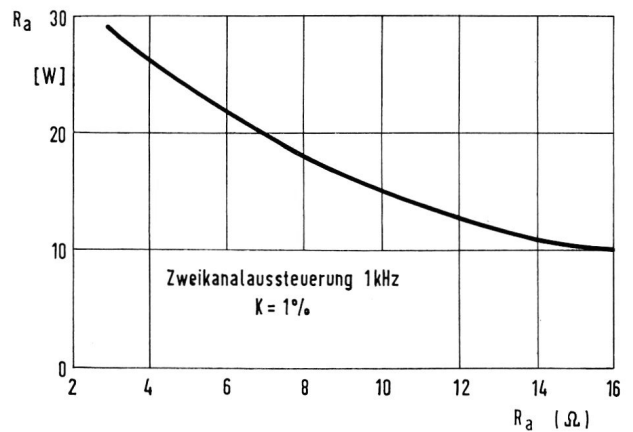


Bild 27 Ausgangsleistung in Abhängigkeit von dem Abschlußwiderstand

nals der Strom zur Auslösung der Automatik noch nicht erreicht ist und dadurch die Endtransistoren ebenfalls thermisch zerstört werden. Diese Nachteile hat die im RTV 600 angewandte neue Kurzschlußautomatik nicht. Sie schaltet sehr schnell ab — bedeutend schneller als eine Sicherung — wie aus Bild 31 ersichtlich ist.

### Die Arbeitsweise der neuen Kurzschlußautomatik

Die Kurzschlußautomatik arbeitet nach dem Prinzip der Brückenschaltung. Es werden zwei Spannungen miteinander verglichen, wobei die Spannung „1“ aus der Ausgangsspannung und die Spannung „2“ aus dem Strom des Endtransistors gewonnen wird. Die Ausgangsspannung wird über den Widerstand R 562 an die Siliziumdiode D II geführt,

in der die Ausgangs-Wechselspannung gleichgerichtet wird, und zwar mit einer Polarität, die an dem Punkt „1“ eine negative Spannung entstehen läßt. Der Kondensator C 513 wird somit mit einer negativen Spannung aufgeladen. Die Spannung „2“ wird am Emitter des Transistors T 652 abgenommen, die proportional des Emitterwechselstromes dieses Transistors ansteigt. Sie führt über den Kondensator C 532 an den Transistor T 419, der als Diode geschaltet ist. An dieser Diode wird die Wechselspannung gleichgerichtet, so daß an dem Punkt „1“ eine positive Spannung erzeugt wird. Mit dieser Spannung wird der Kondensator C 513 positiv aufgeladen. An Punkt „1“ treffen sich nun die Spannungen „1“ und „2“, wobei die eine Spannung ein negatives und die andere Spannung ein positives Vorzeichen führt.

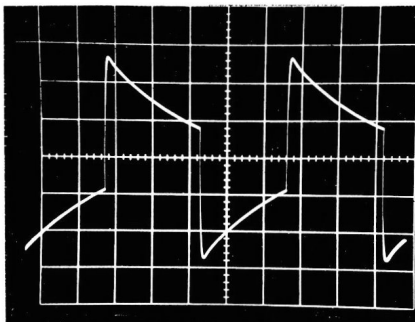


Bild 28 Rechteckdurchlaß von 40 Hz

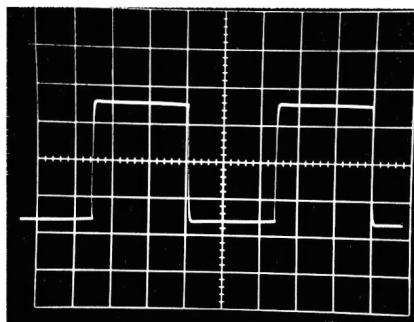


Bild 29 Rechteckdurchlaß von 1 kHz

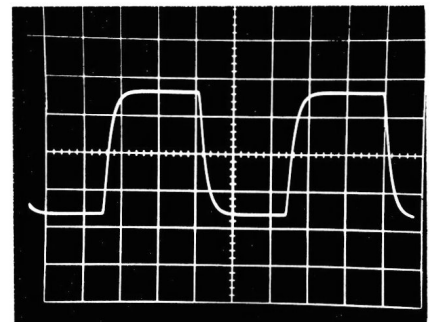


Bild 30 Rechteckdurchlaß von 10 kHz

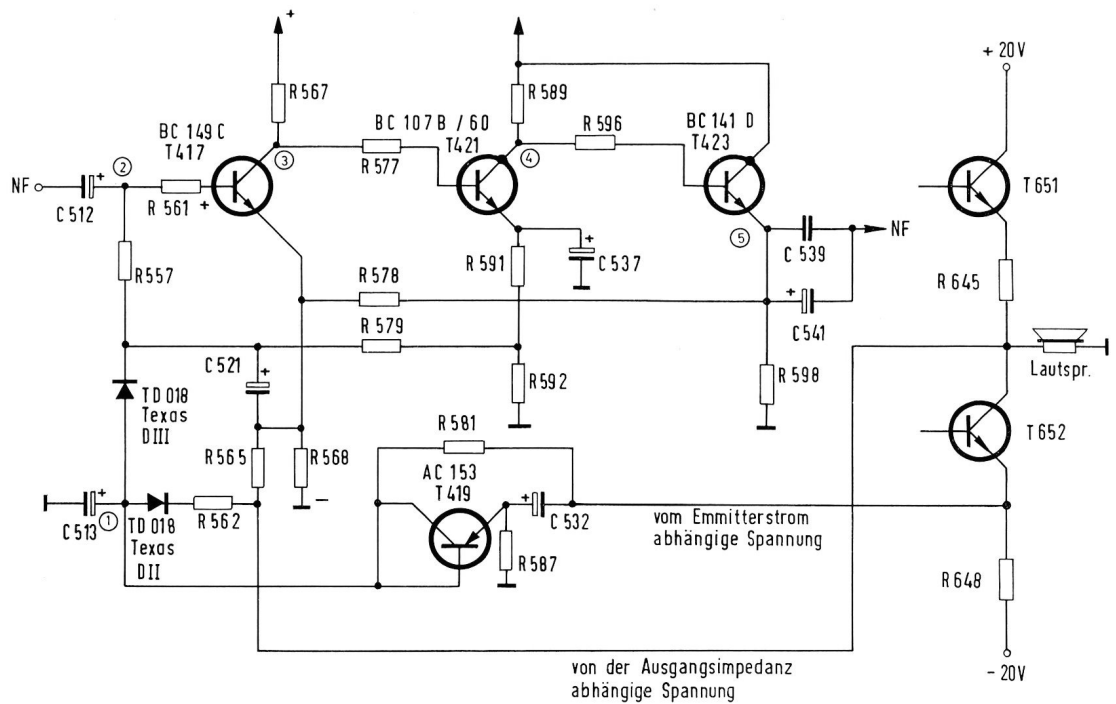


Bild 32  
Schaltungsweise der  
Kurzschluß-Automatik

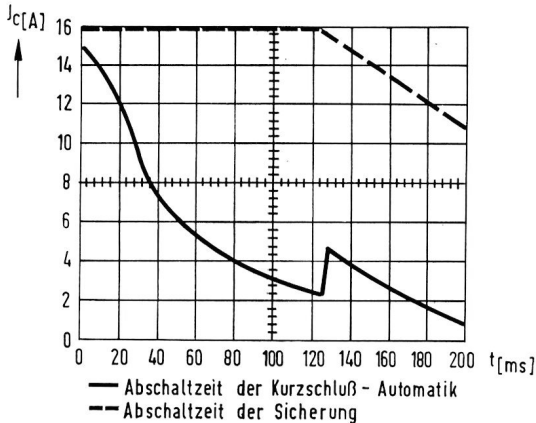


Bild 31 Abschaltzeit der Kurzschluß-Automatik

Die Spannung an Punkt „1“ ist so eingestellt, daß sich im Normalbetrieb immer eine negative Spannung einstellt.

Normalbetrieb bedeutet, der Verstärker ist mit minimal 3 Ω abgeschlossen. Betrachten wir uns nun das Schaltbild weiter, so sehen wir, daß von Punkt „1“ die Diode D III über den Widerstand R 557 an die Basis des Transistors T 417 führt.

Diese Diode ist im Normalbetrieb, also solange an Punkt „1“ eine negative Spannung steht, gesperrt und hat keinen Einfluß auf die Basisspannung des Transistors T 417.

Wenn die Impedanz des Lautsprechers 2 Ω unterschreitet, beginnt die Automatik zu arbeiten. Zur einfacheren Erläuterung wählen wir als Beispiel den direkten Kurzschluß am Ausgang. Wird die Ausgangsspannung kurzgeschlossen, so fehlt die Wechselspannung an Diode II und die negative Spannung „1“ ist null Volt. Durch den Kurzschluß am Ausgang steigt der Strom der Endstufe stark an. Dadurch wird dem Transistor T 419 eine größere Wechselspannung zugeführt, so daß die damit erzeugte höhere, positive Gleichspannung den Elko C 513 positiv auflädt. Diese Spannung überschreitet die Schwellwertspannung der

Diode D III und sie wird leitend, was zur Folge hat, daß der Transistor T 417 geöffnet wird; die Kollektor-Emitterspannung vermindert sich. Somit ergibt sich durch die Gleichspannungskopplung vom Kollektor T 417 an die Basis T 421, daß der Transistor T 421 gesperrt wird.

Zugleich wird der Transistor T 423 geöffnet und bis zur Restspannung durchgesteuert. Dadurch ist die Wechselspannungsverstärkung in diesen Stufen gleich Null und die Endstufe kann nicht mehr angesteuert werden. Der Wechselstrom an dem Transistor T 625 geht auf Null zurück und an den Transistor T 419 wird keine Wechselspannung geführt. Dieser Transistor erzeugt keine positive Gleichspannung, die Arbeitspunkte können sich wieder normal einstellen und die Wechselspannung kann verstärkt werden. Ist der Kurzschluß am Ausgang noch vorhanden, so beginnt die Automatik wieder zu arbeiten. Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis der Kurzschluß am Ausgang beseitigt ist.

Während der Zeit, in der die Automatik arbeitet, fließt durch die Endstufentransistoren nur noch der Ruhestrom. Dieser Strom wird für kurze Zeit nur überschritten, wenn die Automatik zurückfragt, ob der Kurzschluß noch vorhanden ist, wobei das Tastverhältnis ca. 1:30 beträgt.

Durch diese Auslegung ist die Erwärmung der Endstufe auf jeden Fall kleiner als bei einer normalen Aussteuerung mit Musik. Es können somit die Endtransistoren thermisch nicht mehr überlastet werden. Der weitere Vorteil der Automatik liegt darin, daß sie nicht nur bei Kurzschlüssen, sondern auch bei Abschlüssen des Ausgangs mit Impedanzen, die den zulässigen Wert von < 3 Ω unterschreiten, anspricht.

Doch selbst die beste und teuerste Automatik kann einmal durch einen Fehler ausfallen, so daß trotz allen Aufwandes doch noch die Möglichkeit einer Überlastung der Endtransistoren besteht.

Auch an dieses Problem wurde bei dem Gerät RTV 600 gedacht. Es wurde jeder Endtransistor mit einer herkömmlichen 2-A-Sicherung (5 x 20 mm) abgesichert, die bei einem Kurzschluß sicher auslöst. Auch kann eine Kurzschlußautomatik ein Gerät nicht vor Überhitzung schützen, wenn es sehr ungünstig eingebaut ist, zum Beispiel in schmale Fächer einer Schrankwand oder ähnlichem mit mangelhafter Belüftung. Um auch noch diese Möglichkeit der Zerstörung der Endtransistoren auszuschließen, ist an der Kühlfläche der Endstufe ein Thermo-schalter angebracht, der bei Überschreiten einer Temperatur von 85 °C an der Kühlfläche auslöst.

Diese dreifache Absicherung schützt das Gerät sicher gegenüber allen Anschluß- und Einbau-Fehlern. Ohne Übertreibung kann gesagt werden, daß der RTV 600 eines der sichersten Geräte darstellt, welches je auf den Markt gekommen ist.

Eine Zusammenfassung der wichtigsten technischen Daten des RTV 600 bringt die folgende Seite.

### Netzteil

Der Netztransformator des RTV 600 ist für die Netzspannungen 110, 130, 220 und 240 Volt ausgelegt. Diese Spannungen lassen sich an der Rückseite des Gerätes leicht mit einem Geldstück einstellen. Der M-84-Kern ist mit Spezialblech geschichtet. Die Leistungswicklung wurde auf möglichst kleinen Innenwiderstand ausgelegt. Eine Siliziumbrücke übernimmt die Gleichrichtung der Betriebsspannung für die Endstufen.

Auf diese Weise erhält man eine Spannungsquelle mit kleinem Innenwiderstand, die eine sehr kurze Erholungszeit nach starken Impulsen und damit eine hohe Musikleistung ermöglicht.

Zwei in Serie geschaltete 10-mF- (10000 µF) Elkos C 528 / C 529 dienen als Lade-kondensatoren und übernehmen zu-

# Technische Daten des **RTV 600**

## Transistoren und Dioden

53 Silizium-Transistoren, davon 4 Silizium-Endtransistoren. Mischteil mit FET (Feldeffekt-Transistoren) ausgerüstet. 36 Dioden, 2 Germanium-Transistoren, 3 Gleichrichter

## HF-Teil

### FM-Empfangsbereich

87,5–108 MHz. 6 elektronisch wählende Programmtasten, die nach Vorwahl 5 UKW-Sender jederzeit einschalten können

### AM-Empfangsbereiche

Langwelle 145–350 kHz = 2050–680 m  
Mittelwelle 510–1620 kHz = 587–185 m  
Kurzwellen I 3,15–8,8 MHz = 99–34 m  
Kurzwellen II 8,6–22,5 MHz = 35–13,5 m

### KW-Lupe

Feinabstimmung der Kurzwellen-Bereiche mit  $\pm 60$  kHz Abstimmbereich

### Kreise

FM: 17, davon 4 abstimmbare  
AM: 10, davon 2 abstimmbare

### Empfindlichkeiten:

FM: 1,5  $\mu$ V für 15 kHz Hub und 26 dB Rauschabstand  
AM: Mittelwelle: 6,5  $\mu$ V  
Langwelle: 8  $\mu$ V  
Kurzwellen: 10–12  $\mu$ V

### ZF-Festigkeit

FM: besser als 86 dB  
AM: besser als 53 dB

### Spiegelselektion

FM: 58 bis 66 dB  
AM: Mittelwelle: 60–74 dB  
Langwelle: 54 dB  
Kurzwellen: 12–26 dB

### Capture ratio (Gleichwellen-Selektion)

2 dB bei 1 mV Antennenspannung und 75 kHz Hub

### Verstimmung und Klirrfaktor

(Mittelfrequenzabweichung)  
Bis zu 80 kHz Verstimmung bleibt der Klirrfaktor kleiner als 1%, gemessen bei 1 mV Eingangsspannung und 75 kHz Hub

### Bandbreite

FM-ZF: 200 kHz  
AM-ZF: schmal 5,5 kHz, breit 8 kHz  
FM-Ratiodetektor: 600 kHz, Breitband-Ratiofilter mit Phasen-Kompensation

### AM-Unterdrückung

besser als 60 dB bei 1 kHz, gemessen bei 22,5 kHz Hub, 30% AM-Modulation und 1 mV Antennenspannung

### Zwischenfrequenzen

FM: 10,7 MHz  
AM: 460 kHz

### Drift

1 kHz pro Grad Celsius, wird durch automatische Scharfabstimmung ausgeglichen

### Automatische UKW-Scharfabstimmung

Abschaltbar, Fangbereich  $\pm 250$  kHz

### Piloton-Unterdrückung

–40 dB bei 19 kHz  
–55 dB bei 38 kHz

### Deemphasis

50  $\mu$ sec nach Norm

### Klirrfaktor des FM-Teils

bei linearem Frequenzgang kleiner als 0,5%, gemessen von Eingang bis Lautsprecher-Ausgang nach DIN 45500

### Stereo-Decoder

integriert mit pegelgesteuerter Mono/Stereo-Umschaltung (Pegel von 10 bis 30  $\mu$ V an 240  $\Omega$  einstellbar) und Leuchtanzeige bei Stereo-Programmen

### Stereo-Übersprechdämpfung

besser als 40 dB bei 2 kHz, von Antenne bis Lautsprecher-Ausgang

### Antennen

FM: UKW-Dipol 240  $\Omega$   
AM: Außenantenne und Erde, Ferritantenne

### Audio-Selektor

Höhenfilter (Tiefpaß) für NF-Bandbreite, umschaltbar auf 3 und 5 kHz. Die 3-kHz-Taste schaltet zugleich die AM-Bandbreite kontaktlos auf „schmal“

## NF-Teil

### Ausgangsleistung

2 x 30 Watt Musikleistung (Musicpower) nach DIN 45500, 2 x 20 Watt Nennleistung (Sinus-Dauertonleistung = rms Power) an 4  $\Omega$  Abschlußwiderstand bei gleichzeitiger Aussteuerung beider Kanäle (Mindestwerte, die garantiert werden)

### Klirrfaktor

Kleiner als 0,5%, gemessen bei Nennleistung im Bereich von 40–16000 Hz und gleichzeitiger Aussteuerung beider Kanäle

### Leistungsbandbreite

Von 20–30000 Hz bei 1% Klirrfaktor nach DIN 45500

### Intermodulation

Kleiner als 0,5% bei Vollaussteuerung, gemessen mit einem Frequenzgemisch von 250 und 8000 Hz im Verhältnis von 4:1 (nach DIN 45401)

### Frequenzgang

50–16000 Hz  $\pm 1$  dB, 20–20000 Hz  $\pm 1,5$  dB

### Fremdspannungsabstand

Bei Magnet-Tonabnehmer: –80 dB bei Eingang Universal, –60 dB bei Eingang Phono. Bezogen auf 50 mW Ausgangsleistung nach DIN 45500

### Eingänge

Empfindlichkeiten bezogen auf 20 Watt Nennleistung  
Tonabnehmer: Umschaltbar für Magnet-Tonabnehmer 3 mV an 47 k $\Omega$  oder Kristall-Tonabnehmer 200 mV  
Entzerrung nach IEC-Norm mit den Zeitkonstanten 3180–318–75  $\mu$ sec  
Universal oder Tonband: 200 mV an 470 k $\Omega$   
Ausgangsspannung für Tonbandaufnahmen: 0,1–2 mV pro k $\Omega$

### Maximale Eingangsspannungen

Bei Magnet-Tonabnehmer 50 mV, bei Kristall-Tonabnehmer, Tuner und Tonband 3 Volt

### Ausgänge

Für jeden Kanal eine Lautsprecher-Buchse nach DIN 41529. Es können Lautsprecher-Boxen von 4–16  $\Omega$  angeschlossen werden

### Überlastschutz

Elektronische Automatik schaltet in allen Fällen von Überlastungen, also nicht nur bei Kurzschlüssen, den jeweils gestörten Kanal ab

### Dämpfungsfaktor

Infolge des sehr kleinen Innenwiderstandes von weniger als 0,3  $\Omega$  ergibt sich bei 4  $\Omega$  Belastungswiderstand ein Dämpfungsfaktor von 14, was ca. 24 dB entspricht. Damit ist eine sehr hohe elektrische Bedämpfung des Lautsprechers gegen unerwünschte Ausklingvorgänge sichergestellt

### Klangregler

In der Nullstellung der Regler ist der Frequenzgang linear

### Baßregler

Regelbereich von 20 dB Absenkung bis zu +15 dB Anhebung bei 20 Hz. Übergangsfrequenz ca. 350 Hz

### Höhenregler

Regelbereich von –20 dB bis +15 dB bei 20 kHz  
Übergangsfrequenz ca. 2000 Hz

### Lautstärkeregelung

Gleichlauf-Abweichung nicht größer als 2 dB im Regelbereich bis zu –50 dB. Gehörliche, lautstärkeabhängige Laut/Leise-Entzerrung durch Drucktaste abschaltbar

### Höhenfilter

Filter bei allen Bereichen wirksam  
–10 dB bei 7000 Hz, –10 dB bei 4000 Hz

### Übersprechdämpfung

Besser als 46 dB im Bereich von 40 Hz bis 16000 Hz, 55 dB bei 1000 Hz

### Stromversorgung

Für Netze von 110/130/220/240 Volt 50–60 Hz Leistungsaufnahme ca. 100 Watt, Leerlauf ca. 30 Watt

### Ausführung

Edelholzgehäuse in Nußbaum mattiert, Teak natur oder Palisander mattiert, Frontplatte aus gebürstetem Aluminium  
Abmessungen ca. 60 x 15 x 30 cm

**Das Gesamtschaltbild des RTV 600 befindet sich auf den Seiten 359 ... 362 in der Mitte des Heftes**

gleich die Signalauskopplung beider Verstärkerkanäle. Diese Anordnung entspricht einer Brummkompensation, wie sie auch bei normalen Gegentakt-schaltungen mit Ausgangsübertrager vorhanden ist.

Die Betriebsspannung der NF-Vorstufen sowie die Spannungen für die HF-Stufen werden getrennt erzeugt, wobei die

Spannung für die NF-Vorstufen aus einer Wechselspannung von 62 Volt gewonnen und mit einem Silizium-Brücken-gleichrichter B 80 C 600 gleichgerichtet wird. Diese Spannung wird mit dem Transistor T 571, dem Elko C 752 und der Zenerdiode ECO 9791 gesiebt und stabilisiert. Die Betriebsspannung für die HF-Stufen wird über einen Silizium-Brük-

kengleichrichter und einen Stabilisierungs-Transistor (T 781) aus einer Wechselspannung von 21,5 Volt gewonnen. Die Basisspannung dieses Transistors wird mit einer Zenerdiode ECO 9694 auf 16 Volt konstant gehalten, die über einen Vorwiderstand R 756 aus der höheren NF-Vorstufen-Speisespannung entnommen wird.

**GRUNDIG**

# Cassetten-Tonbandgerät

## C 200

H. D. KÜHNLEIN

T. CLAUSSEN

Cassetten-Tonbandgeräte sollen einem breiten Kundenkreis zugänglich, also durch einen günstigen Preis jedermann erschwinglich sein. Durch Batteriebetrieb sollen sie überall und jederzeit einsatzbereit sein, wobei eine leichtgängige Antriebsmechanik Voraussetzung für eine lange Spieldauer pro Batteriesatz ist. Den vielseitigen Einsatzmöglichkeiten entsprechend, soll ein Cassetten-Tonbandgerät robust gegen Stöße und mechanische Erschütterungen, wie in jeder Lage voll betriebsfähig sein. In Verbindung mit einer Autohalterung wird ein vollwertiges Autogerät gefordert. Dazu sind kleine Abmessungen, einfache, übersichtliche Bedienung und schneller Cassettenwechsel Voraussetzung. Ferner ist die Größe des Lautsprechers und die Ausgangsleistung so zu bemessen, daß auch ohne Zusatzgeräte eine gute Klangqualität und Lautstärke erreicht wird. Alle diese Forderungen werden von dem neuen GRUNDIG Cassetten-Tonbandgerät C 200 erfüllt, wobei die Anwendung des Compact-Cassetten-Systems die Bedeutung eines bereits sehr großen Musik-Cassetten-Repertoires erschließt, jederzeit und überall für die jeweils gewünschte Musik sorgt. Durch die geringen Abmessungen der Compact-Cassetten konnte ein im Äußeren kleines, doch sehr elegantes Tonband-Cassetten-Gerät verwirklicht werden.

Das GRUNDIG C 200 ist ein Cassetten-Tonbandgerät für Aufnahme und Wiedergabe, dessen Bedienungselemente für stehende Hauptbetriebslage, wie bei Reisesupern üblich, angeordnet sind. Dadurch ist für den normalen Anwendungsfall optimale Schallabstrahlung gewährleistet. Das Gerät ist jedoch auch in allen anderen Lagen voll betriebsfähig. An der oberen Stirnseite des Gerätes sind (in Bild 1 von rechts nach links) folgende Bedienungselemente zu erkennen: Klangregler, danach Lautstärkeregelung, beide sind Walzendrehknöpfe. Anschließend folgt das „Aufnahmefeld“ mit einem getrennten Aussteuerungsregler.

Separate Pegelregler gab es bisher nur bei großen Tonbandgeräten. Da der Aufnahmeregler mit keiner Wiedergabefunktion gekoppelt ist, wird er nur bei „Aufnahme“ betätigt. Er ist so angeordnet, daß Betätigungsrichtung und Zeigerausschlag des Profilinstruments gleichsinnig sind. Optisch und funktionell mit dem Aussteuerungsregler vereinigt folgen nun Anzeigeinstrument und Aufnahmetaste. Das Instrument zeigt bei Aufnahme den eingestellten Pegel an (schwarzer Bereich) und informiert bei Wiedergabe über den Zustand der Batterien (grüner Bereich). Die Aufnahmetaste ist nur bei eingelegter Cassette mit Aufnahmefreigabe, d. h. mit nicht ausgebrochenen rückseitigen Stegen drückbar. (Durch Überkleben der beiden Öffnungen auf der Cassettenrückseite mit kräftiger Selbstklebefolie kann man übrigens bespielte Cassetten wieder aufnahmebereit machen.) Ganz links angeordnet ist der universelle Einknopfschalter, mit dem alle Laufwerk-Steuerungen spielend leichtgängig durchgeführt werden.

### Einfache Handhabung durch Einknopf-Betriebsartenschalter

Zum einfachen Einlegen der Cassette dient der Cassettedeckel, der in der vorderen gerippten Gehäusewand drehbar befestigt ist und herausklappt, wenn der Betriebsartenschalter in die Stellung „Cassette“ geschaltet wird. Bei geöffnetem Deckel wird die Cassette zwischen die mit Blattfedern versehenen seitlichen Kunststoff-Führungen bis zum Anschlag eingeschoben, wobei jeweils die dem Cassettedeckel zugewandte Seite der



Bild 1  
GRUNDIG  
Cassetten-Tonbandgerät C 200  
(Deckel des Cassettenfachs  
geöffnet)

Cassette abgespielt oder aufgenommen wird. Durch leichten Druck von Hand gegen den gefederten Deckel verschwindet die Cassette im Gerät und der Cassettedeckel rastet in zwei gerätefeste Klinken ein. Das Gerät ist damit spielbereit. Der Betriebsartenschalter kehrt nach Stellung „Cassette“ selbsttätig in die Ausgangsstellung „Stop“ zurück.

Bei Rechtsdrehung bis zur ersten Raststellung wird zuerst auf die Betriebsart „Pause“ geschaltet. Diese Stellung dient nicht nur zur Unterbrechung des Bandlaufs bei Aufnahme oder Wiedergabe, sondern ermöglicht vor allem das richtige Aussteuern vor Beginn der Aufnahme. Motor und Verstärker werden hierbei nur dann mit Strom versorgt, wenn gleichzeitig die Aufnahmetaste gedrückt ist. Damit können Aufnahmen

beliebig oft unterbrochen werden, ohne bei darauffolgendem Start „anzujaulen“. Bei Wiedergabe ist das Gerät in Stellung „Pause“ stromlos. Dadurch vermeidet man unnötigen Batterieverbrauch, wenn das C 200 versehentlich längere Zeit in dieser Stellung bleibt. Eine weitere Rechtsdrehung des Betriebsartenschalters läßt das Tonband in Stellung „Start“ sofort anlaufen. Danach kann beliebig bei kürzeren Unterbrechungen auf „Pause“ oder bei längeren Pausen bzw. Beendigung der Aufnahme oder Wiedergabe auf „Stop“ geschaltet werden.

Aus der Stellung „Stop“ heraus läßt sich durch seitliches Verschieben des Knebels nach links „Schneller Vorlauf“, nach rechts „Schneller Rücklauf“ wählen. Der Schalter rastet hierbei nicht ein. Eine

kurze Drehung des Monoknopfes nach links über „Stop“ hinaus (Stellung „Cassette“) öffnet, wie schon erwähnt, den geschlossenen Cassettendeckel. Der Monoknopf kehrt danach selbsttätig in seine Ausgangsstellung „Stop“ zurück. Jetzt ist die vorher eingelegte Cassette zum Umdrehen oder Wechseln griffbereit. Der Cassettenwechsel erfolgt mit einer einfachen und zuverlässigen Mechanik.

### Anschlußbuchsen (Bild 1 a)

An der rechten Stirnseite des Gerätes befinden sich drei Buchsenöffnungen mit folgenden Anschlußmöglichkeiten:

Eine 7-polige Universal-Eingangsbuchse. Die Teilung der Buchse ist so gestaltet, daß sowohl 3-, 5- und 7-polige Normstecker benutzt werden können. Hier läßt sich ein Rundfunkgerät, Plattenspieler oder Mikrofon anschließen. Bei Verwendung eines GDM 305 kann der Bandlauf des C 200 vom Mikrofon aus fernbedient werden. Es sind jedoch auch alle anderen Mikrofone ohne Schalteinrichtung verwendbar.

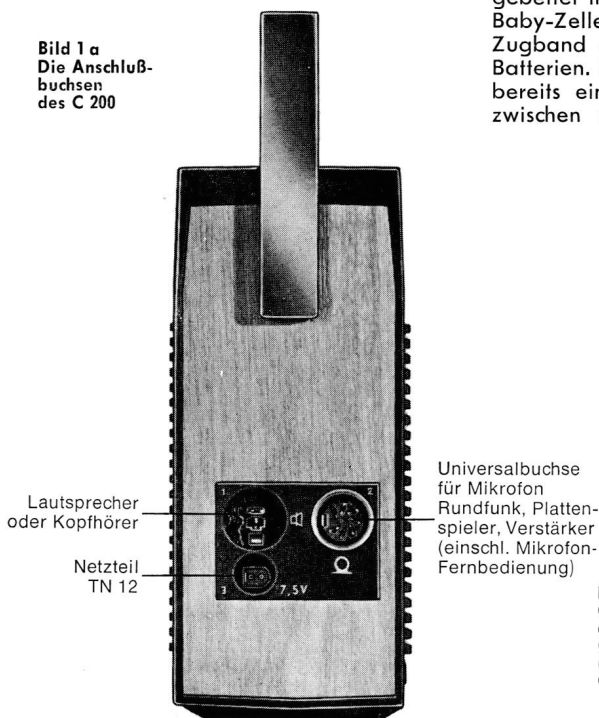
Eine Lautsprecherbuchse zum Anschluß eines Zweitlautsprechers bzw. Kopfhörers zum Mithören bei Aufnahme.

Eine 7,5-V-Schaltbuchse zum Anschluß des GRUNDIG Netzteiles TN 12a.

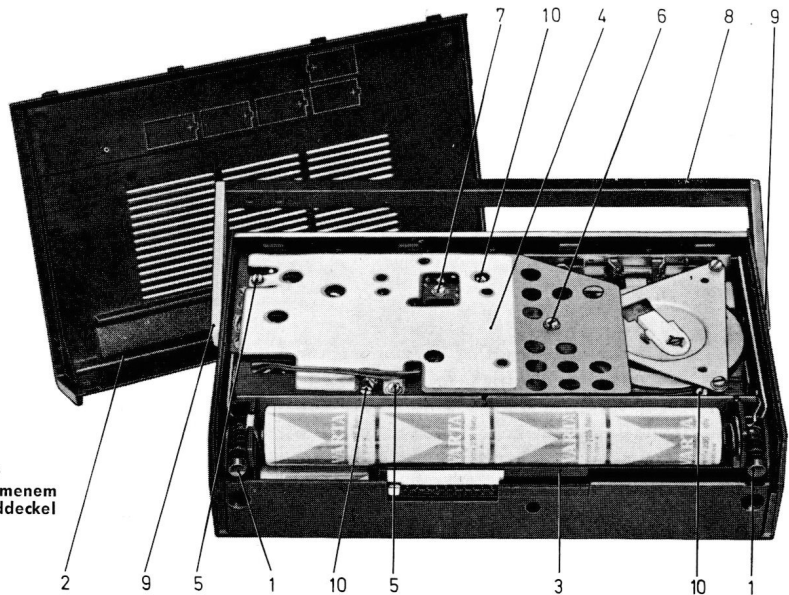
Ein Blick auf die Unterseite des C 200 zeigt Anschluß- und Schaltöffnungen, die beim Einschieben in die Autohalterung mit deren elektrischen Baugruppen kontaktieren. Dazu sind jeweils links und rechts außen zwei Aufnahmeöffnungen zur maßgenauen Fixierung des Gerätes in der Halterung vorgesehen. Ferner befinden sich in der Mitte eine Längsbuchsenleiste mit zehn Kontaktfedern und eine Steueröffnung zur Umschaltung des angeschlossenen Autosupers bzw. zum Einschalten des Endverstärkers der Halterung.

### Autobetrieb

Daß ein Cassetten-Tonbandgerät dieser Preisklasse lediglich durch Einschieben in eine Halterung zum vollwertigen Autogerät wird, verdient sicherlich Beachtung, zumal ein störungsfreier und bedienungsfreundlicher Autobetrieb zwangs-



**Bild 2**  
C 200 mit abgenommenem Rückwanddeckel



läufig sowohl mechanischen als auch elektrischen Aufwand bedingt, der in jedes einzelne Gerät investiert werden muß.

Die zum C 200 passende Autohalterung ist wahlweise mit einem Anschlußteil „R“ zum Abspielen und zur Aufnahme über einen eingebauten Autosuper moderner Bauart (z. B. GRUNDIG Weltklang 4000 usw.), bzw. dem Anschlußteil „L“ mit eingebautem 5-Watt-Endverstärker ausgestattet.

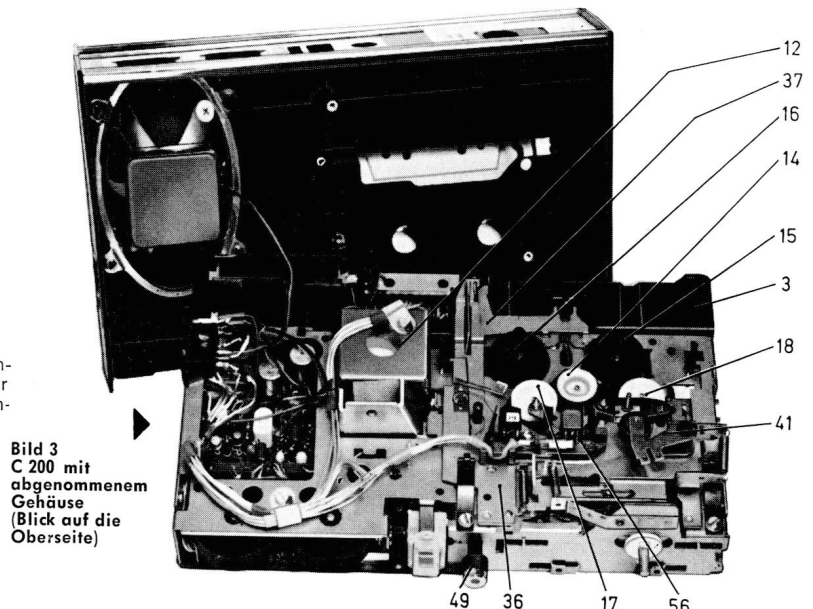
Das Cassetten-Tonbandgerät sitzt dann unterhalb des Armaturenbrettes, wobei Lautsprecheröffnung und Cassettendeckel nach schräg unten gerichtet sind. Der Mono-Schaltnebel und der Cassetten-schacht des Gerätes sind dem Fahrer zugewandt und somit mühelos greifbar.

### Grundaufbau und Gehäuse (Bilder 2 u. 3)

Die Bodenfläche des auf der Lautsprecherseite liegenden C 200 zeigt zwei Schnäpper [1], nach deren Eindrücken mit dem Daumen (also ohne Werkzeug) der Rückwanddeckel [2] nach oben abgeklappt werden kann. Jetzt sind, eingebettet in den Batteriekasten [3], fünf Baby-Zellen zum Wechseln greifbar. Ein Zugband erleichtert die Entnahme der Batterien. In der rechten Gerätehälfte ist bereits ein Teil der Antriebsmechanik, zwischen den aufgebogenen Chassis-

kanten liegend, zu erkennen, während auf der linken Seite unter einer großflächigen Abschirmung [4] die elektrische Verstärkerdruckplatte mit Motorelektronik angeordnet ist. Ohne weitere Demontage sind jetzt schon durch die entsprechende Öffnung der Abschirmplatte [4] hindurch eine Reihe von elektrischen Messungen und Einstellungen (z. B. Bandgeschwindigkeit, Stellung des Aufnahmeschiebeschalters, Vormagnetisierungsspannung) möglich. Für die Durchführung evtl. weitergehender elektrischer Untersuchungen kann man durch Herausdrehen der Zylinderschrauben [5] und Lösen der Schraube [6] die Abschirmplatte [4] über die Gerätemechanik schwenken, wodurch die gesamte Unterseite der Druckplatten frei wird, ohne diese selbst zu lockern. Nach Herausdrehen der Schrauben [6] und [7] kann die Verstärkerplatte zum evtl. Auswechseln elektrischer Bauteile nach **Bild 17** herausgeklappt werden.

Das Gerätechassis läßt sich leicht vom Gehäuse trennen. Nach Entfernen des Handgriffes [8] sind die beiden Griffschrauben [9] zu lösen. Jetzt ist das Laufwerk nur noch durch die drei leicht zugänglichen Schrauben [10] mit dem Gehäuse verbunden. Nach deren Entfernung trennt man durch einfaches Öffnen des Cassettendeckels die Rastmechanik und zieht den Schaltnebel [11] ab.



Dann kann das Laufwerk — indem es zunächst im Bereich des Batteriekastens angehoben wird — aus dem Gehäuse genommen werden.

### Gehäuse aus schlagfestem Novodur

Gehäuse, Rückwand und Cassettendeckel bestehen aus einem stabilen und schlagfesten Kunststoff, bei dessen Auswahl besonders auf günstige Klangqualität und maximale Laufgeräuschkämpfung geachtet wurde. Der mit dem Gehäuse verbundene Cassettendeckel wird nur durch zwei kräftige Zugfedern gehalten, die sowohl zum Öffnen als auch zu einwandfreier Scharnierführung dienen.

Eine seitlich am Cassettendeckel sitzende Drahtfeder sorgt in Verbindung mit einem Gummipuffer für ausreichende Dämpfung des aufspringenden Cassettendeckels.

### Antrieb (Bilder 4 und 5)

Beim C 200 wurde die Laufwerkmechanik so konstruiert, daß nur ein einziger Riemen, nämlich zwischen Motor und Schwungmasse, erforderlich ist. Alle weiteren Antriebsfunktionen erfolgen über Reibräder.

Für den linken und rechten Bandwickel sind gleiche Rutschkupplungen vorhanden, die nicht nur (rechts) für den erforderlichen Aufwickelbandzug sorgen, sondern auch bei Schnelllauf den anfangs auftretenden erhöhten Bandzug begrenzen. Die rechte Kupplung steht mit einem Zwischenrad im Eingriff, welches von einer auf der Tonwelle sitzenden Gummireibrolle von sehr kleinem Durchmesser angetrieben wird und daher durch seine niedrige Drehzahl zu einem geringen Stromverbrauch beiträgt.

Vom elektronisch geregelten Motor [12], der in einem sicher abschirmenden Blechgehäuse sitzt, führt ein geschliffener Vierkantriemen zur groß dimensionierten Schwungscheibe [13]. Die Schnellauf-funktionen werden von einem Ansatz der Schwungscheibe über ein zweistufiges Schnelllauf-Antriebsrad [14] erzeugt. In der Stellung „Schneller Vorlauf“ wird der obere Reibbelag dieses Rades [14] mit der rechten Kupplung [15] in Eingriff gebracht, während der kleinere untere Gummiring von der Schwungscheibe angetrieben wird. Bei schnellem Rücklauf

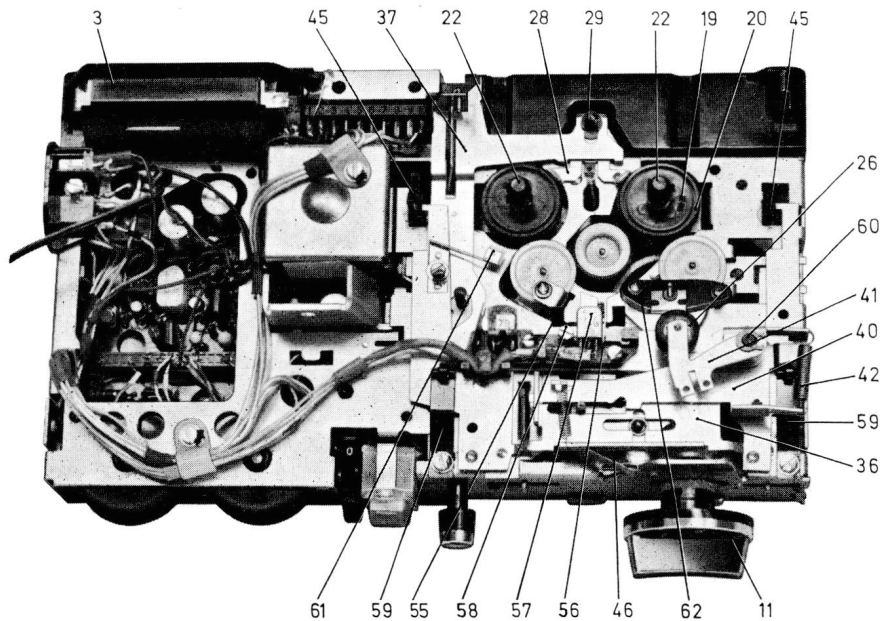


Bild 5 Antriebsmechanik des C 200 (Blick auf die Oberseite)

schwenkt das Antriebsrad [14] nach links und treibt über das Zwischenrad [17], das die Drehrichtung umkehrt, die linke Kupplung [16]. In Stellung „Start“ wird, um Strom zu sparen, das Antriebsrad [14] von der Schwungmasse abgehoben, gleichzeitig das auf einem Gleitschieber sitzende Kunststoffrad [18] zwischen dem Reibbelag der Tonwelle und der rechten Kupplung [15] in Eingriff gebracht.

### Kupplungen

Beide Kupplungen [15] und [16] sind in ihrem Aufbau völlig identische Baugruppen, die außerhalb des Gerätes montiert und eingestellt werden. Das übertragbare Drehmoment ist jedoch unterschiedlich; bei der rechten Kupplung [15] für den Aufwickelbandzug bei Normallauf und schnellem Vorlauf 45...55 pcm, während an der linken Kupplung [16] für Bandzugbegrenzung im schnellen Rücklauf 75 bis 85 pcm eingestellt werden. Zwischen der oberen Reibrolle [19] und der unteren Kupplungsscheibe

[20] mit Gummireibung liegt eine Filzscheibe zur Erzeugung des gleichmäßigen Drehmomentes. Die Kupplungsscheibe [20] ist an ihrem unteren Rand treppenförmig gestaltet, um der auf den Stufen aufliegenden dreischenkelligen Blattfeder durch Verdrehen unterschiedliche Andruckkraft zu verleihen. Dadurch kann in vier Stufen das Kupplungsmoment verstellt werden (auch im völlig montierten Gerät). Als verbindendes Führungs- und Lagerelement dient ein Messingrohr, dessen Bohrung auf einer chassisfesten Achse läuft. Durch die aufgesteckten Kappen [22] werden die Kupplungen im Gerät axial gesichert.

### Zwischenräder

Es finden drei Zwischenräder aus hochwertigem Lagerkunststoff Verwendung, deren Funktion bereits im Kapitel „Antrieb“ erläutert wurde.

Das Antriebsrad [14] mit zwei geschliffenen Gummireibringen für schnellen Vor- und Rücklauf ist in einem Spritzaufhebel [23] gelagert. Dieser Hebel [23] wird durch einen Federdraht am Schnelllaufhebel [24] nach rechts und damit das Antriebsrad bei Schnellvorlauf gefedert gegen die rechte Kupplung gedrückt. In Stellung „Rücklauf“ gibt der Schnelllaufhebel [24] das Antriebsrad frei, es nähert sich, unterstützt von der Zugfeder [25] dem Zwischenrad [17]. Jetzt wird im einziehenden Betrieb die linke Kupplung angetrieben. Das Vorlaufrad [18] ist so justiert, daß bei langsamem Übergang von Stellung „Pause“ in „Start“ der Kraftschluß zwischen Tonwelle und rechter Aufwickelkupplung im gleichen Augenblick hergestellt wird, in dem auch die Gummiandruckrolle [26] die Tonwelle erreicht.

Dadurch werden Bandschlaufen oder sogenanntes „Anjaulen“ sicher vermieden. Diese Einstellung kann durch einfaches Nachbiegen am Ausrückhebel [27] bei Bedarf korrigiert werden.

### Bremsen

Auch bei Cassettengeräten sind sicher arbeitende Bremsen sehr wichtig, da bei Schlaufenbildung innerhalb der Cassette Gefahr besteht, daß das Tonband beim Einlegen der Cassette hinter die Ton-

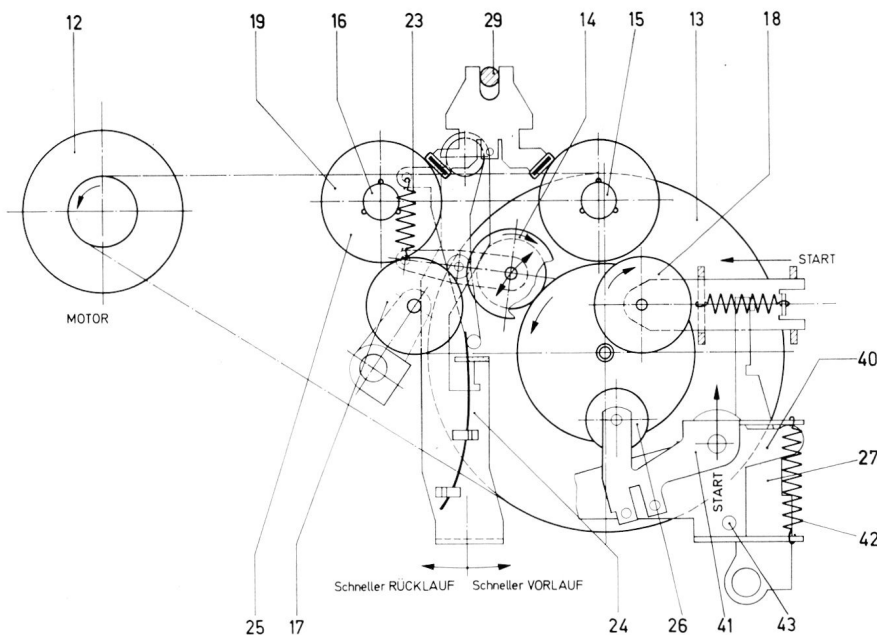


Bild 4 Antriebsmechanik des C 200 (Blick auf die Oberseite)

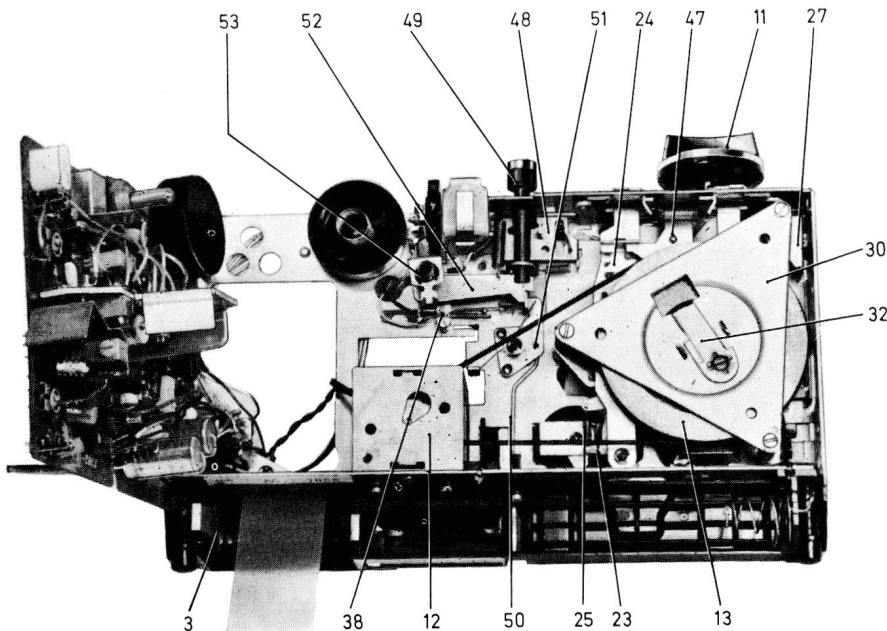


Bild 6 C 200 mit herausgeklappter Druckplatte (Blick auf die Oberseite)

welle gerät, also nicht von der Andruckrolle transportiert wird. Dieser Vorgang bleibt jedoch unbemerkt, da die rechte Kupplung das Band trotzdem, jedoch undefiniert bewegt. Eine evtl. unwiederbringliche Aufnahme aber wäre unbrauchbar. Deshalb wurde bei der Konstruktion des C 200 auf eine sicher schlaufenfrei arbeitende Bremse Wert gelegt. Ein einfaches Blechteil [28] mit zwei Gummireibbelägen wird durch eine Zugfeder bei „Stop“ gleichzeitig radial gegen beide Kupplungen gedrückt. Der rückwärtige Cassetten-Auflagebolzen [29] dient als Drehpunkt. Anlagewinkel an der Kupplung, Reibmoment und Drehpunkt sind so gewählt, daß die einfallende Bremse von der jeweils abwickelnden Kupplung eingezogen wird. Dadurch hebt die Bremse von der aufwickelnden Kupplung ab, die somit frei weiterdreht und keine Bandschlaufe entstehen läßt. Einstellungen sind nicht notwendig.

#### Schwungscheibe mit Tonwelle

Die untere Lagerung der Tonwelle ist durch eine selbsteinstellende Sinterkalotte in der Lagerplatte [30] gegeben.

Ein Schmiering als Öldepot um das Sinterlager gewährleistet gleichzeitig gleichbleibende Schmierung und höchste Lebensdauer. Das obere Lager im Chassisbereich wird durch eine aus vielen GRUNDIG Netztonbandgeräten bekannte Prismenlagerung [62] gebildet. Diese Art der Tonwellenlagerung aus einem Spezialkunststoff bietet durch völlig spielfreien Lauf höchste Gleitlaufgüte. Ein Schmierfilz, der nur bei Bedarf mit geringsten Ölmenge nachgeschmiert wird, bildet hier das Öldepot. Das für Autogeräte äußerst wichtige minimale Axialspiel der Tonwelle ist beim Gerät C 200 bequem und exakt einstellbar. In der Lagerplatte [30] sitzt ein Kunststoffdruckstück [32], dessen Stellenschraube bei stehendem Gerät und fühlbarem Axialspiel soweit angezogen wird, bis die Motorstromaufnahme um ca. 2 mA ansteigt. Die Schwungscheibe

läuft jetzt in axialer Richtung völlig spielfrei.

#### Schaltfunktionen, Steuerung des Antriebs (Bilder 4, 6 und 7)

Alle mechanischen Gerätefunktionen werden durch den universellen Dreh- und Schiebeknopf [11] eingeleitet. Was bei den einzelnen Schaltstellungen innerhalb des Gerätes geschieht, ist nachfolgend kurz erläutert:

##### „Pause“

Durch Rechtsdrehung des Monoknopfes [11] und der damit starr verbundenen Kunststoffschnecke [34] führt der in der Schneckenut laufende Schalthebel [35] eine genau definierte Drehbewegung aus. Dabei schiebt der Bolzen [39] am Schalthebel [35] den Schlitten [36] in seine vordere Raststellung. Während dieses Vorganges öffnet der Bremslüftschieber [37], angetrieben durch den

Schlitten, die Bremse [28] und schließt den Federsatzkontakt [38]. Durch den Bolzen [43] im Stophebel wird der „Pause-Federsatz“ gleichzeitig geöffnet, wodurch der Gerätstromkreis unterbrochen bleibt. Nur bei gedrückter Aufnahme- schiebeschalter diese Funktion überbrückt, d. h. Motor und Verstärker laufen dann bereits in Stellung „Pause“, und der richtige Aufnahmepegel kann eingestellt werden. Die auf dem Schlitten sitzenden Tonköpfe sind in die Cassette eingefahren und die Gummidruckrolle [26] hat sich der Tonwelle bis auf ca. 1 mm genähert.

##### „Start“

Eine weitere Drehung des Monoknopfes nach rechts bewirkt eine nochmalige Drehbewegung am Schalthebel [35], dessen Bolzen [39] sich jetzt jedoch frei in einer Aussparung des Schlittens [36] bewegt, ohne dessen Lage zu verändern. Nur der dicht über der vorerwähnten Aussparung sitzende Stophebel [40] schwenkt aus. Auf seiner Drehachse sitzt gleichzeitig der Andruckrollenhalter [41], über eine Zugfeder [42] mit dem Stophebel verbunden.

Durch das Schwenken des Stophebels wird damit die Gummidruckrolle an die Tonwelle gebracht und die Zugfeder [42] für den nötigen Rollenandruck (270 bis 330 p) gespannt. Während dieses Vorganges öffnet der Bolzen [43] im Stophebel den „Pause-Federsatz“ und gibt gleichzeitig den gefederten Schieber des Vorlaufrades frei, so daß die rechte Kupplung angetrieben wird.

##### „Cassette“

Ausgehend von der Stellung „Stop“ wird durch Drehen des Knebels in Stellung „Cassette“ der Schlitten um ca. 3 mm zurückgeholt. Zwei am Schlitten angebrachte Nocken betätigen dabei die beiden Kunststoffklinken [45]. Diese lösen sich aus den Rastflächen des Cassetten- deckels, der durch seine Zugfeder im Gehäuse geöffnet wird. Anschließend drückt die Blattfeder [46] den Schlitten in seine Ruhelage zurück.

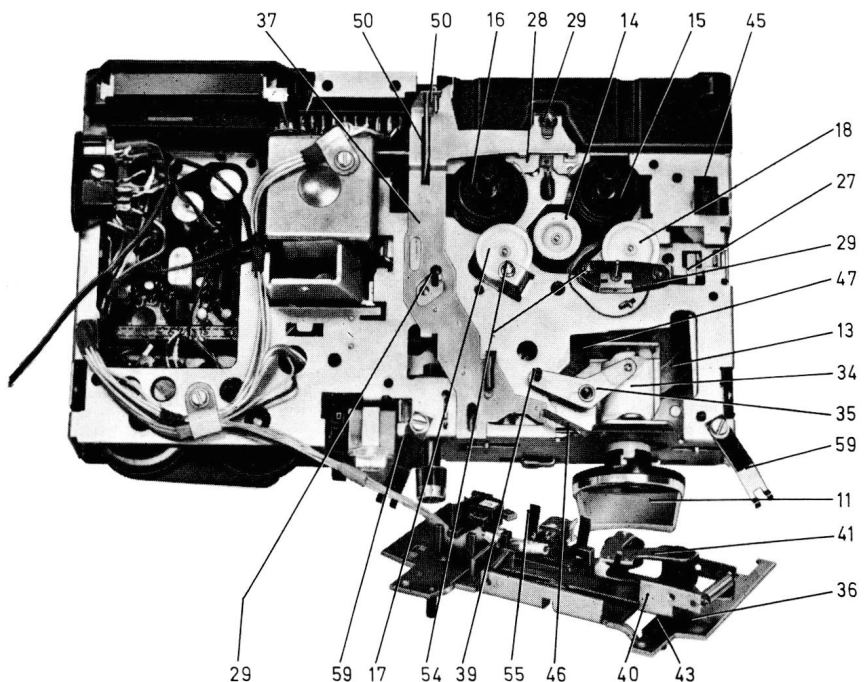


Bild 7 C 200 mit abgenommenem Schlitten

## Schneller Vor- und Rücklauf

Monoknopf und Kunststoffschnecke sind im Funktionsschieber [47] drehbar gelagert und können in Stellung „Stop“ mit Hilfe dieses Schiebers, der seinerseits in Längsschlitzen des Chassis sitzt, um je 8 mm nach links und rechts verschoben werden. Diese Bewegung betätigt den Schnellaufhebel [24], der in bereits im Kapitel Zwischenräder beschriebener Weise das Antriebsrad [14] mit der linken oder der rechten Kupplung verbindet. Gleichzeitig bewirkt ein Nietbolzen im Funktionsschieber über den Bremslüfthebel [37] das Einschalten des Motors und Lösen der Bremse (Vorgang wie bei „Pause“).

Selbstverständlich sind die Schnellauf-funktionen in Stellung „Pause“, „Start“ und „Cassette“ gesperrt, ebenso bei Schnellauf alle anderen Schaltstellungen.

## Aufnahmetaste

Die Aufnahmetaste [49] ist gesperrt in Stellung „Pause“ und „Start“ und nur bei „Stop“ drückbar, wenn eine Cassette mit Aufnahme freigabe, d. h. mit den rückwärtigen Stegen, eingelegt ist.

Der vom Schlitten [36] gesteuerte Sperr-schieber [48] hält die vorher gedrückte Taste fest und sperrt die nicht gedrückte Aufnahmetaste bei „Pause“ und „Start“. Legt man nun eine aufnahmebereite Cassette ein, so wird der Drahtbügel [50] nach hinten verschoben und betätigt auf der Unterseite des Chassis den Sperrhebel [51], dessen aufgebogener Lappen den Schalthebel [52] freigibt.

Der Aufnahmeschalthebel [52] ist auf einem chassisfesten Nietbolzen [53] gelagert; sein längeres Ende sitzt in einem Schlitz der Aufnahmetaste, während das kürzere, gabelförmig ausgebildete Ende den Läufer des Schiebeshalters betätigt. Damit die Druckplatte auch nach einer Reparatur wieder die gleiche Lage zum Schalthebel einnimmt, ist sie an einem Ansatz des Lagerbolzens [53] fixiert. (Sollte trotzdem ein Justieren der Schalterstellung nötig sein, so kann diese durch die Sicht- und Einstellöffnung der Druckplatte erfolgen.)

Alle Einzelteile, die an den vorbesprochenen Schaltfunktionen beteiligt sind, werden so konstruiert und gefertigt, daß keinerlei Justieren notwendig ist. Trotzdem sind für den Fall einer Toleranz-anhäufung Sollbiegestellen am Andruckrollenhalter [41], am Ausrückhebel [27], am Schnellaufhebel [24] sowie am Aufnahmeschalthebel [52] vorgesehen, die eine einfache Nachstellung ermöglichen.

## Bandlauf und Cassettenlage (Bilder 4, 7 und 8)

Die genaue Lage der Cassette wird in horizontaler Richtung durch drei weit auseinanderstehende Auflagebolzen [29] gegeben, während zur vertikalen Führung die beiden Bolzen [54] in die Führungslöcher der Cassette eintauchen. Zum Auswerfen, also bei „Start“, muß die Cassette lose im Gerät liegen, deshalb drückt die zweiarmlige Blattfeder [35] sie nur in den Stellungen „Pause“ und „Start“ gegen die Führungsbolzen [54] in die genau definierte Abspiel-lage. Die Blattfedern im Cassetten-deckel gewährleisten sichere Auflage der Cassette.

Da bei Cassetten-Tonbandgeräten häufig bespielte Cassetten Verwendung finden, sind ein exakter Bandlauf, hohe Wiederkehrgenauigkeit und Kopfspalt-Senkrechtstellung von großer Bedeutung. Aus diesem Grunde besitzt das C 200 einen stabilen Druckgufkopfhalter [56], der Lösch- und Kombikopf zu einer geschlossenen Baugruppe verbindet. Der Kombikopf [57] für Aufnahme und Wiedergabe ist über eine Blattfeder justierbar mit dem Kopfhalter verbunden. Die Schraube [58] dient der Senkrechtein-stellung des Kopfes für optimale Höhen-wiedergabe und ist auch bei komplettem, laufendem Gerät durch eine kleine Öffnung zwischen Cassetten-deckel und Gehäuse erreichbar.

Die beiden Höhenführungsbleche liegen jeweils links und rechts außerhalb der Köpfe, so daß das Tonband von äußeren Einflüssen weitgehend freigehalten, in definierter Höhe den Kopfspiegel tangiert.

Vor allem im Hinblick auf Stereobänder ist die exakte Einhaltung des Spurschemas nach Bild 8 sehr wichtig, deshalb ist das Bandführungsblech am Kombikopf justierbar und wird bei GRUNDIG mit optischen Meßeinrichtungen auf  $\pm 20 \mu\text{m}$  genau zum Kopfspalt eingestellt. (Ersatzköpfe werden nur mit eingestellter Höhenführung und Taumelfeder komplett ausgeliefert.) Das Eintauchen der Köpfe in die Cassettenöffnungen bei „Pause“ und „Start“ geschieht durch den Schlitten [36], mit dem der Kopfhalter einstellbar verschraubt ist. Der Schlitten [36] bildet übrigens mit Kopfhalter und Andruckrollenmechanismus eine Baugruppe, die durch Entfernen von nur zwei Befestigungsschrauben der Rasfedern [59] abgenommen werden kann. Zur Erleichterung des Wiedereinbaues befinden sich im Chassis und im Schlitten je zwei Löcher mit 3 mm  $\phi$ , die

in Stellung „Stop“ zur Deckung gebracht werden, in dieser Lage werden dann die Rasfedern [59] verschraubt.

Wichtig für exakten Bandlauf ist die Achsparallelität zwischen Tonwelle und Gummiandruckrolle, die leicht kontrolliert bzw. im Bedarfsfall verstellt werden kann. Hebt man die Andruckrolle durch Druck auf die Rollenmitte ab, so muß der zur Tonwelle entstehende Spalt völlig parallel sein, nötigenfalls kann durch Biegen am Lagerbolzen [60] nachjustiert werden. Zur Kontrolle einer evtl. Winkelabweichung in Bandlaufrichtung wird die laufende Andruckrolle nach oben axial verschoben und muß nun nach 5 bis 10 Umdrehungen nach unten laufen. Wird diese Forderung nicht erfüllt, so kann durch Spreizen oder Zusammenbiegen der beiden Hörner am Andruckrollenhebel [41] nachgestellt werden.

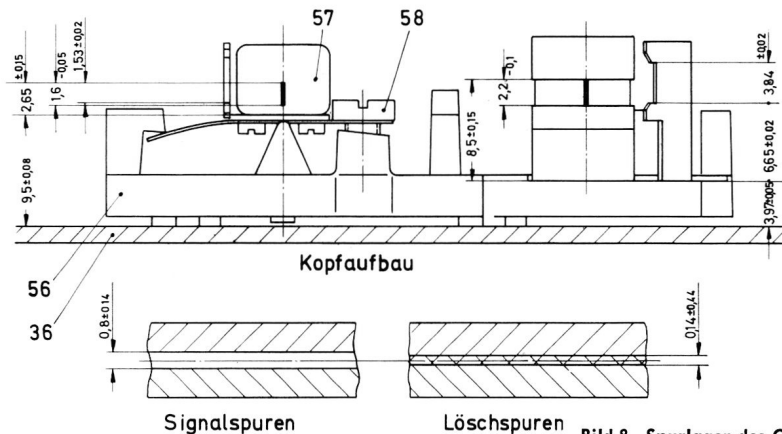
Die Grundbremsfeder [61], die auf den linken Arm des Schlittens [36] montiert ist, dient der Erhöhung des Bandzuges bei „Start“ und erzeugt an der linken Kupplung ein Abwinkelmoment von 4 bis 7 pcm.

## Schmierung

Die Schmierung aller Gleit- und Lagerstellen der Gerätemechanik erfolgt mit Ölen und Fetten aus dem GRUNDIG Schmiermittelsatz für Tonbandgeräte. Da C 200 als vollwertiges Autogerät allen Temperaturschwankungen des Autotriebes ausgesetzt werden kann, sollte zur Nachschmierung von Zwischenrädern und Sinterlagern nur das BV-Öl E 100 extra verwendet werden.

## Kontrolle

Zur Einstellung und Überprüfung der Bandgeschwindigkeit, zur Senkrechtstellung des Kopfes, sowie zur Kontrolle von Spurlage, Frequenzgang und Pegel steht eine „GRUNDIG Testcassette Typ 469“ zur Verfügung.



## Mechanischer Aufbau des Verstärkerteils

Der für den Verstärker zur Verfügung stehende Raum machte weitgehend einen Miniaturaufbau notwendig. Verstärker und Motorregelung fanden auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 125 x 105 mm Platz. Teilweise ist diese Fläche durch anliegende größere Bauteile (z. B. Motor) belegt, zum Teil ist die Bauhöhe durch knappe Abstände (z. B. Lautsprecher und Reglerknöpfe usw.) beschränkt.

Mit einer metallisierten Abdeckplatte wird die Unterseite der Leiterplatte ab-

geschirmt. Durch kleine Öffnungen können nach Abnehmen des Gerätebodens die wichtigsten Meßpunkte erreicht werden.

Nach Lösen von drei Schrauben läßt sich die Abschirmplatte entfernen; damit liegt die Leiterseite der Verstärkerdruckplatte zur Reparatur- und Meßzwecken frei. Durch Lösen einer weiteren Befestigungsschraube kann der Verstärker um eine Kante herausgeklappt werden. (Bild 17). Somit ist die Leiterplatte für Servicearbeiten von allen Seiten leicht zugänglich.

# Verstärker des C 200

## Konzeption der Schaltung

Für das Cassettentonbandgerät C 200 wurde ein umschaltbarer Aufnahme-Wiedergabeverstärker (Schaltbild Seiten 357/358) entwickelt, der aufgrund seiner Schaltungskonzeption den erhöhten Anforderungen gerecht wird, die an ein batteriebetriebenes Tonbandgerät gestellt werden, welches auch für den Betrieb im Kraftfahrzeug geeignet sein soll. Die Nennbetriebsspannung von 7,5 V wird von 5 Babyzellen, z. B. Pertrix Nr. 235, von einem Zusatznetzteil oder der Autobatterie geliefert. Eine maximale Betriebsspannung von 8,2 V (Autobetrieb bei Vollgasfahrt) und eine Mindestbetriebsspannung von 5 V beeinträchtigen die Betriebsfähigkeit ebenso wenig, wie eine zwischen  $-10^{\circ}\text{C}$  und  $+65^{\circ}\text{C}$  schwankende Umgebungstemperatur.

Diese Forderungen konnten durch Verwendung von modernen epitaktischen Silizium-Planartransistoren mit ihren normalerweise vernachlässigbaren Restströmen und durch konsequente Ausnutzung der Vorteile erreicht werden, die eine galvanisch gekoppelte Gleichstromverstärkertechnik mit entsprechenden Gegenkopplungen bietet. Bei günstiger Dimensionierung ist es möglich, den Arbeitspunkt gegen Temperatur- und Exemplarstreuungen besser zu stabilisieren, als es mit einem großen Emittterwiderstand möglich ist.

Allgemein gilt für die Auslegung des Emittterwiderstandes für die Gleichstromstabilisierung als Faustregel, daß die Gleichspannung des Emitters gegen Masse zur Erzielung einer gewissen Stabilisierungswirkung etwa  $5 U_{BE}$  sein soll. Das ergibt bei Germaniumtransistoren etwa eine Emitterspannung von 1 V, bei Siliziumtransistoren mit dem  $U_{BE}$  für kleine Ströme von ca. 0,6 V ergibt sich aber für die gleiche Stabilität eine Spannung von etwa 3 V am Emittterwiderstand. Bei batteriegespeisten Geräten mit den üblichen kleinen Betriebsspannungen um 6...9 V ist dies ein zu hoher Wert, der die Aussteuerfähigkeit unzulässig verringert.

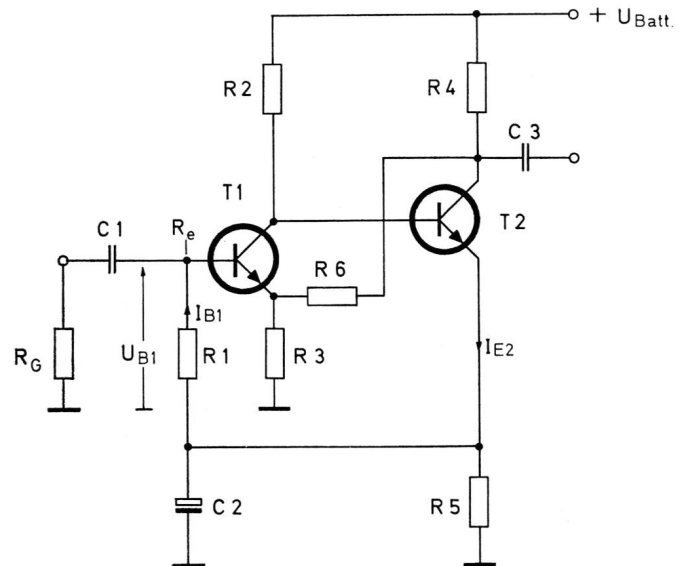
Bei der in diesem Fall kleinsten Betriebsspannung von 5 V verbleibt dann, vermindert um die allerdings kleine Kollektor-Emitter-Restspannung der verwendeten Transistoren, eine Kollektorwechselspannung von  $2 V_{SS}$  oder von theoretisch  $0,7 V_{eff}$ . Die Praxis zeigt, daß dieser theoretische Wert noch mindestens um 3 dB (je nach Klirrfaktorforderung, Bauelementestreuung und erreichter Stabilität auch mehr) verringert werden muß. Die Stabilisierung der Arbeitspunkte durch einen großen Emittterwiderstand führt also in diesem Fall zu ungünstigen Verhältnissen und muß daher durch die im Folgenden beschriebene geeignetere Stabilisierungsmethode ersetzt werden.

Wie Bild 9 zeigt, kann eine Gleichstromverstärkerschaltung mit 2 Transistoren, 6 Widerständen und 3 Kondensatoren aufgebaut werden.

Über R 1 wird der Basis von T 1 die Vorspannung  $U_{B1} = I_{E2} \cdot R 5$  vermindert, um den Spannungsabfall  $I_{B1} \cdot R 1$  zugeführt.

Es ergibt sich ein geschlossener Regelkreis: Basis 1 — Kollektor 1 — Basis 2 — Emittter 2 — R 1, dessen Arbeitspunkt-

Bild 9  
Prinzipschaltung  
der Verstärkerstufen



Stabilität umso größer ist, je höher die Gleichspannungsverstärkung, abzüglich der Dämpfung der jeweiligen Spannungsteiler z. B. zwischen R 1 und dem Eingangswiderstand  $R_e$  der Basis von T 1 usw. ist.

R 3 im Zusammenwirken mit der Gleichspannungs- und Wechselspannungsgegenkopplung vom Kollektor des Transistors T 2 über R 6, erhöht den Eingangswiderstand  $R_e$  der Verstärkergruppe und stabilisiert die Arbeitspunkte und die Wechselspannungsverstärkung weitgehend gegen Exemplarstreuungen und Temperatureinflüsse. Der Anteil des Emittterstromes des Transistors T 2 durch die Spannung  $I_{E2} \cdot R 5$ , sowie der Anteil der Kollektorspannung des Transistors T 2 an der Regelung (über R 6 — R 3) kann verschieden gewählt werden. Dadurch kann der Verlauf der Kollektorspannung des Transistors T 2 in Abhängigkeit von der Betriebsspannung beeinflusst werden. Will man die Gleich- und Wechselspannungsgegenkopplungen über R 6 — R 3 nicht getrennt dimensionieren, so wird die Gegenkopplung meist von der Wechselspannungsverstärkung der Verstärkergruppe bestimmt.

Da sich der Übertragungsbereich einer direkt gekoppelten Verstärkergruppe, ohne Berücksichtigung der Ein- und Auskoppelzeitkonstanten, von 0 Hz (Gleichstrom) bis etwa in diesem Falle 1 MHz (also über praktisch unendlich viele Oktaven) erstreckt, ist der Schwingneigung (vor allem der Regelschaltung) nicht nur im hochfrequenten Übertragungsbereich, sondern auch unterhalb des NF-Bandes besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Zur Selbsterregung eines Verstärkers muß sich die Phasenlage der Gegenkopplung um  $180^{\circ}$  gedreht haben, bei einer Verstärkung größer 1. Daher ist die Stabilität gegen Selbsterregung im Bereich unterhalb des Hörbereiches schwieriger zu erreichen als über 20 kHz, weil die Gleichstromverstärkung zur Erzielung einer ausreichenden Temperatur-Stabilität nicht zu klein werden darf, andererseits immer zwei Zeitkonstanten R 5 C 2 und die Ankoppelzeitkonstante an der Basis des Transistors T 1 benötigt werden, die bei gleicher oder nahe beiein-

ander liegender Grenzfrequenz zwangsläufig nach einer ausreichenden Zahl von Oktaven zu einer Phasendrehung von  $180^{\circ}$  führen.

Gegenmaßnahmen müssen von Fall zu Fall anhand der Bauteilegrenzwerte durch Verändern der verwendeten Zeitkonstanten, zusätzliche Gleichspannungsgegenkopplung o. ä. gesucht werden. Auskunft über den Tiefenfrequenzgang gibt das Verhalten des Verstärkers bei der Übertragung von Sprungfunktionen.

## Schaltungsbeschreibung zur Gesamtschaltung Bild 10.

### Aufnahme

Der Eingangswiderstand der Eingangsverstärkergruppe wird fast nur vom Basiszuleitungswiderstand R 5 (39 k $\Omega$ ) des Transistors T 1 bestimmt. Mit dem bei Aufnahme parallelgeschalteten Widerstand R 2 (8,2 k $\Omega$ ) ergibt sich ein effektiver Eingangswiderstand (am Kontakt 1 der Eingangsbuchse gemessen) von etwa 6,7 k $\Omega$ . Bei der Aufnahme-Einspeisung vom Rundfunkgerät nach der derzeit gültigen DIN 45511 von 0,1...2 mV pro k $\Omega$  Eingangswiderstand, muß also ein Eingangsspannungsbereich von 0,67...13,5 mV entsprechend 26 dB verarbeitet werden können. Um an dieselbe Eingangsbuchse auch niederohmige dynamische Mikrofone mit Innenwiderständen von 200...700  $\Omega$  entsprechend einer Empfindlichkeit von etwa 0,2 mV pro  $\mu\text{bar}$  anschließen zu können, wurde der Eingangsempfindlichkeitsbereich auf 0,2...15 mV entsprechend 37,5 dB ausgelegt.

Mit dem zugehörigen Fernsteuermikrofon GDM 305 kann Start und Stop bei Aufnahme fernbedient werden. Dazu wird durch die längere Steckerhülse der Kontakt S 3 an der Eingangsbuchse geöffnet. Der Mikrofonkontakt, verbunden mit Stift 6 und 7 des Mikrofonsteckers, übernimmt die Stromversorgung des Gerätes. In Stellung „Stop“ wird zusätzlich noch die Mikrofonkapsel kurzgeschlossen. An den Punkt 3 der Eingangsbuchse können wegen der Spannungsteilung zwischen R 3 (2,2 M $\Omega$ ) und dem Eingangswiderstand von 6,7 k $\Omega$  Tonfre-

quenzquellen mit einer Ausgangsspannung von 66 mV bis 4,920 V (z. B. Kristallphonabnehmer) angeschlossen werden.

Wird das C 200 in die Autohalterung eingesetzt, so werden über die am Boden des Gerätes befindliche Buchsenleiste alle notwendigen Verbindungen zur Autobatterie, zum Autosuper bzw. zu einer 4-W-Zusatzenstufe durchverbunden. Die eingebauten Babyzellen sind dann automatisch über S 2 abgeschaltet. In der Eingangsverstärkergruppe mit den Transistoren T 1 und T 2 wird die Eingangsspannung um 34 dB auf 10... 750 mV frequenzlinear verstärkt. Mit dem Pegelregler R 10 wird an der Basis des Transistors T 3 eine Spannung von 10 mV für 1 kHz Vollaussteuerung eingestellt. Am Emitter des Transistors T 5 steht dann bei 1 kHz eine Ausgangsspannung von 590 mV, bei der der Zeiger des Aussteuerungsinstrumentes die Rot-Grün-Marke gerade berühren soll. Über den sehr kleinen Subminiaturreistor R 1 (2,4 k $\Omega$ ) fließt dabei ein Aufnahme-Strom von 235  $\mu$ A stromkonstant durch die Aufnahmekopfwicklung b-c, die eine Impedanz von 125  $\Omega$  bei 1 kHz besitzt. Der Wicklung a-c wird über C 4 (120 pF) je nach Kopfdaten eine Vormagnetisierungsspannung von 15... 18 V zugeführt. Diese Spannung kann mit einem Tastkopf, der den Punkt a kapazitiv nur wenig belastet (VST 24), gemessen werden.

Die eisenlose Endstufe mit den Transistoren T 7, T 8, T 9 und T 10 schwingt bei Aufnahme als RC-Oszillator mit einer Frequenz von etwa 56 kHz. Mit dem Regler R 50 (25  $\Omega$ ) wird die Güte des Reihenkreises, bestehend aus dem Löschkopf, dem Kondensator C 27 (15 nF) und dem Widerstand R 53 (2,2  $\Omega$ ), und damit die Spannungsüberhöhung verändert, bis sich die geforderte Vormagnetisierungsspannung am Anschluß a des Aufnahmekopfes ergibt. Für ausreichende Löschdämpfung soll der Löschstrom 55 mA entsprechend einer Spannung von 121 mV an R 53 nicht unterschreiten.

In der Entzerrergruppe mit den Transistoren T 3, T 4 und T 5 wird die erforderliche Aufnahmeanhebung (Bild 11) von ca. 15 dB bei 9 kHz gegen 1 kHz durch die frequenzabhängige Gegenkopplung vom Emitter des Transistors T 5 auf den Emitter des Transistors T 3 mit den Schaltelementen R 17 - C 10, R 18 - R 22 - R 28 - C 12 - R 31, also durch ein reines RC-Gegenkopplungsnetzwerk, erreicht. Bei einer RC-Entzerrung ist es normalerweise nicht möglich, die Verstärkung oberhalb des NF-Bereiches durch einen steilen Abfall, wie bei einer Entzerrung mit einem Resonanzkreis, zu begrenzen.

Durch die Schaltelemente C 3 (470 pF) am Kollektor des Transistors T 1, sowie R 14 - C 6 am Pegelregler und R 24 - C 13 in der Entzerrergruppe wird ein ausreichender Abfall der Verstärkung oberhalb 10 kHz und damit eine genügende Dämpfung der eventuell eingestreuten Reste der Vormagnetisierungsfrequenz oder anderer HF-Spannungen erreicht.

Ein Teil des Vormagnetisierungsstromes in der Wicklung a-c des Aufnahmekopfes fließt über den NF-Anschluß b und

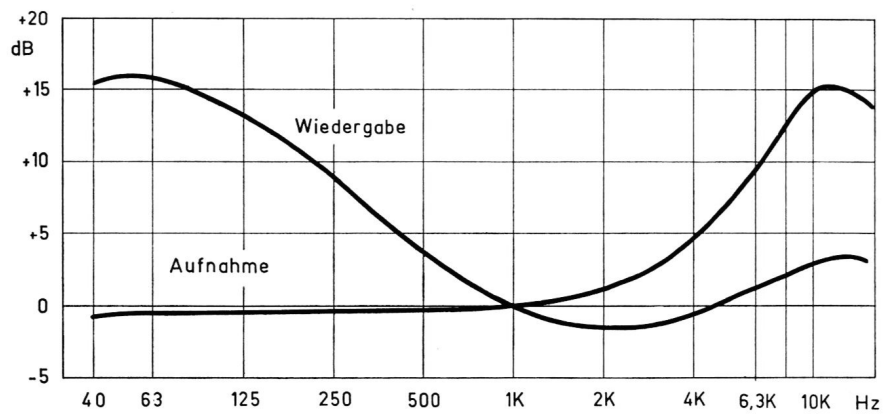


Bild 11 Frequenzgänge der Verstärker

R 1 (2,4 k $\Omega$ ) zum NF-Ausgang. Normalerweise ist deshalb in die NF-Zuleitung zum Anschluß b des Kopfes ein auf die Oszillatorfrequenz abgestimmter Sperrkreis geschaltet, der die HF-Restspannung am NF-Ausgang des Aufnahmeverstärkers genügend klein hält, um Störungen der Aussteuerungsanzeige und eine Erhöhung des NF-Klirrfaktors zu vermeiden. Um an diesem Punkt „eisenlos“ bleiben zu können, wurde der Innenwiderstand des NF-Ausgangs durch die Emitterfolgestufe mit dem Transistor T 5 niederohmig (ca. 50  $\Omega$ ) gemacht. Durch die hiermit erreichbare Spannungsteilung zwischen R 1 (2,4 k $\Omega$ ) und dem Innenwiderstand des Emitterfolgers von ca. 50  $\Omega$  konnte die HF-Restspannung am NF-Ausgang klein genug gehalten und Störungen vermieden werden.

Bild 11 zeigt die Frequenzgänge des Aufnahme- und Wiedergabeverstärkers. Bild 12 zeigt den Frequenzgang des Gerätes „Über Band“ gemessen mit Leerband-Charge 250658.

### Wiedergabe

Bei Siliziumtransistoren für rauscharme Vorstufen z. B. BC 109 oder ähnliche, sind zur optimalen Rauschanpassung Generatorinnenwiderstände bis etwa 10 k $\Omega$  bei dem gewählten Kollektorstrom von etwa 0,1 mA notwendig. Mit Rücksicht auf noch verarbeitbare Drahtdurchmesser kann bei dem, für die verwendete Compact-Kassette notwendigen Miniatur-Wiedergabekopf eine Impedanz von 1,2 k $\Omega$  verwirklicht werden. Damit wird ein Wiedergabeverstärker-Rauschabstand (Spitzenwert bewertet mit Ohrkurvenfilter nach DIN 45405) von  $\geq$  51 dB erreicht. Hierbei wird der Über-

Band-Rauschabstand mit Sicherheit nicht vom Verstärkerrauschabstand verschlechtert.

Die vom Wiedergabekopf bei Vollaussteuerung 1 kHz abgegebene Spannung beträgt im Mittel 1 mV. In der Vorverstärkergruppe wird mit den Transistoren T 1 und T 2 das Wiedergabesignal um 34 dB auf 50 mV, an der Basis des Transistors T 3 gemessen, verstärkt.

In der Entzerrergruppe mit den Transistoren T 3, T 4 und T 5 wird der physikalisch bedingte Abfall der tiefen Frequenzen (der sog.  $\omega$ -Gang) und die Höhenabtastrverluste des Wiedergabekopfes durch die frequenzabhängige Gegenkopplung mit den Schaltelementen R 23 - R 32 und C 15 ausgeglichen. Bild 12 zeigt den Über-alles-Frequenzgang.

Am hochohmigen Ausgang stehen im Mittel 335 mV bei 1 kHz Vollaussteuerung zur Verfügung.

Durch den Klangregler R 20 - C 19 und eine, an das Gehäuse und den verhältnismäßig großen Lautsprecher mit 7,5  $\Omega$  Impedanz angepaßte physiologische Lautstärkeregelung (C 20 - C 21 - R 39 - R 41 - R 30), sowie durch die Ausgangsleistung von 800 mW, wird ein abgerundeter Klangeindruck erzielt.

Die bewährte gleich- und wechselstromgegengekoppelte Endstufen-Schaltung, die im Wesentlichen dem „Prima-Boy“ entnommen wurde, mit den Transistoren T 7, T 8, T 9 und T 10 und den Heißleiter R 48 gewährleistet eine gute Temperaturstabilität. An die Buchse für Außenlautsprecher können Lautsprecher mit einer Impedanz von 5  $\Omega$  angeschlossen werden.

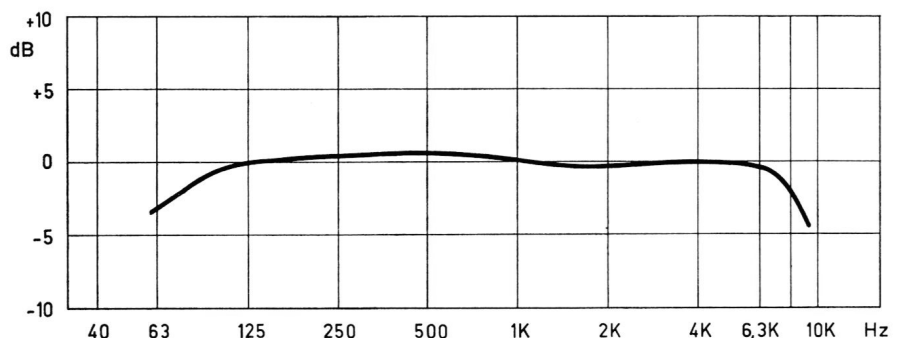


Bild 12 Frequenzgang „über Band“, gemessen mit DIN-Bezugsband

Durch den vorgeschalteten Widerstand R 51 ( $2,7 \Omega$ ) wird die Nennimpedanz von  $7,5 \Omega$  für den Verstärker erreicht, außerdem werden bei einem kurzzeitigen Kurzschluß des Lautsprecherausganges die Endtransistoren geschützt. An derselben Buchse (Stecker umgekehrt gesteckt) kann ein Ohrhörer, z. B. Typ 340, mit einer Impedanz von  $2 \text{ k}\Omega$  zum Mit-hören bei Aufnahme angeschlossen werden. Bei Autobetrieb wird über Kontakt 10 der Autobuchse eine Zusatzendstufe in der Autohalterung von ca. 4 W Ausgangsleistung angesteuert. Lautstärke-regler R 30 und Klangregler R 20 behalten dabei ihre Funktionen.

Mit dem Anzeigeinstrument wird die Betriebsspannung angezeigt. Berührt der Zeiger die Grün-Rotgrenze, so ist die Batteriespannung auf 5 V abgesunken und der Batteriesatz muß ersetzt werden. An die Buchse „7,5 V“ kann das GRUNDIG-Netzteil TN 12 a mit einer Lastspannung von 7,5 V angeschlossen werden, die eingebauten Batterien werden automatisch durch den Kontakt S 4 abgeschaltet.

### Elektronische Motorregelung

Die in Bild 14 gezeichnete Motorregelschaltung hält die Drehzahl eines Gleichstromkollektormotors üblicher Bauart gegen Batteriespannungs-Schwankungen und Laständerungen konstant. Wird die Batteriespannung und damit auch die

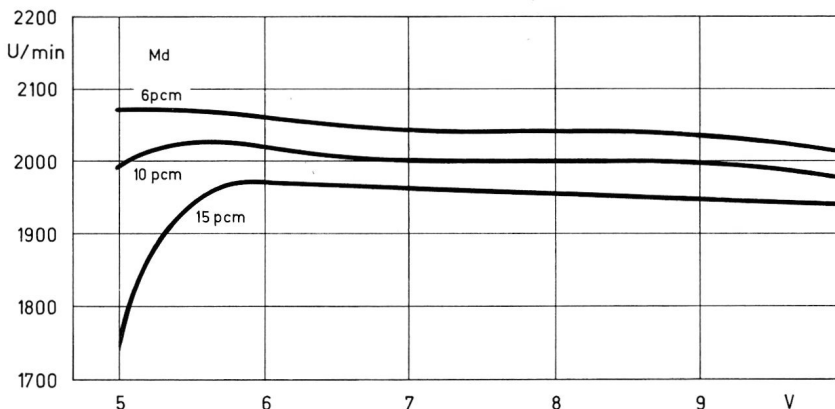


Bild 15 Drehzahl des geregelten Motors bei verschiedenen Drehmomenten in Abhängigkeit von der Batteriespannung. Nenn Drehmoment = 10 pcm (Umgebungstemperatur  $20^\circ \text{C}$ )

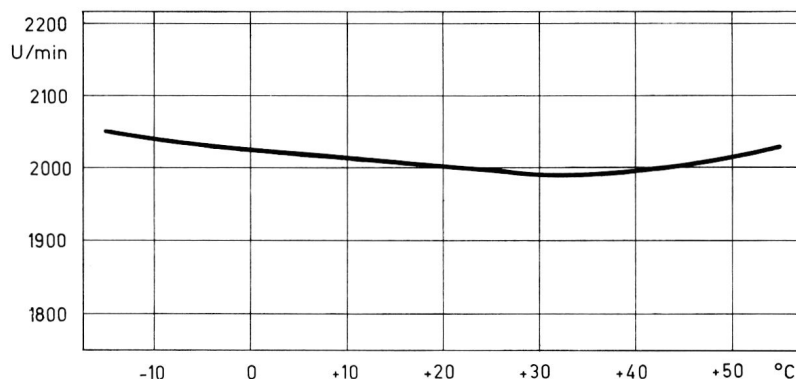


Bild 16 Drehzahl des geregelten Motors in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $M_d = 10 \text{ pcm}$   $U_{\text{batt}} = 7,5 \text{ V}$

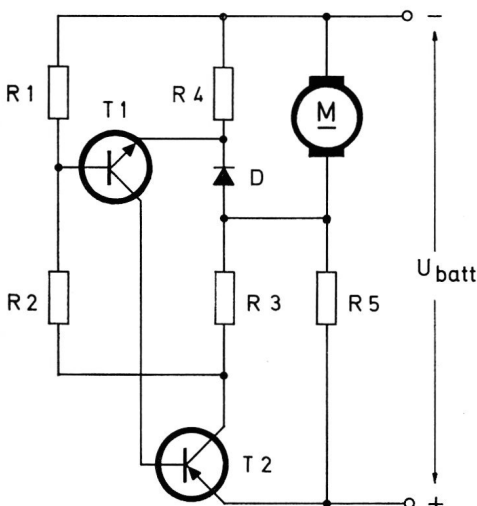


Bild 14 Prinzipschaltung der Motorregelung

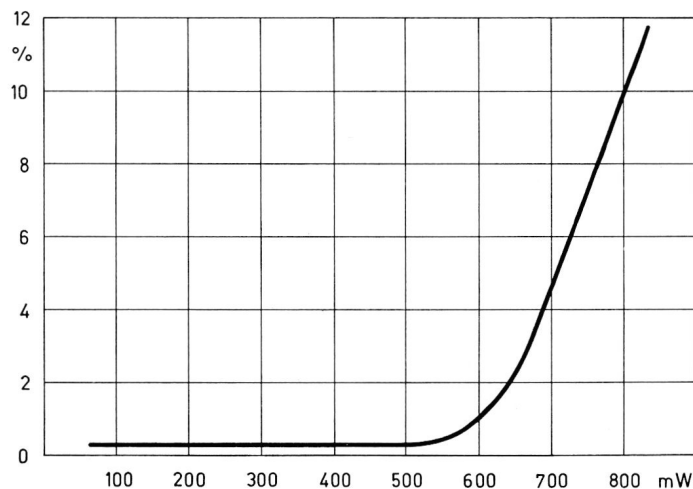


Bild 13 Klirrfaktor bei 333 Hz in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung abgeschlossen mit  $7,5 \Omega$ ,  $U_{\text{batt}} = 7,5 \text{ V}$

Motorspannung höher, so wird die Basis-Emitterspannung des Transistors T 1 kleiner und dadurch wird der Regeltransistor T 2 weiter zugesteuert und die Spannung am Motor wird geringer. Wird das abgegebene Drehmoment des Motors erhöht, so steigt der Motorstrom. Durch den dadurch steigenden Spannungsabfall an R 3, erhöht sich die Basis-Emitterspannung des Transistors T 1, damit wird der Regeltransistor T 2 niederohmiger und die Motorspannung wird wieder hochgeregelt (Bild 15). Durch Überbrücken der Regelstrecke mit einem Widerstand R 5 wird das Anlaufverhalten verbessert. Das Temperaturverhalten der Halbleiterbauelemente kompensiert sich zum Teil. Die Temperaturstabilität wird dadurch weiter verbessert, daß man einen Teil des Basis-Emitterwiderstandes R 2 als temperaturabhängigen Widerstand (kupfergewickelter Widerstand) ausbildet (Bild 16).

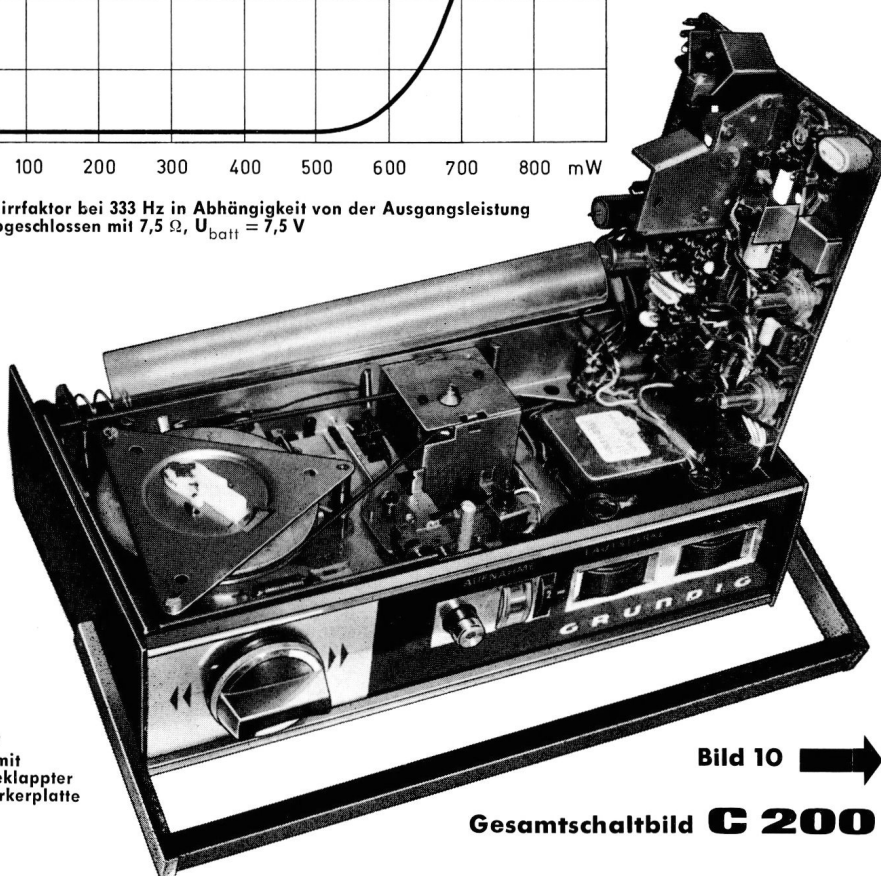


Bild 17 C 200 mit hochgeklappter Verstärkerplatte

Bild 10 →

## Gesamtschaltbild C 200

BC 108  
BC 109

AC 187 K  
AC 188 K  
AC 128 K

BC 181

AC 125  
AC 127

OC 76

P Pegelregler  
LEVEL CONTROL  
RÉGLAGE DE NIVEAU Kenn-Nr. 510

K Klangregler  
TONE CONTROL  
RÉGLAGE TONALITÉ Kenn-Nr. 5108

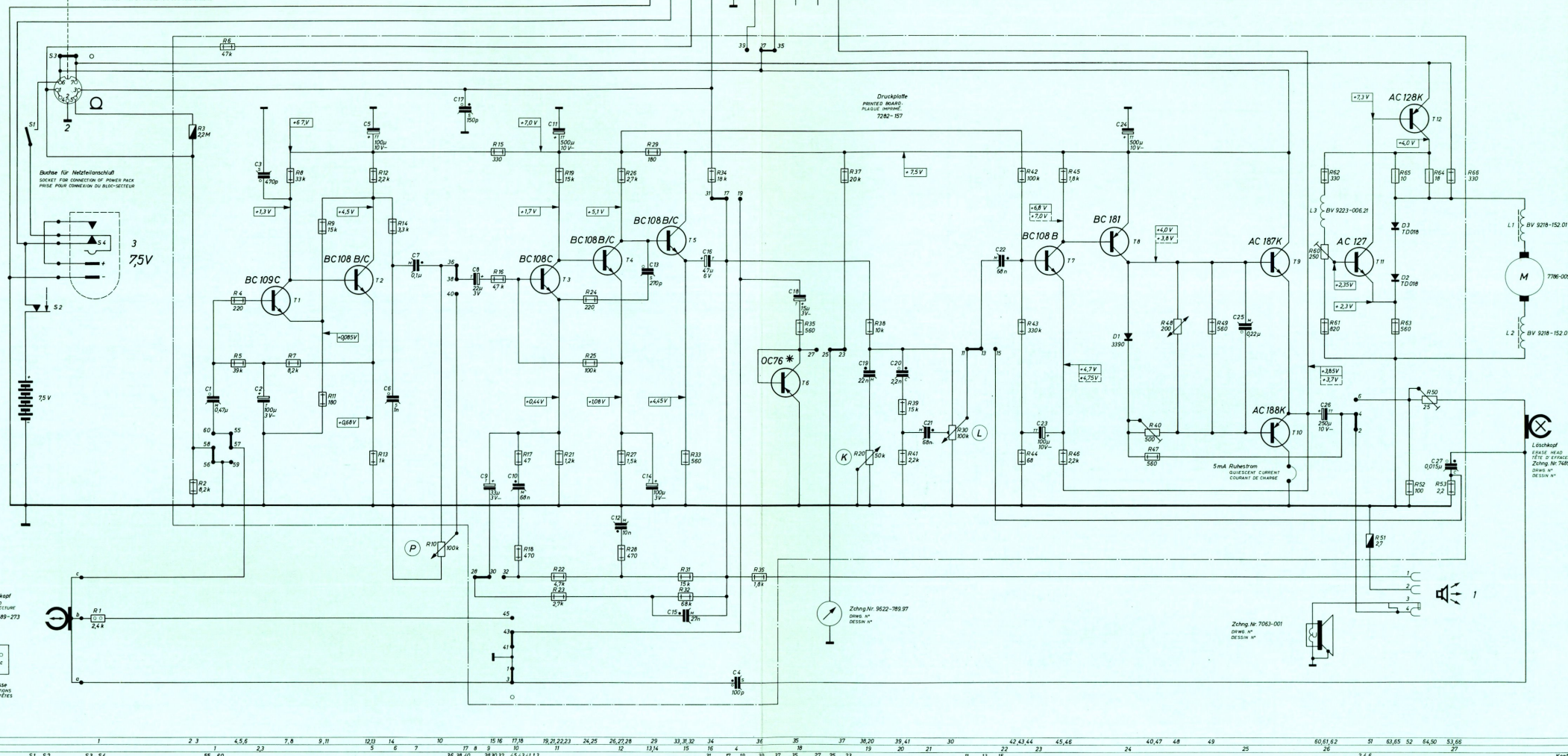
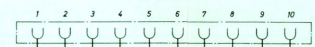
R 50 Einstellregler für Vornormierungsspannung  
PRE-SET CONTROL FOR MAINTENANCE VOLTAGE  
RÉGLAGE POUR LA TENSION PRÉNORMALISATION

L Lautstärkerregler  
VOLUME CONTROL  
RÉGLAGE DE PUISSANCE Kenn-Nr. 5109

R 40 Einstellregler für Endstufen-Ruhestrom  
PRE-SET CONTROL FOR QUIESCENT CURRENT OF OUTPUT STAGE  
RÉGLAGE DU COURANT DE CHARGE DÉTACHE DE SORTIE

R 60 Einstellregler für Bandgeschwindigkeit  
PRE-SET CONTROL FOR TAPE SPEED  
RÉGLAGE POUR LA VITESSE DE DÉFILEMENT

Buchse für Autonschluss  
SOCKET FOR CONNECTION  
PRISE DE RACCORDEMENT "AUTO"

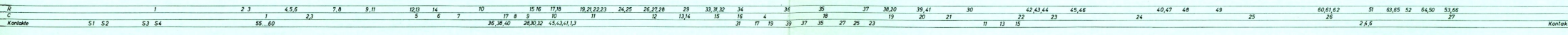


Hör-Sprechkopf  
RECORDER HEAD  
TÊTE ENREGISTREUSE  
Zeichn. Nr. 7489-273  
dessin n°

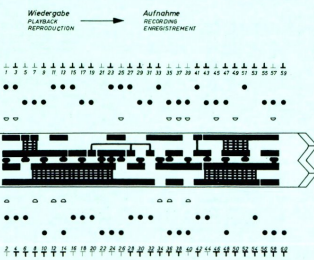
Kopfschaltzüge  
HEAD CONNECTIONS  
CONNEXIONS TÊTES

Druckplatte  
PRINTER BOARD  
PLAQUE IMPRIMERIE  
7262-157

Loskopf  
FRASE HEAD  
TÊTE D'ÉCRÉMENT  
Zeichn. Nr. 7489-080  
dessin n°



Schebeschalter (gezeichnet in Stellung „Wiedergabe“)  
SLIDER SWITCH (IN PLAYSIDE POSITION)  
TRANSLATEUR (EN POS. REPRODUCTION)



Wiedergabe  
REPRODUCTION

Aufnahme  
RECORDING  
ENREGISTREMENT

Kontaktschalter  
CONTACT SWITCH  
POSITION DE CONTACT

Lötanschluss  
SOLDER PAD  
POINT DE SOUDURE

Printzitze  
PINN  
POINTES DE CONDUCTEUR

Bedienung OPERATING POSITION POSITION D'OPERATION	S1	S2	S3	S4
Rücklauf PAUSE ARRÊT	●	●	●	●
Verlauf PLAY MARCHÉ	●	●	●	●
Stop	●	●	●	●
Pause PAUSE ARRÊT	●	●	●	●
Start START MARCHÉ	●	●	●	●
Fernbedienung REMOTE CONTROL COMMANDE À DISTANCE				
Autoschneid FOR USE IN CAR INDICATEUR EN VOITURE				
Fremdspeisung OUTSIDE CONNECTION TENSION INDEPENDANT				

- Kondensator mit Kennzeichnung des Außenbeleges  
CAPACITOR WITH INDICATION OF OUTER CONTACTS  
CONDENSATEUR AVEC INDICATION DE LA SARRIURE EXTERIEURE
- Elko  
TANTALUM CAPACITOR  
CAP TANTALUM
- Temperatur-Elko  
TEMPERATURE-SENSITIVE CAPACITOR  
CONDENSATEUR A SENSIBILITÉ TEMPÉRATURE
- MKT-Kondensator  
MKT-CAPACITOR  
MKT-CAPACITEUR
- Polystyrol  
POLYSTYRENE  
POLYSTYRENE
- KC-Kondensator  
KC-CAPACITOR  
KC-CAPACITEUR
- 63 V
- 100 V
- 160 V
- 120 W
- 1/8 W
- 1/3 W
- 1/2 W

Spannungen bei  
VOLTAGES MEASURED AT  
TENSIONS EN POS.

Wiedergabe („Pause“)  
REPRODUCTION  
EN POS. REPRODUCTION  
ohne Signal mit Multi-FM  
(R<sub>e</sub> = 33,3 kΩ/V) gegen Minus gemessen.  
WITHOUT SIGNAL WITH MULTI-FM NO  
(INPUT RESISTANCE 33,3 kΩ/V) AGAINST CHASSIS.  
Aufnahme  
IN RECORD POS.  
EN REENREGISTREMENT  
sans signal avec Multi-FM  
RESISTANCE À CHASSIS.

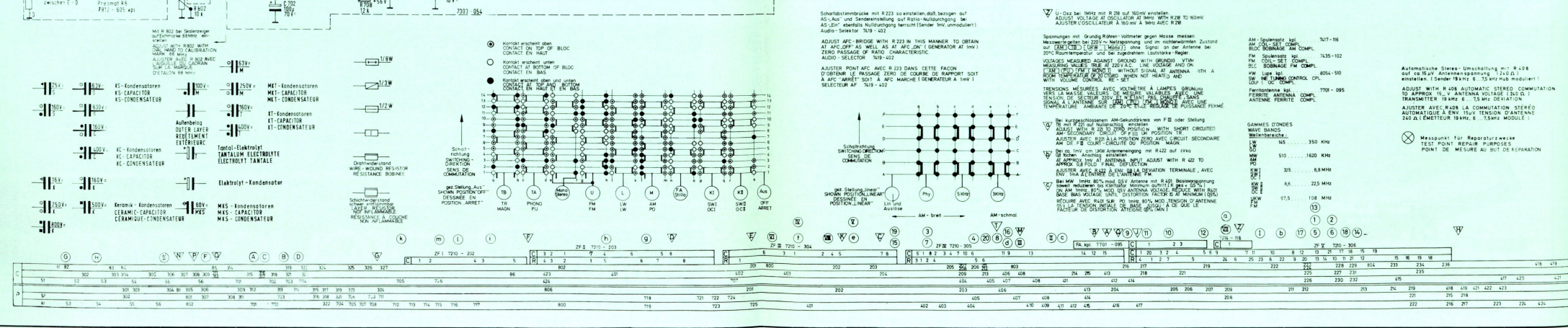
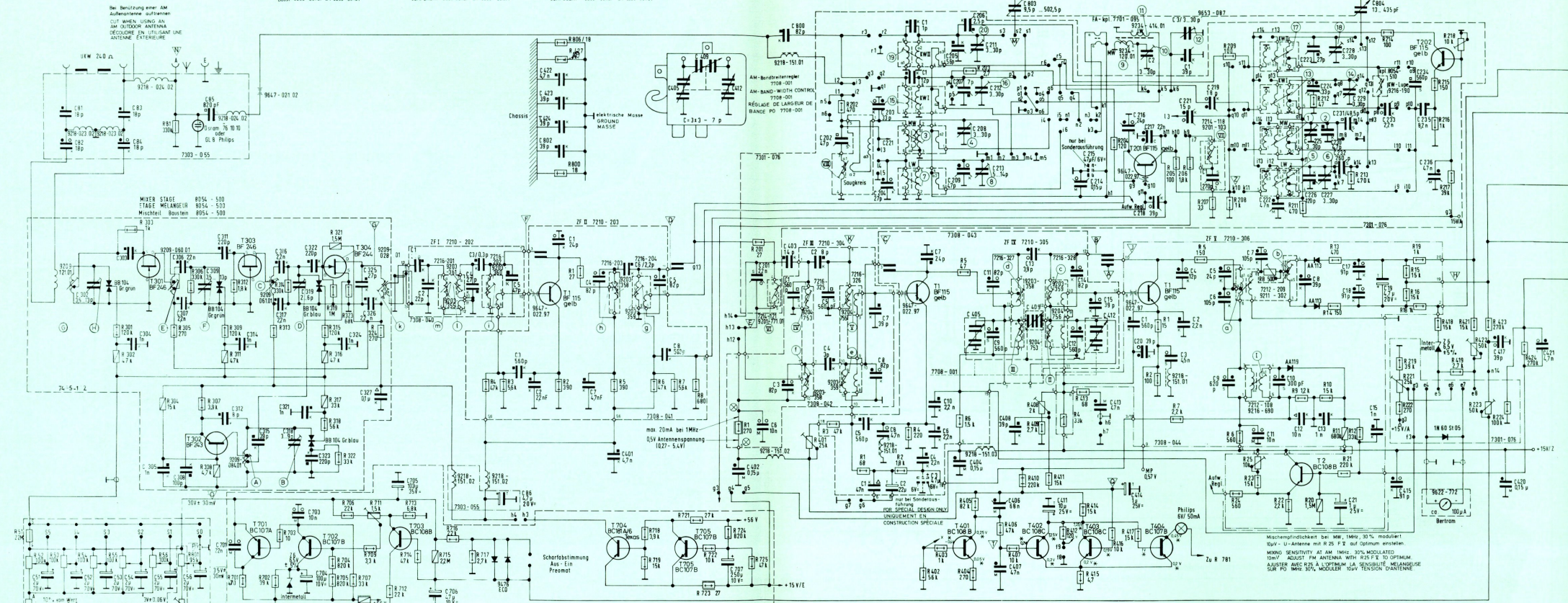
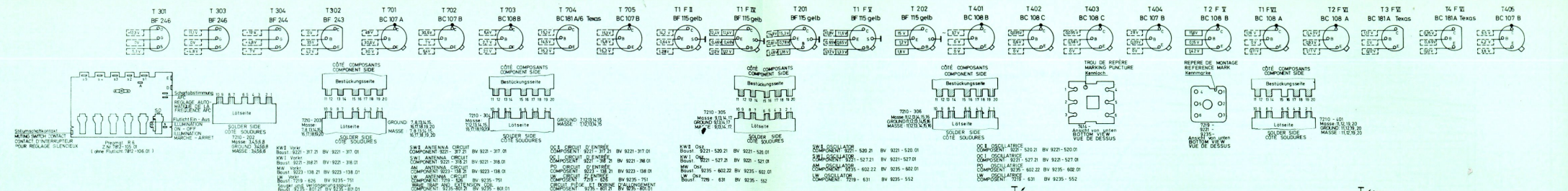
Änderungen vorbehalten!  
ALTERATIONS RESERVÉES!  
MODIFICATIONS RÉSERVÉES!

Alle Anschlüsse auf Buchsenlötlitze gesehen  
SOLDERING FOR VIEW OF SOCKETS  
VUES CÔTÉ SOUDURE

gezeichnet in Stellung „Stop“  
CONTRACT IN POSITION „STOP“  
MARQUE EN POS. „STOP“



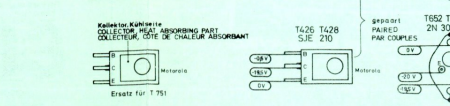
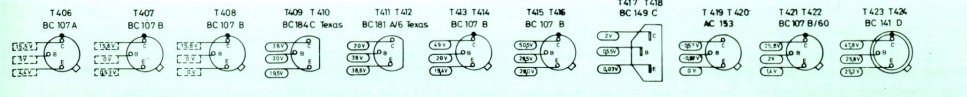
CASSETTEN-Tonbandgerät  
**C 200**  
Gesamtschaltbild





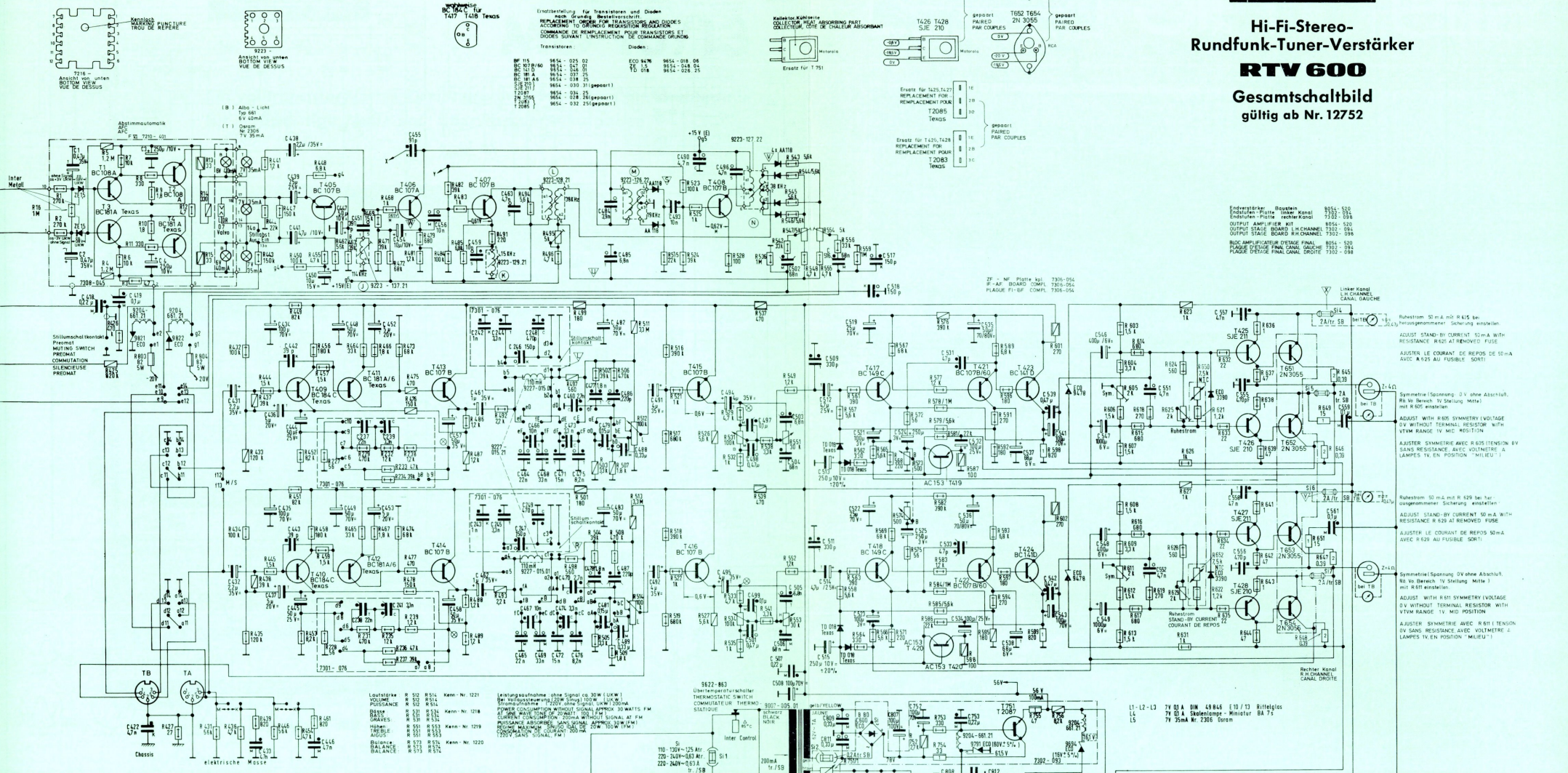
# Hi-Fi-Stereo- Rundfunk-Tuner-Verstärker RTV 600

## Gesamtschaltbild gültig ab Nr. 12752



Umstellung für Transistoren und Dioden  
nach Grundig Bauteilverzeichnis  
REPLACEMENT OF TRANSISTORS AND DIODES  
AFTER THE PARTS LIST  
COMMANDE DE REMPLACEMENT POUR TRANSISTORS ET DIODES D'APRES LE MANUEL DE CONSTRUCTION

Transistoren:	Dioden:
BC 107 A	1N 400 1
BC 107 B	1N 400 2
BC 107 C	1N 400 3
BC 141 D	1N 400 4
BC 149 C	1N 400 5
BC 184 C	1N 400 6
BC 207 B/G	1N 400 7
BC 207 B	1N 400 8
BC 207 C	1N 400 9
BC 207 D	1N 400 10
BC 207 E	1N 400 11
BC 207 F	1N 400 12
BC 207 G	1N 400 13
BC 207 H	1N 400 14
BC 207 I	1N 400 15
BC 207 J	1N 400 16
BC 207 K	1N 400 17
BC 207 L	1N 400 18
BC 207 M	1N 400 19
BC 207 N	1N 400 20
BC 207 O	1N 400 21
BC 207 P	1N 400 22
BC 207 Q	1N 400 23
BC 207 R	1N 400 24
BC 207 S	1N 400 25
BC 207 T	1N 400 26
BC 207 U	1N 400 27
BC 207 V	1N 400 28
BC 207 W	1N 400 29
BC 207 X	1N 400 30
BC 207 Y	1N 400 31
BC 207 Z	1N 400 32



Endverstärker - Basskanal	8051 - 520
Endstufe - Platte rechter Kanal <td>7302 - 538</td>	7302 - 538
OUTPUT AMP - REAR WKT <td>8051 - 520</td>	8051 - 520
OUTPUT STAGE BOARD R.H. CHANNEL <td>7302 - 538</td>	7302 - 538
OUTPUT STAGE BOARD L.H. CHANNEL <td>7302 - 538</td>	7302 - 538
BCDC AMPLIFICATEUR D'ETAGE FINAL <td>8051 - 520</td>	8051 - 520
PLAQUE D'ETAGE FINAL DROITE <td>7302 - 538</td>	7302 - 538
PLAQUE D'ETAGE FINAL GAUCHE <td>7302 - 538</td>	7302 - 538

Substratum 50 mA mit R 615 bei  
beispielsweiser Schaltung einstellen.  
ADJUST STAND-BY CURRENT 50 mA WITH  
RESISTANCE R 615 AT REMOVED FUSE  
AJUSTER LE COURANT DE REPOS DE 50 mA  
AVEC R 615 AU FUSIBLE SORTI

Symmetrische Spannung 0 V ohne Anschluss  
R 616 bei 18 V Stellung Meter  
mit R 616 einstellen.  
ADJUST WITH R 616 SYMMETRY VOLTAGE  
0 V WITHOUT TERMINAL RESISTOR WITH  
VTVM RANGE 18 V MET. POSITION

ADJUSTER SYMMETRIE AVEC R 616 TENSION 0 V  
SANS RESISTANCE AVEC VOLTMETRE A  
LAMPES TV EN POSITION "MILIEU"

Substratum 50 mA mit R 629 bei 18 V  
beispielsweiser Schaltung einstellen.  
ADJUST STAND-BY CURRENT 50 mA WITH  
RESISTANCE R 629 AT REMOVED FUSE  
AJUSTER LE COURANT DE REPOS 50 mA  
AVEC R 629 AU FUSIBLE SORTI

Symmetrische Spannung 0 V ohne Anschluss  
R 630 bei 18 V Stellung Meter  
mit R 630 einstellen.  
ADJUST WITH R 630 SYMMETRY VOLTAGE  
0 V WITHOUT TERMINAL RESISTOR WITH  
VTVM RANGE 18 V MET. POSITION

ADJUSTER SYMMETRIE AVEC R 630 TENSION  
0 V SANS RESISTANCE AVEC VOLTMETRE A  
LAMPES TV EN POSITION "MILIEU"

Bei Stellung UKW - Stereo und HF-Stereo-Signal nur an Antenne  
A POSITION FM STEREO AND HF STEREO SIGNAL ONLY AT ANTENNA

A POSITION FM STEREO ET SIGNAL HF STEREO UNiquement à l'antenne

TR (UNIVERSAL)  
1 MONO RECORDING STEREO RECORDING L.H. CHANNEL  
2 MONO PLAYBACK STEREO PLAYBACK L.H. CHANNEL  
3 STEREO RECORDING R.H. CHANNEL  
4 STEREO PLAYBACK R.H. CHANNEL  
5 GROUND  
6 STEREO PLAYBACK L.H. CHANNEL  
7 STEREO PLAYBACK R.H. CHANNEL

MAGN (UNIVERSAL)  
1 ENGAGEMENT MONO ENGAGEMENT STEREO GAUCHE  
2 MUTE  
3 REPRODUCTION MONO REPRODUCTION STEREO DROITE  
4 Wiedergabe Stereo rechts  
5 REPRODUCTION STEREO GAUCHE  
6 MUTE  
7 STEREO GAUCHE  
8 STEREO DROITE

Strammaufnahme (220V 20W Sinus UKW 150A)  
CURRENT CONSUMPTION (220V 20W)  
SINE WAVE FM (UKW)  
COSUMATION DE COURANT  
1220V 20W COURANT SINUSOÏDALE  
FM J 048 A

Netz 10V - 240V 50-60 Hz  
LINE 10V - 240V 50-60 Hz  
SECTION 10V - 240V 50-60 Hz

11 - L2 - L3 7V 0.1 A 5W 48R46 E 1/10 B Brittelglas  
7V 0.1 A Siedelöhne - Miniatur BA 75  
L5 7V 75mA Nr. 2306 Gerson

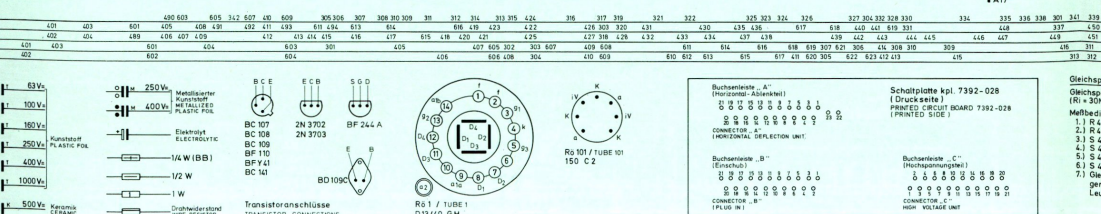
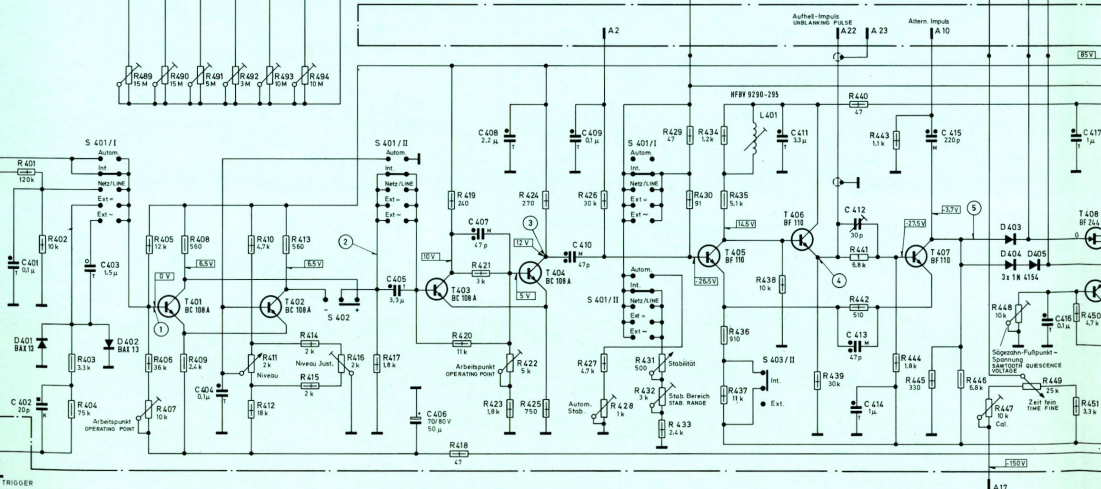
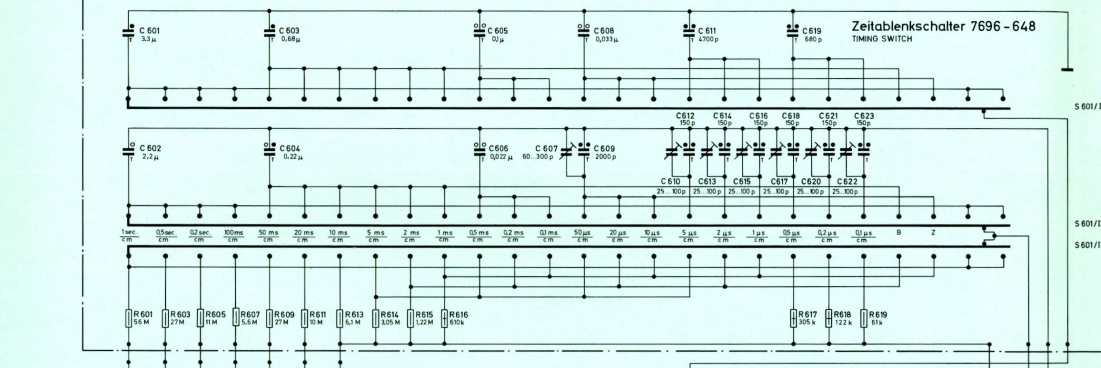
F M 720 - 408		J		W		K		L		M		N		C		R	
631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648
649	650	651	652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	666
667	668	669	670	671	672	673	674	675	676	677	678	679	680	681	682	683	684
685	686	687	688	689	690	691	692	693	694	695	696	697	698	699	700	701	702
703	704	705	706	707	708	709	710	711	712	713	714	715	716	717	718	719	720
721	722	723	724	725	726	727	728	729	730	731	732	733	734	735	736	737	738
739	740	741	742	743	744	745	746	747	748	749	750	751	752	753	754	755	756
757	758	759	760	761	762	763	764	765	766	767	768	769	770	771	772	773	774
775	776	777	778	779	780	781	782	783	784	785	786	787	788	789	790	791	792
793	794	795	796	797	798	799	800	801	802	803	804	805	806	807	808	809	810
811	812	813	814	815	816	817	818	819	820	821	822	823	824	825	826	827	828
829	830	831	832	833	834	835	836	837	838	839	840	841	842	843	844	845	846
847	848	849	850	851	852	853	854	855	856	857	858	859	860	861	862	863	864
865	866	867	868	869	870	871	872	873	874	875	876	877	878	879	880	881	882
883	884	885	886	887	888	889	890	891	892	893	894	895	896	897	898	899	900

0,10 MHz - 3 dB  
1 MΩ // 35 pF

Einschub / PLUG IN  
VE 10 59-8908-1101  
oder / OR  
ZE 10 59-8909-1101

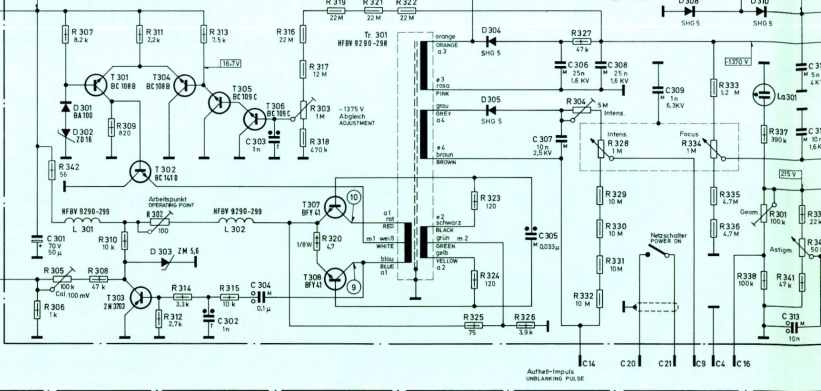
21 pol. Stecker  
CONNECTION  
ZUR Buchsenleiste "B"  
TO CONNECTOR "B"

Horizontal - Ablenkteil 59-8907-1101  
HORIZONTAL DEFLECTION UNIT

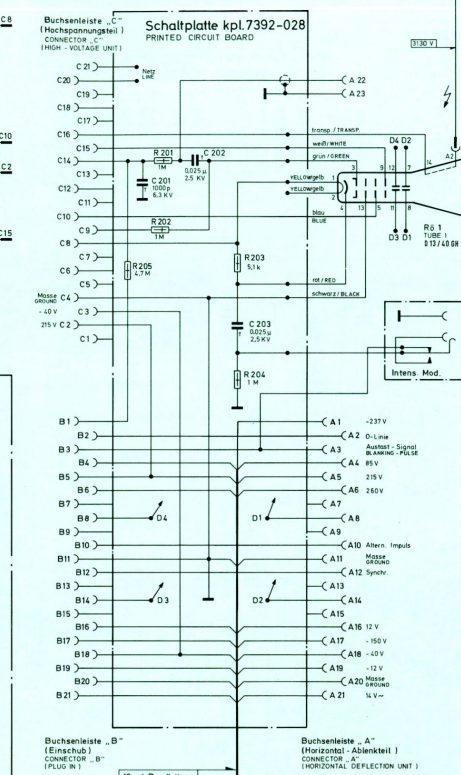


Transistoranschlüsse  
TRANSISTOR CONNECTIONS

### Hochspannungsteil 7790-325 HIGH-VOLTAGE UNIT



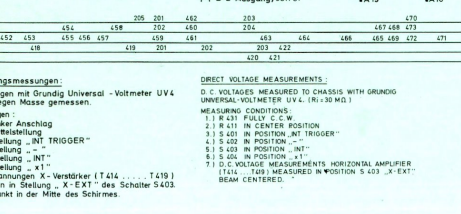
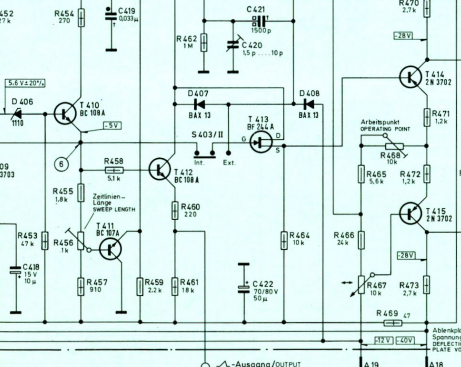
### Schaltplatte kpl. 7392-028 PRINTED CIRCUIT BOARD



Buchsenleiste "A" (Horizontal - Ablenkteil)  
CONNECTOR "A" (HORIZONTAL DEFLECTION UNIT)

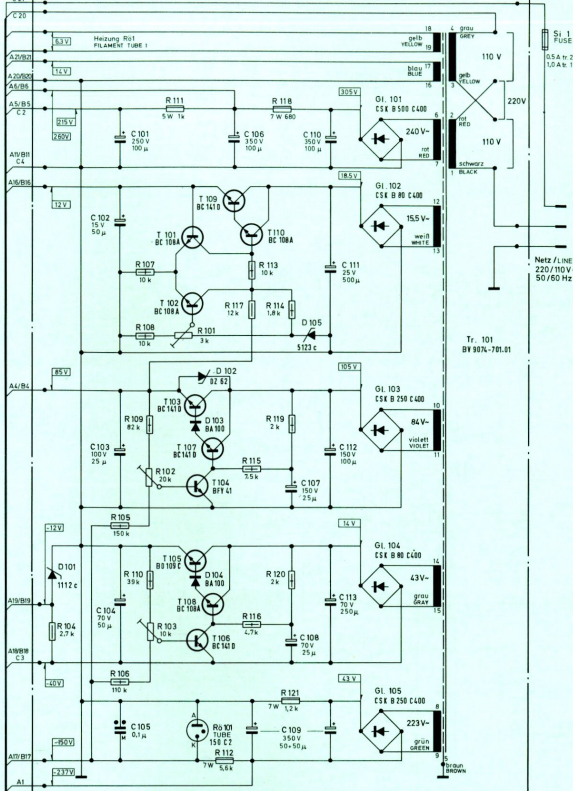
Buchsenleiste "B" (Einschub / PLUG IN)  
CONNECTOR "B" (PLUG IN)

18 pol. Bandleitung  
IN COORD. FLAT CABLE



Transistoranschlüsse  
TRANSISTOR CONNECTIONS

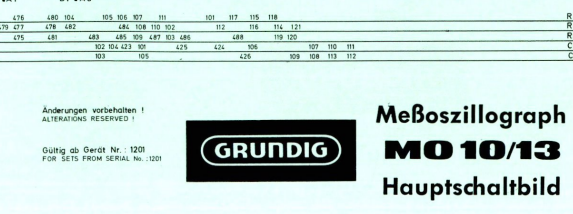
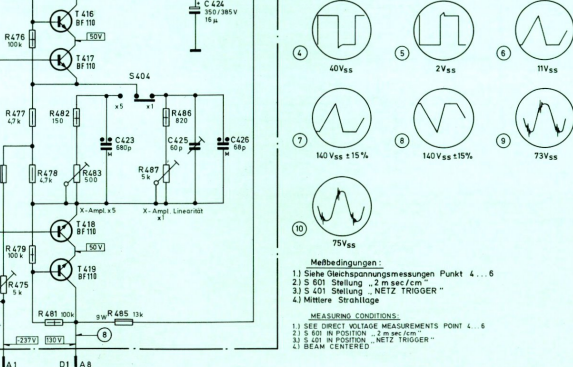
### Netzteil 7790-345 POWER SUPPLY



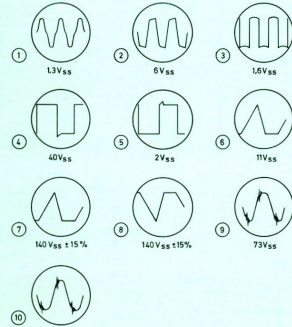
Buchsenleiste "A" (Horizontal - Ablenkteil)  
CONNECTOR "A" (HORIZONTAL DEFLECTION UNIT)

Buchsenleiste "B" (Einschub / PLUG IN)  
CONNECTOR "B" (PLUG IN)

18 pol. Bandleitung  
IN COORD. FLAT CABLE



Transistoranschlüsse  
TRANSISTOR CONNECTIONS



Meßbedingungen:  
1) Siehe Gleichspannungsmessungen Punkt 4...6  
2) S 601 Stellung - 2 m sec/cm  
3) S 401 Stellung - NETZ TRIGGER  
4) Mittlere Strahlröhre

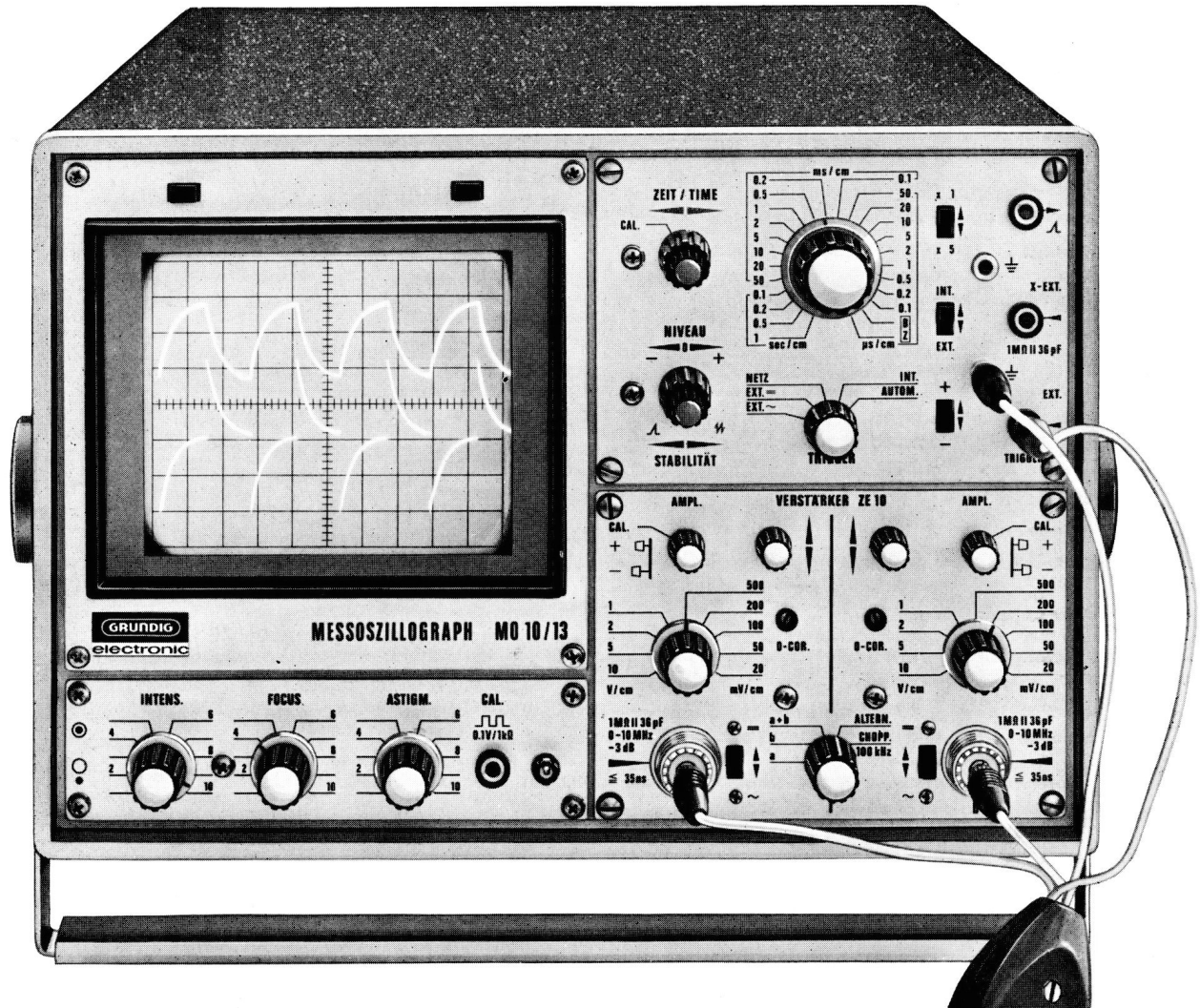
MEASURING CONDITIONS:  
1) SEE DIRECT VOLTAGE MEASUREMENTS POINT 4...6  
2) S 601 IN POSITION - 2 m sec/cm  
3) S 401 IN POSITION - NETZ TRIGGER  
4) MIDDLE STRAY TUBE



Grundig ab Gerät Nr. 1201  
FOR SETS FROM SERIAL NO. 1201

# Meßoszillograph MO 10/13

Ein volltransistorisiertes Oszillographen-System in Einschubtechnik für hochwertige Meß- und Überwachungs-Aufgaben



Elektronenstrahl-Oszillographen finden in allen Bereichen der Wissenschaft und Technik Verwendung. Die Anforderungen sind demnach recht unterschiedlich. Um mit nur einem Grundgerät ein möglichst breites Anwendungsgebiet zu erfassen, verwendet man beim GRUNDIG Meßoszillographen-System MO 10/13 (Bild 1) verschiedene, den jeweiligen Aufgaben angepasste Einschübe. Die weiteren kennzeichnenden Eigenschaften des MO 10/13 sind die flache Bauweise, eine kontrastreich und scharf zeichnende 13-cm-Planschirm-Bildröhre mit großer nutzbarer Schirmfläche, das geringe Gewicht, die geringe Wärmeentwicklung und die mehr als sieben Dekaden überstreichende und bis 10 MHz triggerebare Zeitablenkung.

Dank moderner Konstruktions- und rationeller Fertigungsmethoden konnte der Preis des Gerätes niedrig gehalten werden.

← Bild 10 Hauptschaltung des Meßoszillographen **MO 10/13**

# Technische Daten des MO 10/13 System

## Elektronenstrahlröhre: D 13 — 40 GH

Schirmdurchmesser: 13 cm (Planschirm)  
 Leuchtfarbe: grün  
 Nachleuchtdauer: mittelkurz  
 Anodenspannung: 1 500 V  
 Gesamtbeschleunigungsspannung: 4,5 kV

## Gemeinsame Daten:

Eichspannung:  $100 \text{ mV}_{ss} \pm 1 \%$ ;  
 ca. 15 kHz - Rechteck

## X-Verstärkung: Gleichspannungsverstärker

Ablenkkoeffizient: 1 V/cm, 0,2 V/cm  
 Genauigkeit:  $\pm 3 \%$   
 Nennfrequenzbereich: 0 ... ca. 800 kHz  
 Anstiegszeit: ca. 0,45  $\mu\text{s}$   
 Eingangsimpedanz: 1 M $\Omega$  || 36 pF

**Zeitablenkung:** selbstschwingend, getriggert und automatisch getriggert

**Zeitmaßstab:** 22 Stufen 1000/500/200/100/50/20/10/5/2/1 ms/cm  
 500/200/100/50/20/10/5/2/1/0,5/0,2/0,1  $\mu\text{s/cm}$   
 geeicht  $\pm 3 \%$   
 Schaltstellungen für Bild, Zeile gesondert zusammengefaßt

Stetige Einstellung: ca. 1:3  
 Nichtlinearität:  $\leq 3 \%$   
 Zeitlinienlänge:  $\geq 10 \text{ cm}$   
 Dehnung: 5-fach, mit Ausnahme der Bereiche 0,2  $\mu\text{s/cm}$  und 0,1  $\mu\text{s/cm}$   
 Zeitablenkspannung: ca. 10 V

## Synchronisierung und Triggerung:

Betriebsarten: automatisch triggern, intern, extern =, extern ~, Netz, positiv-negativ  
 Synchronisierbereich: 1 Hz ... 15 MHz  
 Triggerbereich: 1 Hz ... 10 MHz (0 ... 10 MHz in Stellung EXT. =)  
 Ansprechschwelle intern: ca. 2 mm (bei 1 MHz)  
 Ansprechschwelle extern: ca. 300 mV (bei 1 MHz)  
 Eingangsimpedanz: ca. 80 k $\Omega$  || 30 pF

## Netzteil:

Wechselspannung: 110/240 V umschaltbar, 50 ... 60 Hz

**Leistungsaufnahme:** ca. 65 VA

Abmessungen: Breite 300 mm ohne Bügel, Höhe 207 mm, Tiefe 440 mm  
 ca. 9,2 kg

## Gewicht:

**Mitgeliefertes Zubehör:** bei Ausführung VE 10:  
 1 Anschlußkabel 6050 A  
 bei Ausführung ZE 10:  
 2 Anschlußkabel 6050 A

**Lieferbares Zubehör:** Spannungsteiler-Tastkopf TK 2 (20:1)  
 Spannungsteiler-Tastkopf TK 3 (10:1)  
 Demodulator-Tastkopf DK 1  
 Satz Übergangsstücke Z 3  
 Anschlußkabel 6050 A  
 Anschlußkabel 6050 B

## Verstärkereinschub VE 10:

Gleichspannungsverstärker

Ablenkkoeffizient x 1: 20 mV/cm  
 Frequenzbereich x 1: 0 ... 10 MHz (-3 dB)  
 Ablenkkoeffizient x 10: 2 mV/cm  
 Frequenzbereich x 10: 0 ... 6 MHz (-3 dB)  
 Anstiegszeit x 1: 0,035  $\mu\text{s}$   
 Anstiegszeit x 10: 0,06  $\mu\text{s}$   
 Überswingen:  $\leq 2 \%$   
 Dachschräge: Stellung „=“ 0%  
 (bei 10 ms Dachlänge)  
 Stellung „~“  $\leq 10 \%$   
 (bei 10 ms Dachlänge)

Stetige Einstellung: ca. 1:3 ungeeicht

Eingangsimpedanz: 1 M $\Omega$  || 36 pF

Max.

Eingangsspannung: 500 V =

Nichtlinearität:  $\leq 2 \%$

Abschwächer: 9 Stufen 20/50/100/200/500 mV/cm  
 1/2/5/10 V/cm, geeicht  $\pm 3 \%$

## Verstärkereinschub IE 10:

Wie VE 10 außer

Frequenzbereich x 10: 0 ... 8 MHz (-3 dB)  
 Anstiegszeit x 10: 0,044  $\mu\text{s}$   
 Welligkeit x 1:  $\leq 0,5 \%$   
 Welligkeit x 10:  $\leq 1 \%$   
 Signalverzögerung: 0,2  $\mu\text{s}$

## Zweikanal-Verstärkereinschub ZE 10:

Gleichspannungsverstärker

Ablenkkoeffizient 20 mV/cm

Betriebsarten: 1. nur Kanal „a“  
 2. nur Kanal „b“  
 3. „a+b“  
 4. „a-b“  
 5. „-a+b“  
 6. „-a-b“  
 7. freilaufende Umschaltung (ca. 100 kHz)  
 8. alternierender Betrieb der beiden Kanäle

Die folgenden Daten gelten für beide Kanäle

Ablenkkoeffizient: 20 mV/cm  
 Nennfrequenzbereich: 0 ... 10 MHz (-3 dB)  
 Anstiegszeit: 0,035  $\mu\text{s}$   
 Überswingen:  $\leq 2 \%$   
 Dachschräge: Stellung „=“ 0%  
 (bei 10 ms Dachlänge)  
 Stellung „~“  $\leq 10 \%$   
 (bei 10 ms Dachlänge)

Stetige Einstellung: ca. 1:3 ungeeicht

Eingangsimpedanz: 1 M $\Omega$  || 36 pF

Nichtlinearität:  $\leq 2 \%$

Übersprechdämpfung:  $> 40 \text{ dB}$  bei 10 MHz

Max. Eingangsspannung: 500 V =

Abschwächer: siehe VE 10

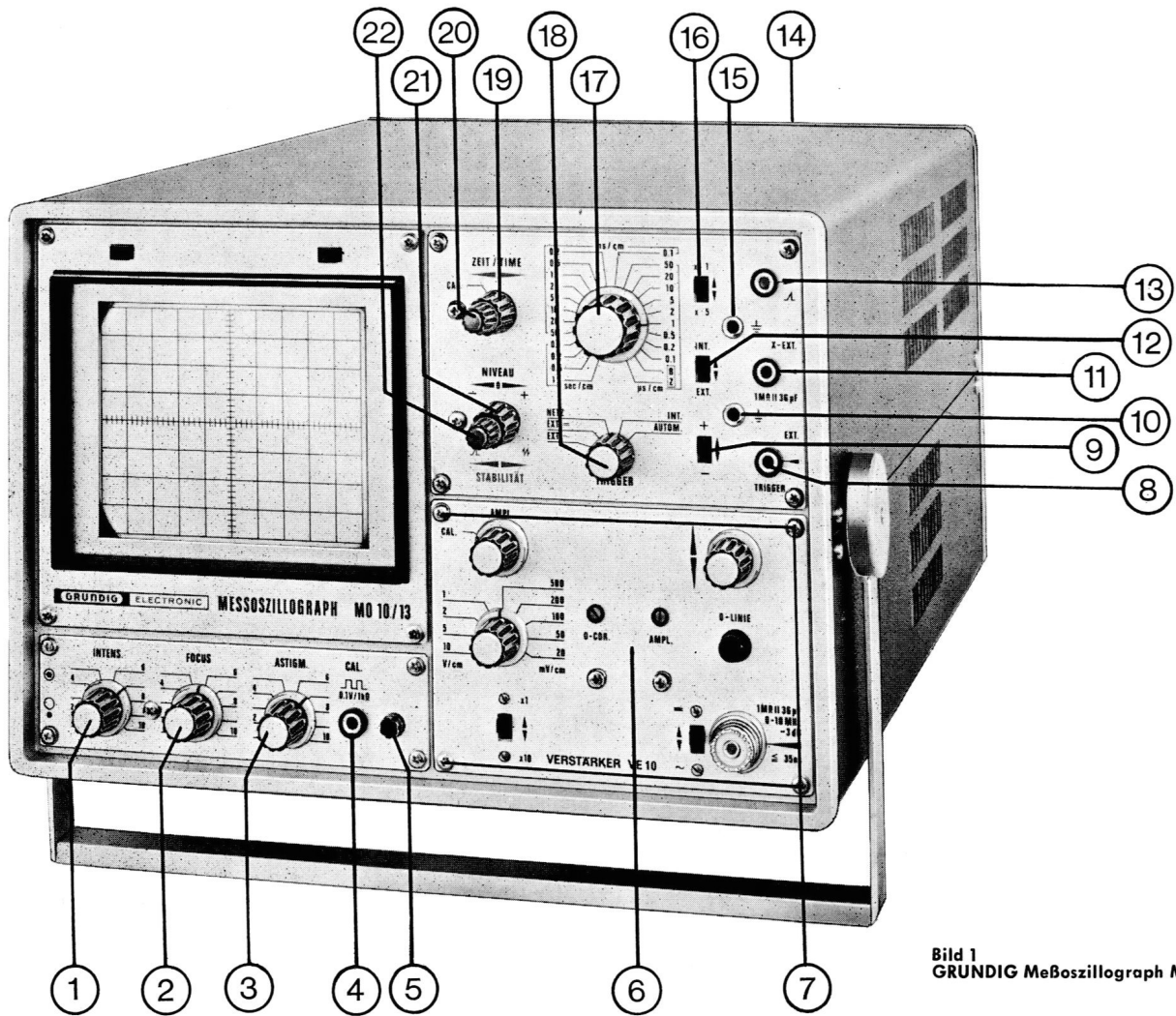


Bild 1  
GRUNDIG MeBoszillograph MO 10/13

- |   |  |   |
|---|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>① Netzschalter und Helligkeitsregler</li> <li>② Regler für Fleckschärfe (Fokussierung)</li> <li>③ Regler für Astigmatismus-Korrektur</li> <li>④ Ausgangsbuchse für Vergleichsspannung</li> <li>⑤ Betriebsanzeigelampe</li> <li>⑥ Vertikalverstärker (auswechselbar)</li> <li>⑦ 4 Befestigungsschrauben für Vertikalverstärker</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>⑧ Eingang für externe Trigger- bzw. Synchronisiersignale</li> <li>⑨ Umschalter für Trigger-Polarität</li> <li>⑩ Massebuchse</li> <li>⑪ Eingang für externe Horizontal-Ablenkspannungen</li> <li>⑫ Umschalter für interne und externe Horizontal-Ablenkung</li> <li>⑬ Ausgang für Zeitablenkspannung</li> <li>⑭ Buchse für Intensitätsmodulation (an der Geräterückseite befindlich)</li> <li>⑮ Massebuchse</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>⑯ Umschalter für 5 fache Dehnung der horizontalen Ablenkung</li> <li>⑰ Schalter zur Wahl des Zeitmaßstabes</li> <li>⑱ Schalter zur Wahl des Trigger- bzw. Synchronisiersignales</li> <li>⑲ Regler zur kontinuierlichen Einstellung des Zeitmaßstabes</li> <li>⑳ Regler für horizontale Strahlverschiebung</li> <li>㉑ Niveau-Regler</li> <li>㉒ Stabilitätsregler</li> </ul> |
|---|--|---|

## Einsatzmöglichkeiten des MO-10/13-Systems

Mit den Verstärkereinschüben VE 10, IE 10 und ZE 10 läßt sich der MO 10/13 im Frequenzbereich von 0...10 MHz vor allem

**in Forschungs- und Entwicklungslabors, an Instituten und Schulen, zur Datenüberwachung bei Funk- und Fernmeldediensten, in Fertigung und Prüffeld, in Service-Werkstätten (Rundfunk-, Tonband-, Stereo-, Schwarz-Weiß- und Farbfernsehtechnik), für Arbeiten an Meß-, Steuer- und Regleinrichtungen, an Werkzeugmaschinensteuerungen und an Geräten der Datenerfassung und Datenverarbeitung einsetzen.**

### Der Vertikalverstärkereinschub VE 10 (Bild 2)

eignet sich zur Erfassung allgemeiner Meßprobleme.

Im Bereich von 0...10 MHz können hiermit Signalspannungen von weniger als 5 mV mit ausreichender Amplitude wiedergegeben werden, da der kleinstmögliche Ablenkkoeffizient 2 mV/cm beträgt. Das entspricht einem Effektivwert von ca. 570  $\mu$ V/cm. Einen weiteren Vorteil bietet die eingebaute Null-Taste, mit deren Hilfe das Meßsignal kurzzeitig unterbrochen und die Null-Linie eingeblendet werden kann.

Wegen seiner hohen Empfindlichkeit ist der Einschub VE 10 auch auf dem Gebiet der Messung nicht elektrischer Größen besonders geeignet. Viele Meßwertaufnehmer können deshalb ohne Zwischenschaltung von zusätzlichen Verstärkern angeschlossen werden.

### Der Verstärkereinschub IE 10 (Bild 4)

mit eingebauter Verzögerungsleitung eignet sich besonders zum Ausmessen steiler Anstiege in der Impulstechnik.

Durch die Verzögerungsleitung gelangt das Meßsignal erst nach einer Laufzeit von ca. 200 Nanosekunden an die Vertikal-Ablenkplatten. Da die interne Trigger-Verzögerung des Oszillographen jedoch nur etwa 120 Nanosekunden beträgt, ist die Zeitablenkung bereits gestartet, wenn der Meßvorgang am Bildschirm erscheint. Dadurch ist gewährleistet, daß der vollständige Spannungsverlauf auch bei kurzzeitigen Impulsen wiedergegeben wird.

Der Frequenzbereich des Verstärkers IE 10 erstreckt sich von 0...10 MHz bei einem Ablenkkoeffizienten von 20 mV/cm bzw. von 0...8 MHz bei 2 mV/cm.

Zum Einblenden der Null-Linie ist eine Drucktaste vorgesehen.

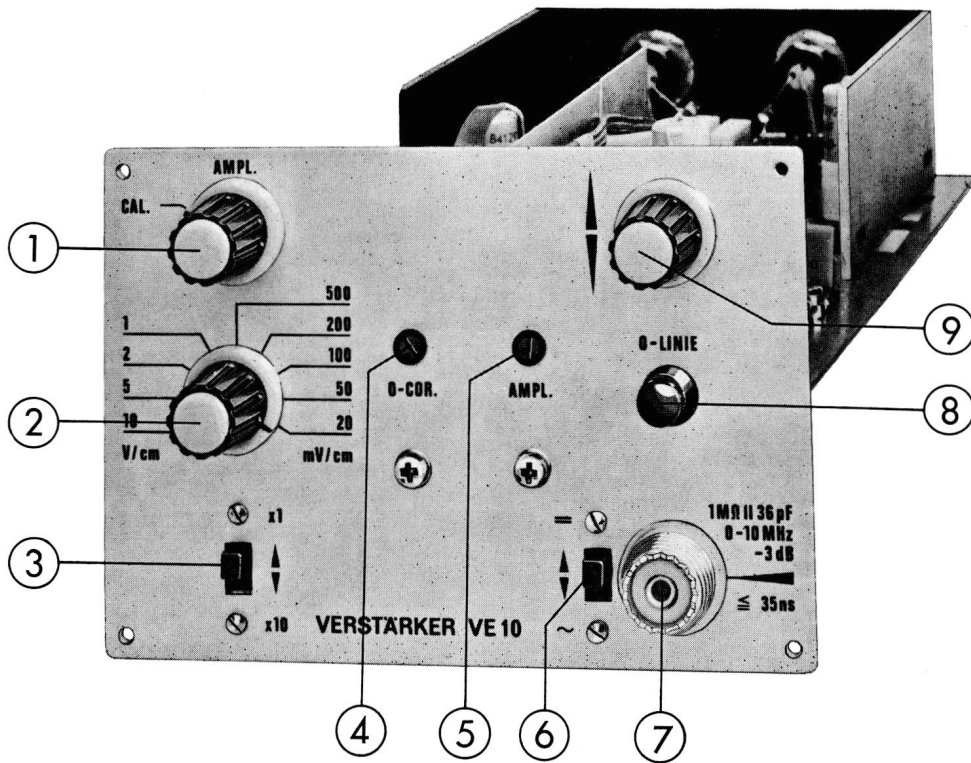


Bild 2 Vertikalverstärker-Einschub VE 10

- ① Amplitudenregler
- ② Eingangsteiler
- ③ Schalter für Verstärkung x1 und x10
- ④ Regler für 0-Korrektur
- ⑤ Regler zur Eichung des Ablenk-koeffizienten
- ⑥ Schalter für AC/DC-Eingang
- ⑦ Eingangsbuchse
- ⑧ Drucktaste zum Einblenden der 0-Linie
- ⑨ Regler für die vertikale Strahl- verschiebung

Das nachstehende Beispiel soll den Ein-  
satz des MO 10/13 mit dem Einschub  
IE 10 in der Praxis zeigen.

**Bestimmung des Wellenwiderstandes und  
der Laufzeit von Koaxialkabeln und  
künstlichen Leitungen**

Mit Hilfe eines Meßoszillographen MO  
10/13 in Verbindung mit dem IE 10 kann  
der Wellenwiderstand und die Laufzeit  
von Koaxialkabeln und künstlichen Lei-  
tungen sehr einfach bestimmt werden.  
Bild 5 zeigt die Meßanordnung. Zu die-

ser Messung wird ein Impulsgenerator  
benötigt, dessen Impulsbreite klein ge-  
genüber der Impulswiederholzeit ist. Der  
Widerstand R ist für den Fall vorgese-  
hen, daß der Innenwiderstand des Imp-  
ulsgenerators viel kleiner als der Well-  
lenwiderstand des Kabels ist. Der verän-  
derbare Widerstand  $R_0$  dient zum Ab-  
schluß des Kabels.

Wird vom Generator ein Impuls abge-  
geben, so wird dieser zunächst am Os-  
zillographenschirm abgebildet. Anschlie-  
ßend durchläuft der Impuls das Kabel

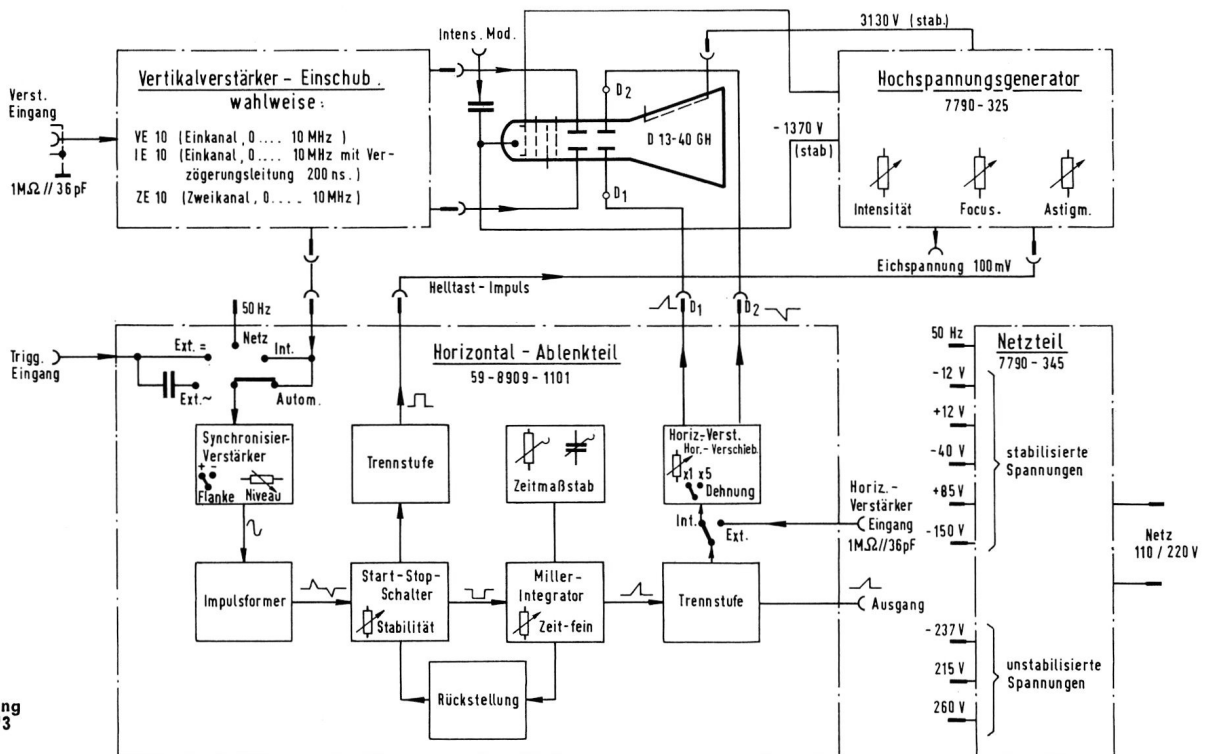


Bild 3  
Blockschaltung  
des MO 10/13



Bild 4 Verstärker-Einschub IE 10

- ① Amplitudenregler
- ② Eingangsteiler
- ③ Schalter für Verstärkung x 1 und x 10
- ④ Regler für 0-Korrektur
- ⑤ Regler zur Eichung des Ablenk-koeffizienten
- ⑥ Schalter für AC/DC-Eingang
- ⑦ Eingangsbuchse
- ⑧ Drucktaste zum Einblenden der 0-Linie
- ⑨ Regler für die vertikale Strahl-verschiebung

bis zum Abschlußwiderstand  $R_a$ . Ist dieser Widerstand nicht der Wellenwiderstand des Kabels, so tritt eine Reflexion der Impulsspannung auf. Erreicht die reflektierte Spannung den Kabelanfang, so wird sie ebenfalls am Oszillographenschirm abgebildet. Die Amplitude und Polarität der reflektierten Spannung hängt vom Verhältnis des Abschlußwiderstandes  $R_a$  zum Wellenwiderstand  $Z$  ab. Wie Oszillogramm Bild 6 zeigt, ist die reflektierte Impulsspannung im vorliegenden Fall negativ. Der zeitliche Abstand beider Impulse entspricht der doppelten Laufzeit.

Ist dagegen der Abschlußwiderstand  $R_a$  gleich dem Wellenwiderstand  $Z$ , so tritt keine Reflexion auf. Der Reflexionsfaktor

$$R = \frac{R_a - Z}{R_a + Z}$$

wird zu Null. Dies ist am Schirmbild (Oszillogramm Bild 7) sofort erkennbar. Damit ist der Wellenwiderstand bestimmt.

### Der Zweikanal-Verstärker-Einschub ZE 10 (Bild 8)

ermöglicht die Darstellung zweier Vorgänge. Er enthält zwei unabhängige Verstärkerkanäle, die mit einem elektronischen Umschalter abwechselnd auf den eingebauten Hauptverstärker geschaltet werden. Mit diesem Einschub versehen, ist der MO 10/13 wie ein Zweistrahl-Oszillograph verwendbar.

Die beiden Verstärkerkanäle lassen sich darüberhinaus so schalten, daß aus den beiden Meßsignalen Summe und Differenz gebildet und auf dem Bildschirm sichtbar gemacht werden können.

Mit dieser Schaltungsweise ist es z. B. möglich, ein Stereosignal auf gleiche Phase und Amplitude abzugleichen. Weitere typische Anwendungsmöglichkeiten des MO 10/13 mit eingesetztem Einschub ZE 10 sind

die Prüfung von Differenzverstärkern und Brückenschaltungen,

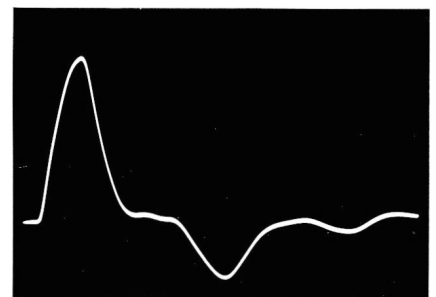


Bild 6 Abschlußwiderstand  $R_a$  ungleich Wellenwiderstand  $Z$

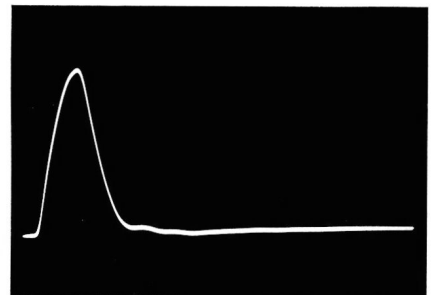


Bild 7 Abschlußwiderstand  $R_a$  gleich Wellenwiderstand  $Z$

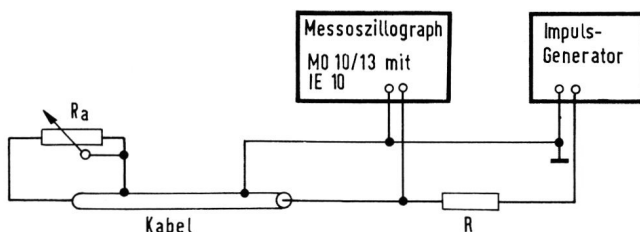


Bild 5 Meßanordnung

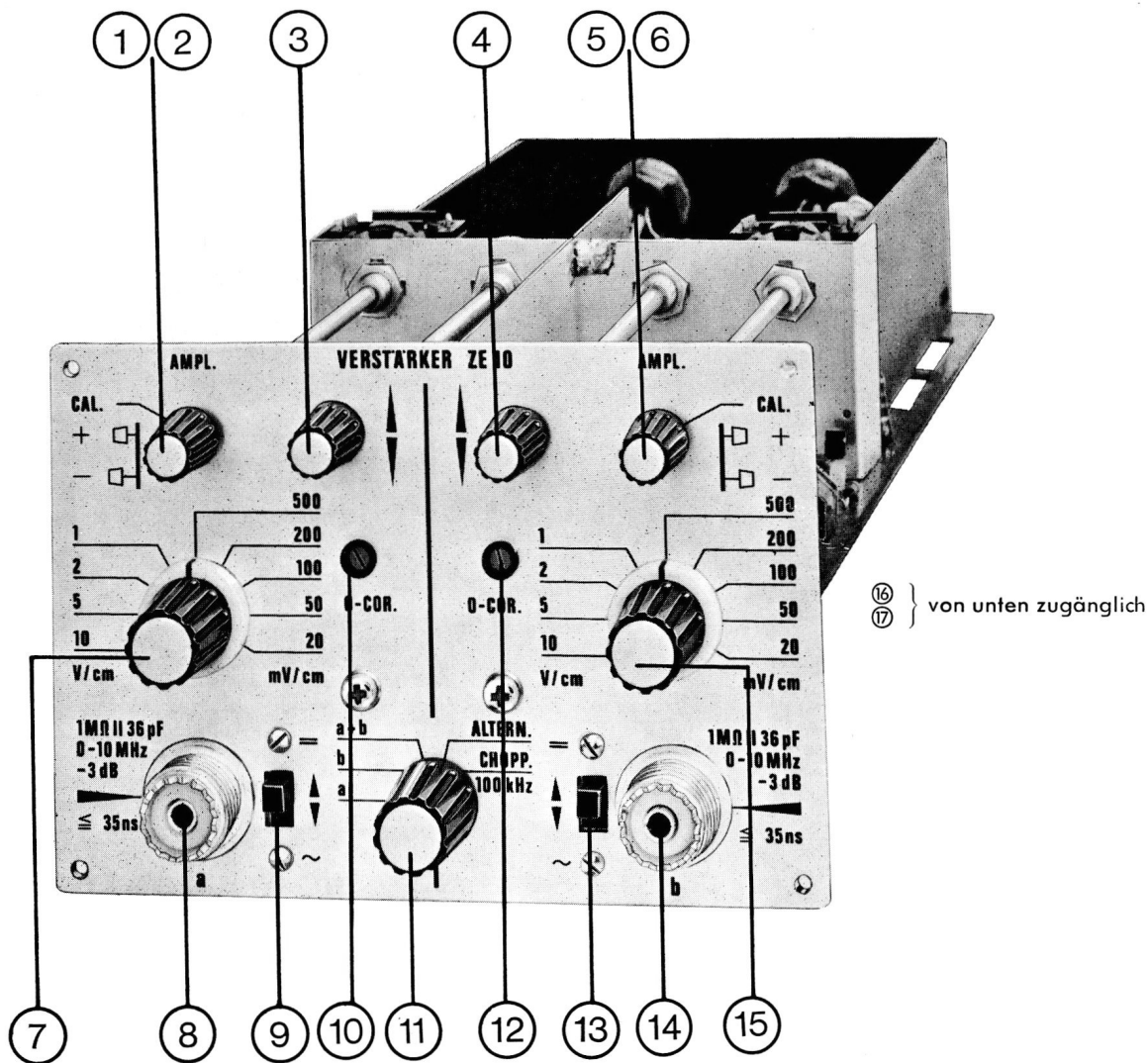


Bild 8 Zweikanal-Verstärker-Einschub ZE 10

- |   |                              |  |
|---|------------------------------|--|
| ① Amplitudenregler a                    | ⑦ Eingangsteiler a           | ⑬ Schalter für AC/DC-Eingang           |
| ② Druckschalter für Polaritätswechsel   | ⑧ Eingangsbuchse a           | ⑭ Eingangsbuchse b                     |
| ③ Regler für Strahlverschiebung Kanal a | ⑨ Schalter für AC/DC-Eingang | ⑮ Eingangsteiler b                     |
| ④ Regler für Strahlverschiebung Kanal b | ⑩ Regler 0-Cor. a            | ⑯ Regler zum Einstellen der Bildhöhe b |
| ⑤ Amplitudenregler b                    | ⑪ Betriebsartenschalter      | ⑰ Regler zum Einstellen der Bildhöhe a |
| ⑥ Druckschalter für Polaritätswechsel   | ⑫ Regler 0-Cor. b            |  |

die gleichzeitige Darstellung des Strom- und Spannungsverlaufes eines Prüfobjektes,

die Darstellung der Eingangs- und Ausgangsspannung von aktiven oder passiven Vierpolen,

der Abgleich von Fernsehgeräten, insbesondere der Farbdecoderstufen.

Anhand eines Beispiels soll die praktische Anwendung des GRUNDIG Meßoszillographen MO 10/13 mit dem Einschub ZE 10 beim Farbfernseh-Service gezeigt werden.

#### Einstellung der Burstauffastung im Farbfernsehgerät

Erfolgt im Farbfernsehgerät keine richtige Burstauffastung oder keine genü-

gend hohe Verstärkung des Burstsignals, so kann die Synchronisation des Referenzträgergenerators ausfallen bzw. der Farbartverstärker durch den Farbartschalter gesperrt werden. Dieses läßt sich durch den Einsatz des GRUNDIG Meßoszillographen MO 10/13 mit Zweikanal-Verstärkereinschub ZE 10 in Verbindung mit einem Farbgenerator (GRUNDIG Farbgenerator FG 4, FG 20) kontrollieren. Der Eingang „a“ ist mit dem Eingang des Farbartverstärkers, der Eingang „b“ mit dem Ausgang des Burstverstärkers zu verbinden. Die Zeitablenkung ist „Extern“ zu triggern. Das Gerät muß so abgeglichen sein, daß der Burst einwandfrei übertragen wird und keine Reste des Farbartsignals in den Burstverstärker gelangen (siehe Oszillogramm Bild 9).

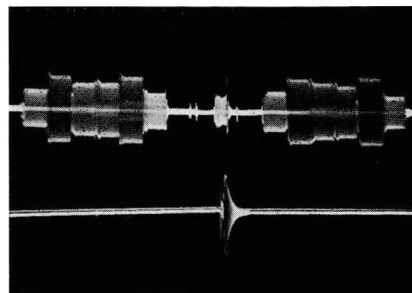


Bild 9 Richtiger Abgleich der Burstauffastung beim GRUNDIG Farbfernsehempfänger T 1000 Color

# Technische Beschreibung des MO-10/13-Systems

## Aufbau

Eine Rahmenkonstruktion, in die lediglich Netzteil und Elektronenstrahlröhre fest eingebaut sind, bildet das Grundgerät. Alle weiteren Baugruppen sind als Einschübe steckbar ausgeführt und mit jeweils vier Schrauben am Frontrahmen des Grundgerätes befestigt. Um möglichst viele Meßprobleme im Frequenzbereich von 0—10 MHz mit ein und demselben Grundgerät erfassen zu können, wurden zum Grundig-Meßoszillograph MO 10/13 folgende Einschübe geschaffen:

Der Vertikal-Verstärkereinschub VE 10  
Der Vertikal-Verstärkereinschub mit Verzögerungsleitung IE 10  
Der Zweikanal-Verstärkereinschub ZE 10  
Alle Verstärkereinschübe sind grundsätzlich mechanisch gleich aufgebaut. Sie bestehen im wesentlichen aus der Druckschaltplatte und der Frontplatte.

Die mit den elektrischen Bauteilen bestückte Druckschaltplatte ist durch ein Längsblech mechanisch verstärkt und mit Hilfe eines Winkels mit der Frontplatte verbunden. Alle Druckschaltplatten sind mit einem Servicedruck versehen, so daß die Einschübe auch in dieser Beziehung höchsten Ansprüchen genügen.

Die Bedienungselemente an der Frontplatte der Einschübe sind übersichtlich angeordnet, leicht zugänglich und gut beschriftet; dadurch ist eine relativ einfache Bedienung gewährleistet.

Gehäuse und Rückwand des Oszillographen MO 10/13 bestehen aus kunststoffbeschichtetem Leichtmetall.

## Volltransistorisiert

Die Halbleitertechnik ist heute so weit fortgeschritten, daß auch diejenigen Stufen eines Oszillographen transistorisiert werden konnten, die bisher Röhren vorbehalten waren. Der — außer der Elektronenstrahlröhre — vollständig mit Silizium-Halbleitern bestückte Oszillograph MO 10/13 ist dank seiner fortschrittlichen Schaltungstechnik einem Röhrengerät in vieler Hinsicht überlegen.

## Funktionsbeschreibung

Einen Überblick über die verschiedenen Schaltungsgruppen des Oszillographen MO 10/13 vermittelt das Blockschaltbild auf Seite 368. Die Funktion des Gerätes geht aus der nachstehenden Beschreibung hervor, die sich auf das Hauptschaltbild **Bild 10** (Seiten 363 — 364) bezieht.

## Elektronenstrahlröhre

Gewählt wurde eine Planschirmröhre, die sich durch große Helligkeit und Schärfe auszeichnet. Eine dünne leitende Aluminiumschicht an der Rückseite des Leuchtschirmes sorgt für kontrastreiche Oszillogramme. An der spiralförmigen Nachbeschleunigungs-Elektrode liegt eine Spannung von 3 125 V. Zusammen mit der Kathodenspannung von —1375 V ergibt sich eine Gesamtbeschleunigungsspannung von 4 500 V.

Zum Schutz gegen Fremdfelder ist die Elektronenstrahlröhre von einem Zylinder aus hochpermeablem Werkstoff umgeben.

Der Leuchtschirm hat bei der Standardausführung des Oszillographen grüne Leuchtfarbe und mittelkurze Nachleucht-

dauer. Auf Wunsch wird gegen Aufpreis eine lang nachleuchtende Röhre mit blauer Fluoreszenz und gelbgrüner Phosphoreszenz eingebaut (D 13-40 GM). Zu erwähnen ist noch die große Meßfläche von 80 x 100 mm und die über eine Buchse an der Geräte-Rückseite mögliche Helligkeitsmodulation.

## Hochspannungsteil

Das Hochspannungsteil ist eine selbständige Baueinheit und befindet sich unterhalb der Elektronenstrahlröhre. Die für den Betrieb dieser Röhre erforderlichen Spannungen liefert der Gegentakts-Oszillator T 307 und T 308, der auf einer Frequenz von etwa 15 kHz schwingt. Eine Regelschaltung mit den Transistoren T 301, T 302, T 304, T 305 und T 306 sorgt für eine vom Strahlstrom unabhängige Ausgangsspannung. Hierzu wird ein Teil der Bildröhren-Kathodenspannung abgegriffen und im Differenzverstärker T 301, T 304 mit einer Zenerspannung verglichen. Weicht die Kathodenspannung vom Sollwert ab, entsteht am Widerstand R 309 eine Regelspannung, die den Oszillator über den Transistor T 302 nachregelt.

In einer getrennten Gleichrichterschaltung, die gegen die übrige Schaltung isoliert ist, wird die Sperrspannung für den Wehnelt-Zylinder der Elektronenstrahlröhre gewonnen. Zum Hellasten während des Ablenkvorganges erhält diese Anordnung über den Kontakt C 14 einen Rechteckimpuls. Durch diese Maßnahme ist eine gleichmäßige Helligkeit selbst im langsamsten Ablenkbereich gewährleistet.

Im Hochspannungsteil ist ferner eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen einer rechteckförmigen Vergleichsspannung untergebracht. Die Ausgangsbuchse hierfür befindet sich am Bedienungsfeld dieses Bausteines.

## Netzteil

Der streuarmer Netztransformator Tr. 101 speist mehrere Silizium-Brückengleichrichter, die die Gleichspannung für die Stabilisierungsschaltungen und die Ablenk-Endstufen liefern. Den Sollwert für die stabilisierten Spannungen bestimmen der Stabilisator Rö. 101 und die Zenerdiode D 105. Der Stabilisator versorgt ferner den zeitbestimmenden Teil des Zeitablenkengenerators.

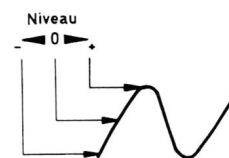
Die einzelnen Stabilisierungsgruppen sind so ausgelegt, daß für die verschiedenen Verstärker-Einschübe eine ausreichende Leistung zur Verfügung steht.

## Vertikal-Ablenkteil

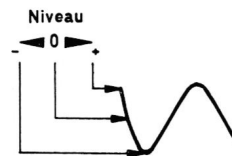
Das Vertikal-Ablenkteil, einschließlich der Endstufe ist als Einschub ausgeführt. Diese Konzeption hat den Vorteil, daß jeder Verstärker — von der Eingangsbuchse bis zu den Ablenkplatten — speziell für seinen Aufgabenbereich zugeschnitten werden kann. Ferner ist der Leistungsfähigkeit des Gerätes nicht von Anfang an durch eine fest eingebaute Endstufe eine Grenze gesetzt.

Erwähnt sei der Einschub VE 10 für allgemeine Meßzwecke, mit einer Bandbreite von 0...10 MHz, bei einem kleinsten Ablenkoeffizienten von 20 mV/cm, bzw. 0...6 MHz, bei 2 mV/cm.

Die wohl vielseitigsten Meßmöglichkeiten bietet der Einschub ZE 10 mit seinen beiden Verstärkerkanälen, die sich einzeln verwenden lassen, ferner als



**Bild 11** Schalter S 402 auf „+“ eingestellt  
Der Niveauregler verschiebt den Triggereinsatz entlang der ansteigenden Flanke



**Bild 12** Schalter S 402 auf „-“ eingestellt  
Der Niveauregler verschiebt den Triggereinsatz entlang der abfallenden Flanke

Summen- oder Differenzverstärker, oder — mit Hilfe des eingebauten elektronischen Umschalters — zur Darstellung zweier Vorgänge.

## Horizontal-Ablenkteil

### 1. Triggerschaltung

Die Triggerschaltung mit den Transistoren T 401...T 404 hat die Aufgabe, aus dem am Schalter S 401 gewählten Triggersignal Impulse konstanter Amplitude und Flankensteilheit zu formen. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß dies über den gesamten Übertragungsbereich des Vertikalverstärkers möglich ist. Ein Triggerimpuls entsteht immer dann, wenn die Triggerspannung ein durch den Regler R 411 vorgegebenes Niveau über- bzw. unterschreitet (siehe **Bilder 11** und **12**).

In der Stellung „Autom.“ gibt die Triggerschaltung ständig Impulse ab, deren Folgefrequenz jedoch vom Triggersignal bestimmt wird, sobald dieses anliegt. Bei dieser Betriebsart ist der Niveauregler abgeschaltet.

### 2. Zeitablenkengenerator

Der Zeitablenkengenerator arbeitet nach dem Prinzip des Miller-Integrators. Dank des hochohmigen Einganges des Feldeffekt-Transistors T 408 konnte ein Zeitablenkbereich von 2,5 s/cm ungeeicht, bzw. 1 s/cm bis 0,1 µs/cm, geeicht, erfaßt werden.

Die Arbeitsweise des Generators ist folgende: Ein von der Triggerschaltung abgegebener negativer Impuls sperrt den Transistor T 405. Am Kollektor dieses Transistors entsteht ein positiver Spannungssprung, der über den Emitterfolger T 406 die Elektronenstrahlröhre hellsteuert und gleichzeitig den Transistor T 407 stromführend macht. Dadurch wird dessen Kollektor negativer, so daß die Dioden D 403, D 404 und D 405 sperren. Von diesem Augenblick an kann sich der mit dem Schalter S 601 gewählte zeitbestimmende Kondensator über einen der Widerstände R 601...R 619 aufladen. Die Ladespannung wird am Regler R 449 abgegriffen. Da der Ladekondensator in einem Gegenkopplungszweig zwischen der Eingangs-Elektrode des Feldeffekttransistors und dem Emitter des Transistors T 410 liegt, bleibt dessen Ladestrom nahezu konstant. Während des Aufladevorganges steigt die Spannung am Emitter des Transistors T 410 proportional mit der Zeit an. Ein Teil dieser Spannung wird über den Emitterfolger T 411 ausgekoppelt, und der Basis des Transistors T 405 zugeführt. Nach Erreichen eines vorgegebenen

nen Spannungswertes schaltet dieser Transistor in den Ausgangszustand zurück und beendet damit eine Ablenkperiode. Die Elektronenstrahlröhre wird dunkel gefastet, die Dioden D 403, D 404 und D 405 sind wieder leitend, und der zeitbestimmende Kondensator entlädt sich. Anschließend verharrt die Schaltung so lange in ihrer „Wartstellung“, bis ein neuer Triggerimpuls eintrifft, oder bis der Stabilitätsregler R 431 auf freilaufenden Betrieb eingestellt wird.

Die auf diese Weise erzeugte Sägezahnspannung läßt sich über den Transistor T 412 mit einer Amplitude von etwa  $10 V_{SS}$  an einer Buchse entnehmen. Außerdem steuert diese Spannung den Horizontalverstärker an, der die Aufgabe hat, den Elektronenstrahl mit konstanter Geschwindigkeit von links nach rechts über den Leuchtschirm abzulenken.

### 3. Horizontalverstärker

Um den Elektronenstrahl über eine Strecke von 10 cm in horizontaler Richtung auszulenken, wird eine Spannung von etwa  $285 V_{SS}$  benötigt. Da die zur Verfügung stehende Zeitablenkspannung mit einer Amplitude von nur  $10 V_{SS}$  zur Verfügung steht, muß diese 28,5-fach verstärkt werden. Dies geschieht durch die Transistoren T 413 ... T 419. Mit dem Schalter S 404 läßt sich die Verstärkung nochmals um den Faktor 5 erhöhen, so daß die Zeitlinie auf eine scheinbare Länge von 50 cm „auseinandergezogen“ wird (Dehnung). Selbstverständlich wird dadurch der Verstärker übersteuert, was sich jedoch nicht nachteilig auswirkt, da nur der lineare Teil am Bildschirm sichtbar ist. Der bei der Dehnung kleinstmögliche Zeitmaßstab beträgt 100 ns/cm.

Über die Buchse „X-EXT.“ läßt sich der Horizontalverstärker auch mit einer externen Ablenkspannung ansteuern, wenn der Schalter S 403 entsprechend umgeschaltet wird. Mit dem Schalter S 404 lassen sich die Ablenkoeffizienten von 1 V/cm oder 0,2 V/cm wählen.

## Schaltungsbeschreibung der Verstärkereinschübe

Die Schaltbilder für die nachfolgend beschriebenen Verstärkereinschübe befinden sich auf den Seiten 375 ... 377.

### Spannungsteiler

Die Spannungsteiler aller Verstärkereinschübe sind elektrisch gleich aufgebaut. Sie bestehen aus vier frequenzkompensierten Einzelteilern (Teilverhältnis 2,5:1; 5:1; 10:1; 100:1) die entsprechend geschaltet die Abstufung

$$\begin{aligned} &20/50/100/200/500 \text{ mV/cm} \\ &1/2/5/10 \text{ V/cm} \end{aligned}$$

ergeben.

Der Spannungsteiler wurde erstmals in gedruckter Schaltung ausgeführt. Alle Bauteile, auch der Schalter S 701, befinden sich auf einer Druckschaltplatte aus Teflon. Teflon wurde wegen seiner hervorragenden elektrischen Eigenschaften (frequenzunabhängige Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$ ) verwendet.

Mechanisch unterscheidet sich der Spannungsteiler a vom Spannungsteiler b nur durch den spiegelbildlichen Aufbau.

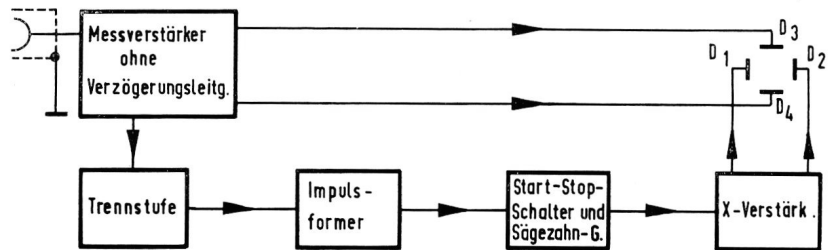


Bild 15 Prinzip-Blockschaltung

### Verstärkereinschub VE 10 (Bild 13)

#### Eingangsstufe und Vorverstärker

Das zu untersuchende Meßsignal gelangt von der Eingangsbuchse a, über die Schalter S 501 und S 503 I, zum Spannungsteiler a. Mit dem Schalter S 501 kann der Verstärker von Gleich- auf Wechselspannungskopplung umgeschaltet werden. Durch den Schalter S 503 wird die Zuführung des Meßsignals unterbrochen, der Verstärkereingang geerdet und der Sägezahngenerator im Zeitablenkteil (siehe Seiten 363/364) auf freilaufend geschaltet. Dadurch ist es ohne weiteren Eingriff in die Meßanordnung möglich, während jeder Messung rasch die Lage der Nulllinie festzustellen.

Der Ausgang des Spannungsteilers ist über eine Begrenzerschaltung (C 720, R 710, D 701, D 702, Schutzschaltung für Feldeffekttransistor T 501) mit dem Gate des als Sourcefolger geschalteten Feldeffekttransistor T 501 (BF 244 A) verbunden. Mit dem Regler R 504 wird der thermisch günstigste Arbeitspunkt eingestellt. Vom Sourcewiderstand aus gelangt das Meßsignal an die erste Verstärkerstufe. Während der Transistor T 502 (BF 224) direkt mit dem Meßsignal angesteuert wird, erfolgt die Ansteuerung des Transistor T 503 (BF 224) über den gemeinsamen Emitterwiderstand R 518. An der Basis des Transistor T 503 liegt eine kontinuierlich regelbare Gleichspannung (durch R 502 grob, durch R 513 fein regelbar). Mit Hilfe dieser Gleichspannung und mit Hilfe des Symmetrieregler R 506 wird der Verstärker gleichspannungsmäßig so symmetriert, daß eine Betätigung des Verstärkungseinreglers R 531 keine und die Betätigung des „x 10“ Schalters S 502 keine wesentliche Strahlverschiebung hervorruft. Der Kondensator C 502 dient zur Frequenzgangkompensation des Verstärkers. In der nachfolgenden Verstärkerstufe mit den Transistoren T 504/T 505 (BF 224) wird die Verstärkungseinregelung durch Verändern des Widerstandes R 531 durchgeführt, während in der nächsten Stufe mit den Transistoren T 506/T 507 (BF 224) die Eichung des Verstärkers mit Hilfe des Widerstandes R 539 erfolgt. In beiden Fällen wird die Verstärkungsänderung durch Ändern des Gegenkopplungswiderstandes im Emitterzweig erreicht.

Die Verstärkungsänderung um den Faktor 10 („x 10“ Schalter S 502) geschieht ebenfalls, und zwar in den Emitterzweigen der Verstärkerstufen T 502/T 503 und T 506/T 507, durch Ändern des Gegenkopplungswiderstandes. Dabei wird allerdings die Bandbreite auf 6 MHz reduziert. Mit Hilfe von R 505 wird der Verstärker in der Schaltstellung „x 10“ geeicht. Die Kondensatoren C 508 (grob

Abgleich) und C 501 (fein Abgleich) dienen zur Frequenzgangkompensation, die R-C Glieder R 501/C 509 und R 503/C 510 zur Kompensation der thermischen Zeitkonstanten (sogenanntes „Mitlaufen“ der Kollektorsperrschichttemperatur) der Transistoren.

In der Verstärkerstufe mit den Transistoren T 508/T 509 (BF 224) wird die vertikale Strahlverschiebung durchgeführt.

Durch Verändern des Widerstandes R 546 wird der Arbeitspunkt der Transistoren T 508/T 509 verschoben (gegenläufig), so daß zwischen den Kollektoren von T 508 und T 509 eine Spannungsdifferenz auftritt. Diese Spannungsdifferenz ist die Ursache der Strahlverschiebung. Das von der Stufe T 508/T 509 verstärkte Meßsignal wird dem Emitterfolger T 510/T 511 (BC 109 c) zugeführt. Dieser Emitterfolger gibt einmal das Meßsignal niederohmig (Emitterschaltung mit Transistoren hoher Stromverstärkung) an den Endverstärker ab und zum anderen dient er zur Auskopplung des Triggersignals. Dieses Triggersignal wird über eine Trennstufe T 514 (BF 224) dem Zeitablenkteil zugeführt.

#### Der Endverstärker

Der Endverstärker des Vertikalverstärkereinschubes VE 10 ist mit den Leistungstransistoren BF 110 bestückt. Diese sind für diesen Zweck wegen ihrer unten aufgeführten Eigenschaften besonders geeignet:

- Hohe maximal zulässige Belastung
- Hohe maximal zulässige Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $U_{CE}$
- Relativ hohe Transitfrequenz  $f_T$
- Relativ niedrige Rückwirkungskapazität  $C_{12}$

Den eigentlichen Endverstärker bildet die Verstärkerstufe mit den Transistoren T 512/T 513 während der Emitterfolger T 515/T 516 die kapazitive Belastung (Röhrenkapazitäten, Zuleitungskapazitäten) der Verstärkerstufe gering hält. Mit dem Einstellregler R 507 kann die erforderliche Plattenspannung (130 V) für D<sub>3</sub> und D<sub>4</sub> eingestellt werden. Die RC-Glieder R 508 / C 515 und R 509 / C 516 dienen zur Kompensation der thermischen Zeitkonstanten.

### Verstärkereinschub mit Verzögerungsleitung IE 10 (Bild 14)

Der Verstärkereinschub mit Verzögerungsleitung IE 10 ist eine Weiterentwicklung des Verstärkereinschubes VE 10. Die Endverstärker beider Einschübe sind im wesentlichen gleich aufgebaut. Es soll nun kurz anhand eines Beispiels die Notwendigkeit einer Verzögerungsleitung erörtert werden.

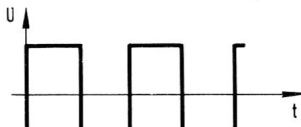


Bild 16  
Meßsignal am Eingang des Y-Verstärkers

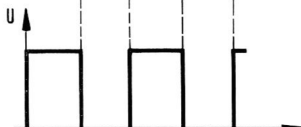


Bild 17  
Verstärktes Meßsignal an den Y-Ablenkplatten  $D_3/D_4$   
Laufzeit des Verstärkers vernachlässigt, d. h. Eingangs- und Ausgangssignal des Verstärkers stimmen zeitlich überein



Bild 18  
Triggerimpulse am Ausgang der Impulsformstufe

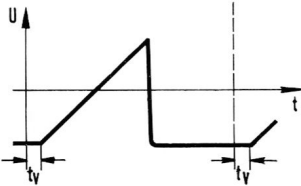


Bild 19  
Zeitlich verzögerte Sägezahnspannung an den X-Ablenkplatten  $D_1/D_2$

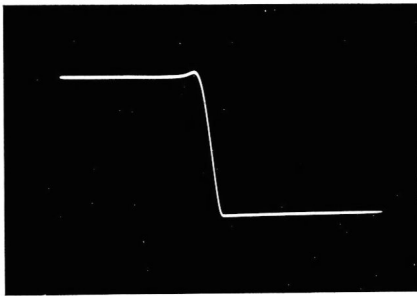


Bild 20 Oszillogramm 1  
Verstärker VE 10, 500 kHz Rechtecksignal  
Anstiegsflanke wird nicht abgebildet

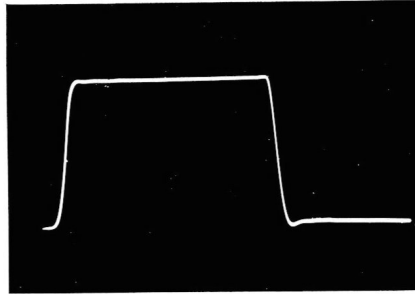


Bild 21 Oszillogramm 2  
Verstärker IE 10, 500 kHz Rechtecksignal  
Anstiegsflanke wird abgebildet

#### Annahme:

Es soll ein Rechtecksignal (Anstiegszeit  $t_a = 0$  angenommen) wie es in **Bild 16** dargestellt ist, am Oszillographenschirm abgebildet werden. Das Zustandekommen des Oszillogrammes wird mittels des Blockschaltbildes (**Bild 15**) erklärt.

#### Zeitlicher Ablauf:

Meßsignal (**Bild 16**) liegt an der Eingangsbuchse des Meßverstärkers ohne Verzögerungsleitung. Meßsignal wird verstärkt und gelangt zeitlich etwas verzögert (Laufzeit des Verstärkers) an die Y-Ablenkplatten  $D_3 / D_4$  des Meßoszillographen. Diese Verzögerung ist relativ klein gegenüber den zeitlichen Verzögerungen im X-Ablenkteil und kann deshalb bei nachfolgenden Betrachtungen vernachlässigt werden (**Bild 17**).

Über eine Trennstufe wird das Meßsignal dem Zeitablenkteil zugeführt. Hier wird das Meßsignal durch die Impulsformerschaltung in Triggerimpulse (**Bild 18**) umgewandelt.

Diese Triggerimpulse (negative Impulse) starten nun den eigentlichen Sägezahngenerator. Hierbei tritt aber eine Schaltverzögerung  $t_v$  (Start-Stop-Schalter in Verbindung mit dem Sägezahngenerator) auf, so daß die Sägezahnspannung zeitlich verzögert (MO 10/13 etwa 120 ns) an den Ablenkplatten  $D_1 /$

$D_2$  des Meßoszillographen erscheint (**Bild 19**).

Dies hat zur Folge, daß die Auslösung des Elektronenstrahls in horizontaler Richtung durch die Sägezahnspannung 120 ns später erfolgt, als die Auslösung des Elektronenstrahls in vertikaler Richtung durch das Meßsignal. Der zeitliche Verlauf des Meßsignals zwischen 0 und 120 ns wird also nicht abgebildet (siehe Oszillogramm **Bild 20**). Soll nun aber auch dieser zeitliche Verlauf des Meßsignals abgebildet werden, so muß ein Verstärkereinschub mit Signalverzögerung benutzt werden. Mit Hilfe der Verzögerungsleitung wird das Meßsignal bevor es zu den Ablenkplatten gelangt, ebenfalls zeitlich verzögert, so daß die Auslenkung des Elektronenstrahls in vertikaler Richtung erst dann erfolgt, wenn der Elektronenstrahl in horizontaler Richtung bereits gestartet ist; das Meßsignal wird also vollständig abgebildet (siehe Oszillogramm **Bild 21**).

Nachdem der Zweck der Verzögerungsleitung ausführlich erörtert worden ist, soll jetzt die eigentliche Schaltungsbeschreibung anhand des Schaltbildes auf Seite 375 erfolgen.

#### Eingangsstufe und Vorverstärker

Das zu untersuchende Meßsignal gelangt von der Eingangsbuchse a über den

Schalter S 1200 und S 1201 I zum Spannungsteiler a. Mit dem Schalter S 1200 kann der Verstärker von Gleich- auf Wechsellspannungskopplung umgeschaltet werden. Mit dem Schalter S 1201 I wird die Zuführung des Meßsignals unterbrochen, der Verstärkereingang geerdet und der Sägezahngenerator im Zeitablenkteil auf freilaufend geschaltet. Dadurch ist es ohne weiteren Eingriff in die Meßanordnung möglich, während jeder Messung rasch die Lage der Nulllinie festzustellen.

Der Ausgang des Spannungsteilers ist über eine Begrenzerschaltung (C 720, R 710, D 701, D 702, Schutzschaltung für Feldeffekttransistor T 1200) mit dem Gate des als Sourcefolger geschalteten Feldeffekttransistors T 1200 (BF 244 A) verbunden. Während der Feldeffekttransistor T 1200 direkt am Gate mit dem Meßsignal angesteuert wird, erfolgt die Ansteuerung des zweiten Feldeffekttransistors T 1201 (BF 244 A) über den gemeinsamen Emitterwiderstand R 1205.

Am Gate des Feldeffekttransistors T 1201 liegt eine Gleichspannung, die mit dem Regler R 1201 grob und mit dem Regler R 1202 fein eingestellt werden kann. Mit Hilfe dieser Gleichspannung und mit Hilfe des Symmetrieregler R 1217 wird der Verstärker so symmetriert, daß die Betätigung des Verstärkungsfineinreglers keine und die Betätigung des „x 10“ Schalters S 1202 keine wesentliche Strahlverschiebung hervorruft.

Das an den Sourceelektroden stehende Meßsignal wird der nachfolgenden Verstärkerstufe mit den Transistoren T 1202 und T 1203 (BF 224) zugeführt. In dieser Stufe wird durch den Trimmer C 1204 eine Frequenzgangkompensation durchgeführt, während die Verstärkung durch Hinzuschalten des Widerstandes R 1219 im Emitterzweig ungefähr um den Faktor 4 vergrößert werden kann. Die restliche Verstärkungserhöhung (um Faktor 10 zu erreichen) wird in der Stufe mit den Transistoren T 1206 und T 1207 vorgenommen. Die Eichung des Verstärkers in Schaltstellung „x 10“ wird mit Hilfe des Widerstandes R 1219 erreicht. Die Kondensatoren C 1206 (grob) und C 1205 (fein) dienen zur Frequenzgangkompensation. Durch die RC-Kombinationen (R 1221 / C 1207, R 1222 / C 1208) werden die thermischen Zeitkonstanten der Transistoren ausgeglichen.

In den nächsten drei Verstärkerstufen kann jeweils durch Verändern des Widerstandes im Emitterzweig die Verstärkung der einzelnen Stufen geändert werden. In der Verstärkerstufe mit den Transistoren T 1204 / T 1205 (BF 224) erfolgt durch Verändern von R 1228 die Verstärkungsfineinregelung. Während in der Verstärkerstufe T 1206 / T 1207 (BF 224) ein Teil der Verstärkungsumschaltung „x 10“ vorgenommen wird, wird in der Stufe T 1208 / T 1209 (BF 224) der Verstärker geeicht (mit R 1242).

Die nachfolgende Emitterfolgerstufe mit den Transistoren T 1210 / T 1211 (BF 244) dient zur Anpassung der vorhergehenden Verstärkerstufe an die Verzögerungsleitung sowie zur niederohmigen Auskopplung des Triggersignals über die Trennstufe T 1212 (BF 224). Die Trennstufe gibt das Meßsignal an den Synchronisierverstärker im Zeitablenkteil ab.

Um eine einwandfreie Signalübertragung garantieren zu können, muß die Verzögerungsleitung am Eingang und am Ausgang mit dem Wellenwiderstand  $Z$  abgeschlossen sein. Ist dies der Fall, so wird der Reflexionsfaktor

$$r = \frac{R_0 - Z}{R_0 + Z} \quad (R_0 = \text{Abschlußwiderstand})$$

zu Null, d. h. es treten keine Reflexionen auf. Der Abschlußwiderstand am Eingang der Leitung setzt sich aus dem Längswiderstand  $R_{1255}$  bzw.  $R_{1256}$  und aus dem Ausgangswiderstand der Emitterfolgerschaltung zusammen. Am Ende ist die Verzögerungsleitung mit dem Widerstand  $R_{1262}$  und mit der durch den Widerstand  $R_{1261}$  bedämpften Spule  $L_{1203}$  abgeschlossen. Die bedämpfte Spule dient zur Kompensation des Frequenzganges.

Der Wellenwiderstand

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

der Verzögerungsleitung ist  $900 \Omega$ .

Die Signalverzögerung

$$t_v = \sqrt{L \cdot C}$$

beträgt  $200 \text{ ns}$ .

In den Stufen mit den Transistoren  $T_{1213} / T_{1214}$  (BF 224) und  $T_{1215} / T_{1216}$  (BF 224) wird das um  $200 \text{ ns}$  verzögerte Meßsignal weiter verstärkt. Mit Hilfe des Widerstandes  $R_{1276}$  kann der Arbeitspunkt der Transistoren  $T_{1215} / T_{1216}$  verschoben und dadurch die vertikale Verschiebung des Elektronenstrahls durchgeführt werden.

An diese Stufe schließt sich eine Emitterfolgerstufe mit den Transistoren  $T_{1217} / T_{1218}$  (BC 109 c) an, die das Meßsignal niederohmig an die Endstufe des Verstärkers abgibt.

### Endverstärker

Der Endverstärker des Vertikalverstärkereinschubes mit Verzögerungsleitung IE 10 ist wie der Verstärkereinschub VE 10 mit den Leistungstransistoren BF 110 bestückt. Diese sind, wie schon oben erwähnt wurde, wegen ihrer hohen maximalen zulässigen Belastung  $P_{tot}$ , ihrer hohen maximalen zulässigen Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $U_{CE}$ , ihrer relativ kleinen Rückwirkungskapazität  $C_{12}$  und ihrer relativ hohen Transitfrequenz  $f_T$  besonders geeignet. Den eigentlichen Endverstärker bildet auch hier die Verstärkerstufe  $T_{1219} / T_{1220}$ , während der Emitterfolger  $T_{1221} / T_{1222}$  die kapazitive Belastung (Röhrenkapazitäten, Zuleitungskapazitäten) vom eigentlichen Endverstärker fernhält. Mit dem Einstellregler  $R_{1287}$  kann die erforderliche Plattenspannung ( $130 \text{ V}$ ) eingestellt werden. Die R-C-Kombinationen ( $R_{1294} / C_{1218}$ ,  $R_{1296} / C_{1219}$ ,  $R_{1297} / C_{1220}$ ) dienen zur Beseitigung des Mitlaufeffektes (thermische Zeitkonstanten) der Transistoren.

### Zweikanal-Verstärkereinschub ZE 10 (Bild 22)

#### Allgemeines

Bevor die eigentliche Schaltungsbeschreibung erfolgt, soll kurz das Prinzip des Zweikanal-Verstärkers ZE 10 anhand des Blockschaltbildes (Bild 23) beschrieben werden.

Mit Hilfe des Verstärkereinschubes ZE 10 ist es möglich, zwei elektrische Vor-

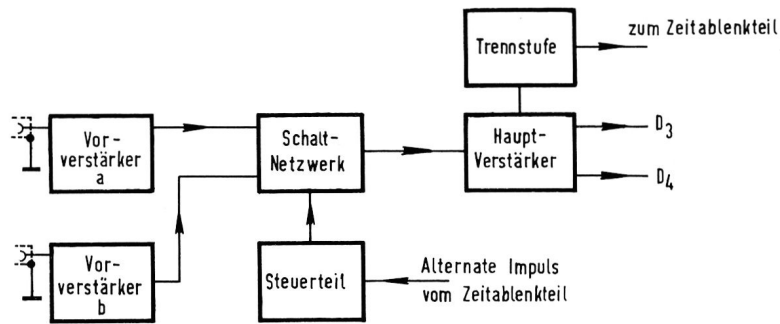


Bild 23 Blockschaltung ZE 10

gänge am Oszillographenschirm sichtbar zu machen. Es sei angenommen, Meßsignal a sei am Eingang von Kanal a, das Meßsignal b am Eingang von Kanal b angeschlossen. Der Zeitablenk-generator soll sich in Wartestellung befinden. Das Schaltnetzwerk soll so geschaltet sein, daß das Meßsignal a den Hauptverstärker und damit die Ablenkplatten erreicht, während das Meßsignal b vom Hauptverstärker ferngehalten werden soll. Über eine Trennstufe wird das Meßsignal a dem Zeitablenkteil zugeführt, was die Auslösung des Elektronenstrahls in horizontaler Richtung zur Folge hat. Das Meßsignal a wird also am Oszillographenschirm abgebildet.

Hat der Elektronenstrahl den rechten Bildschirmrand erreicht, so kehrt er in seine Ausgangslage am linken Bildrand zurück. Dieser Rücklauf erfolgt rasch und wird dunkel getastet. Wird nun dafür gesorgt, daß während dieses Rücklaufes das Schaltnetzwerk umgeschaltet wird, so daß beim nächsten Vorlauf das Meßsignal b an den Ablenkplatten liegt und das Meßsignal a vom Hauptverstärker ferngehalten wird, so wird das Meßsignal b abgebildet. Danach erfolgt wieder die Umschaltung auf Kanal a usw. Die Abbildung der beiden Meßsignale erfolgt also zeitlich nacheinander. Wird jedoch so häufig umgeschaltet (oberer Bereich der Zeitablenkung), daß pro Sekunde jedes Meßsignal etwa 25 mal abgebildet wird, so kann das Auge die Einzelbilder nicht mehr auflösen. Für den Betrachter erscheinen also beide Meßsignale gleichzeitig am Bildschirm. Die Umschaltung erfolgt über das Steuerteil mit Hilfe eines Impulses („Alternate Impuls“) der im Zeitablenkteil nach Beendigung des Sägezahnvorlaufes erzeugt wird. Die Lage der beiden Abbildungen am Bildschirm zueinander, kann durch die vertikale Strahlverschiebung beider Vorverstärker bestimmt werden.

Ist dagegen die Schaltfrequenz klein (bei der Darstellung niederfrequenter Vorgänge im unteren Bereich der Zeitablenkung) so ist obige Betriebsart nicht mehr möglich. Sollen auch hier beide Vorgänge abgebildet werden, so muß ein anderes Prinzip (Betriebsart „Chopped“) angewandt werden. Bei dieser Betriebsart erfolgt die Umschaltung von Kanal a auf Kanal b und umgekehrt mit einer Folgefrequenz von etwa  $100 \text{ kHz}$ , d. h. es wird nicht jeweils nach Beendigung jedes Sägezahnvorlaufes umgeschaltet, sondern während des Vorlaufes selbst. Es wird also  $10 \mu\text{s}$  lang Meßsignal a geschrieben, umgeschaltet, und  $10 \mu\text{s}$  Meßsignal b geschrieben, umgeschaltet,  $10 \mu\text{s} \dots$  usw.

### Eingangsstufe und Vorverstärker

Die folgende Beschreibung des Kanals „a“ gilt sinngemäß auch für Kanal „b“.

Das Meßsignal gelangt von der Eingangsbuchse a über den Schalter S 1001 direkt oder kapazitiv gekoppelt zum Spannungsteiler a. Der Ausgang des Spannungsteilers ist über eine Begrenzerschaltung ( $R_{710}$ ,  $C_{720}$ ,  $D_{701}$ ,  $D_{702}$ ) mit dem Gate des Feldeffekttransistors  $T_{1001}$  (BF 244 A) verbunden. Vom Sourcewiderstand (aus thermischen Gründen einstellbar) wird die Meßspannung an die Basis des Transistors  $T_{1003}$  (BF 224) der ersten Verstärkerstufe gegeben. An der Basis des Transistors  $T_{1004}$  (BF 244) liegt eine kontinuierlich regelbare Gleichspannung die mit dem Regler  $R_{1004}$  grob und mit dem Regler  $R_{1005}$  fein eingestellt werden kann. Sie dient zur Gleichnungssymmetrierung (0-Cor.) der Eingangsstufe. Durch Verändern des Gegenkopplungswiderstandes im Emitterzweig von  $T_{1003} / T_{1004}$  wird einmal der Verstärker erreicht ( $R_{1025}$ ) und zum anderen die Verstärkungseinregelung ( $R_{1024}$ ) durchgeführt. Von den Kollektoren der beiden Transistoren gelangt die symmetrierte und verstärkte Meßspannung über den Polaritätsschalter S 1003 zur zweiten Verstärkerstufe mit den Transistoren  $T_{1007}$  und  $T_{1008}$ . Hier erfolgt neben der Vertikalverschiebung (Verschieben des Arbeitspunktes) durch den Regler  $R_{1047}$  die Kompensation der thermischen Zeitkonstanten durch das RC-Glied  $R_{1037} / C_{1013}$ . An diese Verstärkerstufe schließt sich ein Schaltnetzwerk an, bestehend aus den vier Dioden  $D_{1001} \dots D_{1004}$ . Die Umschaltung dieses Schaltnetzwerkes erfolgt mit Hilfe der Spannung an den Knotenpunkt  $R_{1072} / R_{1073} / D_{1002} / D_{1003}$  bzw.  $R_{1074} / R_{1075} / D_{1006} / D_{1007}$ . Ist die Spannung am erstgenannten Knotenpunkt  $13 \text{ V}$  und am zweitgenannten Knotenpunkt  $3,5 \text{ V}$ , so sind auf Grund der Spannungsverhältnisse die Dioden  $D_{1002}$ ,  $D_{1003}$ ,  $D_{1005}$ ,  $D_{1008}$  gesperrt, während die Dioden  $D_{1001}$ ,  $D_{1004}$ ,  $D_{1006}$ ,  $D_{1007}$  leitend sind. Daraus folgt, daß das Meßsignal a zum Hauptverstärker gelangt, während das Meßsignal b vom Hauptverstärker ferngehalten wird. Sind dagegen die Spannungsverhältnisse an den Knotenpunkten umgedreht (Knotenpunkt  $R_{1072} / R_{1073} / D_{1002} / D_{1003}$ ,  $3,5 \text{ V}$ , Knotenpunkt  $R_{1074} / R_{1075} / D_{1006} / D_{1007}$   $13 \text{ V}$ ) so gelangt das Meßsignal b zum Hauptverstärker, während das Meßsignal a vom Hauptverstärker ferngehalten wird. Die Zusammenführung der beiden ge-

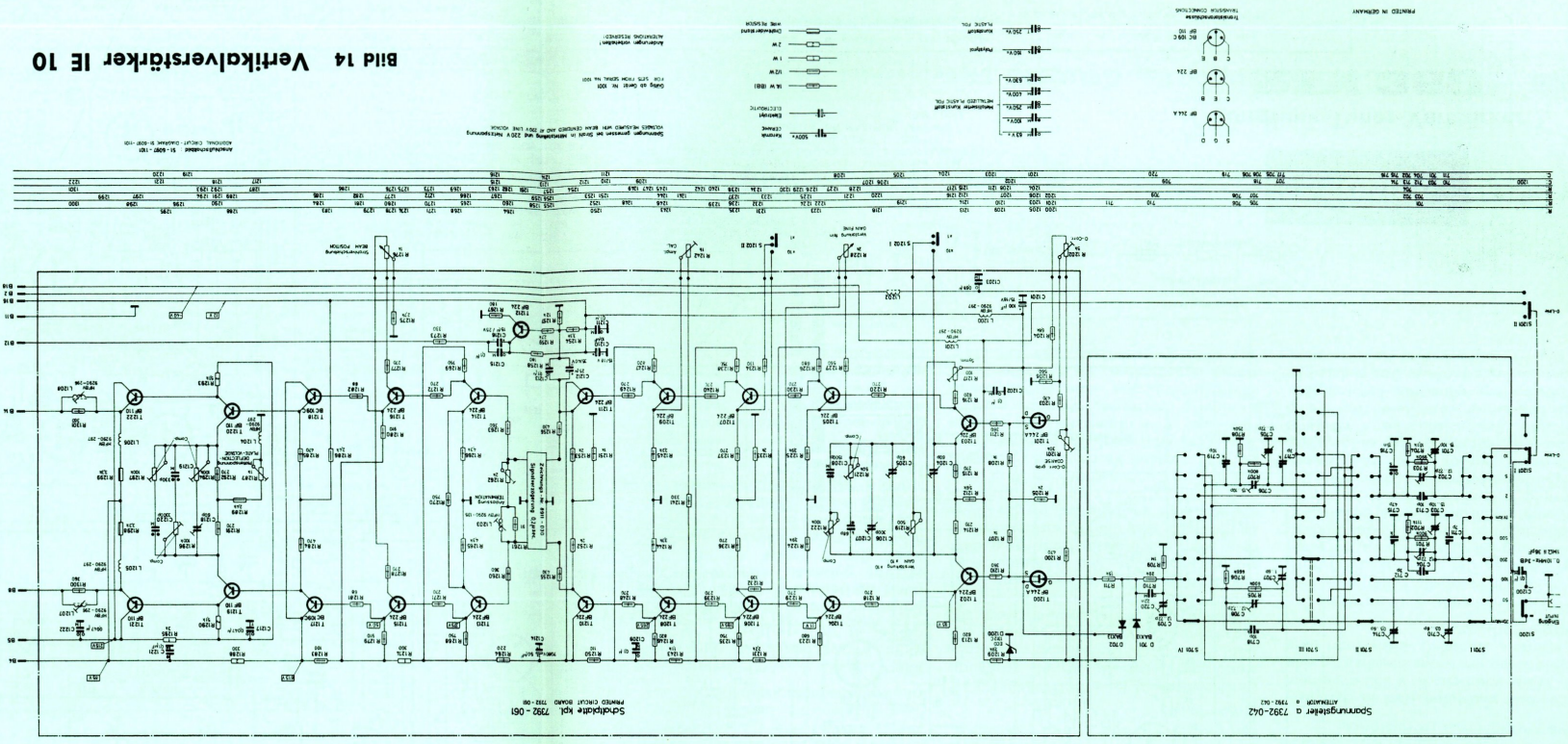


Bild 13 Vertikalverstärker VE 10

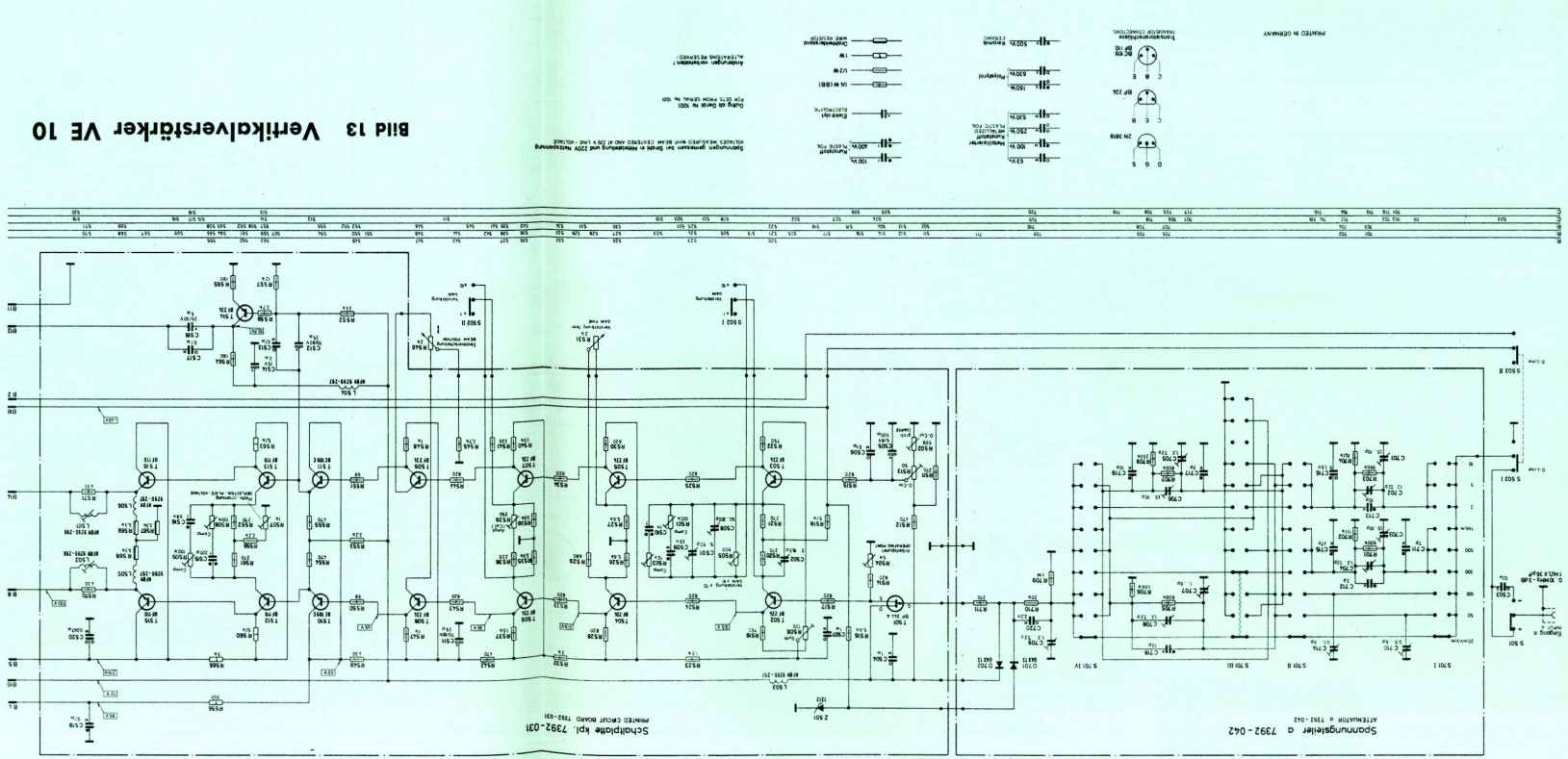


Bild 14 Vertikalverstärker IE 10

Das Steuergerät liefert je nach gewählter Betriebsart die Rechteck- bzw. Gleichspannung an die Knotenpunkte R 1074 / R 1075 / D 1006 / D 1007. Mit R 1072 / R 1073 / D 1002 / D 1003 und R 1074 / R 1075 / D 1006 / D 1007. Mit

Steuerteil!

erforderliche Plattenspannung (130 V) für D<sub>3</sub> und D<sub>4</sub> eingestellt.

Der Hauptverstärker setzt sich aus drei gegengekoppelten Verstärkerstufen (T 1015 / T 1016 / T 1019 / T 1020, T 1027 / T 1028) und aus zwei Emittortrioden (T 1023 / T 1024, T 1033) zusammen. Der Emittortrioden T 1023 / T 1024 (BC 109 c) gibt das Meßsignal niederohmig an den Endverstärker und an die Triodenstufe mit dem Transistor T 1031 (BC 108 A) ab. Über die Triodenstufen geht das Meßsignal zum Zeitblenkenstellglied (T 1032 / T 1033) und zur kapazitiven Belastung (Röhrenkapazität, Zuleitungskapazität) vom eigentlichen Endverstärker fern. Auch hier ist aus den gleichen Gründen wie bei den Einschüben VE 10 und IE 10 die Endstufe mit den Leistungsristoren BF 110 bestückt. Die RC-Kombinationen R 1084 / C 1015, R 1122 / C 1020, R 1123 / C 1023 dienen zur Frequenz- bzw. zur Kompensation der thermischen Zeitkonstanten. Mit dem Regler R 1110 wird die erforderliche Plattenspannung (130 V) für D<sub>3</sub> und D<sub>4</sub> eingestellt.

Hauptverstärker

Die Verstärkerstufen T 1011 / T 1012 und T 1013 / T 1014, die Kondensatoren C 1011 bzw. C 1012 dienen zur Frequenzgangkompensation.

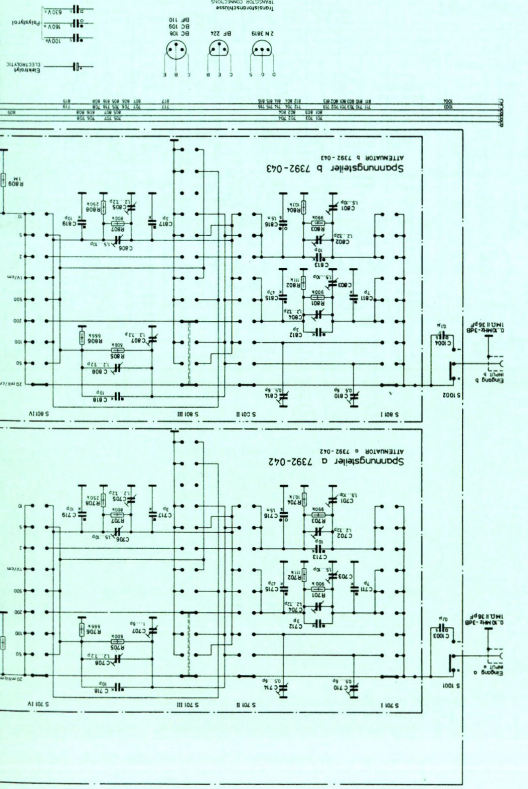
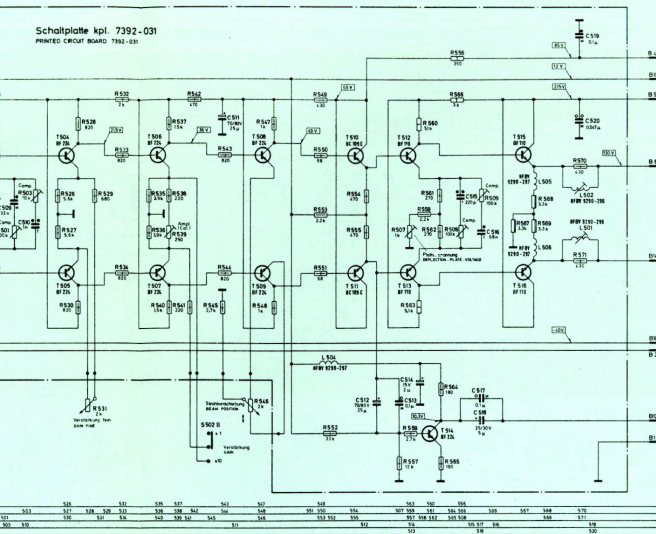
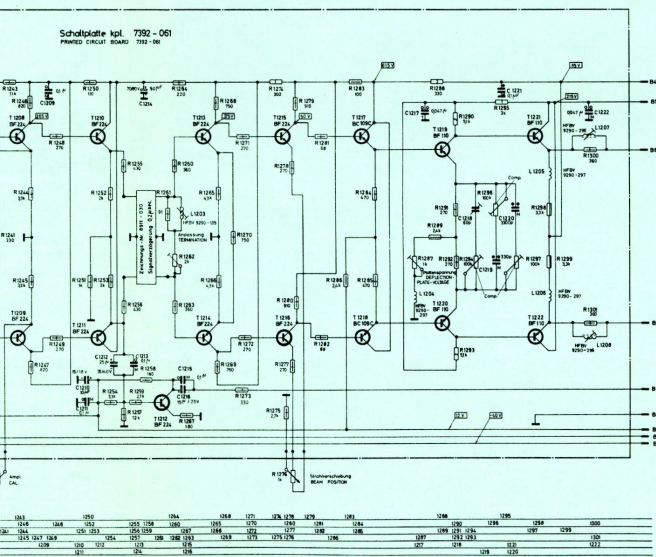


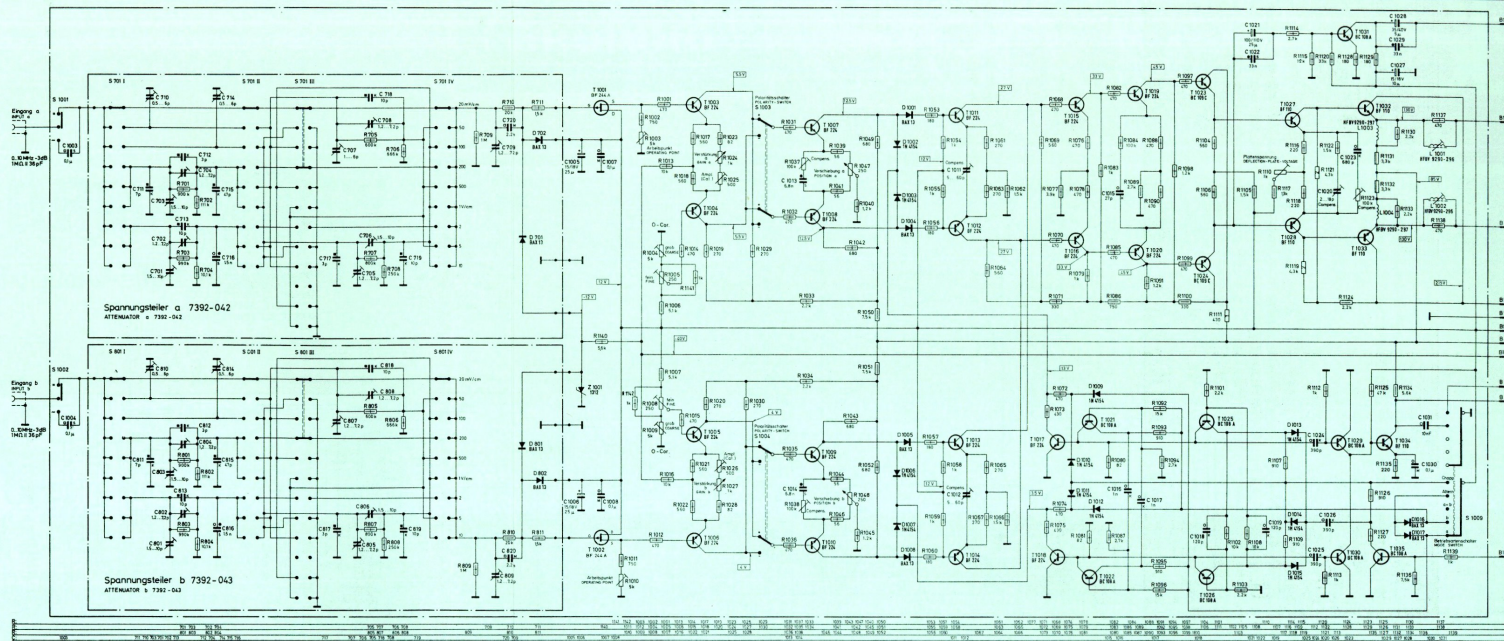
Bild 13 Vertikalverstärker VE 10



**Bild 13 Vertikalverstärker VE 10**



**Bild 14 Vertikalverstärker IE 10**



**Bild 22 Zweikanal-Vertikalverstärker ZE 10**

trennten Vorverstärker zur Ansteuerung des gemeinsamen Hauptverstärkers geschieht an den gemeinsamen Außenwiderständen der Verstärkerstufen T 1011 / T 1012 und T 1013 / T 1014. Die Kondensatoren C 1011 bzw. C 1012 dienen zur Frequenzgabelkompensation.

**Hauptverstärker**

Der Hauptverstärker setzt sich aus drei gegengekoppelten Verstärkerstufen (T 1015 / T 1016, T 1019 / T 1020, T 1027 / T 1028) und aus zwei Emittlerfolgern (T 1023 / T 1024, T 1032 / T 1033) zusammen. Der Emittlerfolger T 1023 / T 1024 (BC 109 c) gibt das Meßsignal niederohmig an den Endverstärker und an die Trennstufe mit dem Transistor T 1031 (BC 108 A) ab. Über die Trennstufe gelangt das Meßsignal zum Zeitablenker. Der zweite Emittlerfolger (T 1032 / T 1033) hält die kapazitive Belastung (Röhrenkapazität, Zuleitungskapazität) vom eigentlichen Endverstärker fern. Auch hier ist aus den gleichen Gründen wie bei den Einschüben VE 10 und IE 10 die Endstufe mit den Leistungstransistoren BF 110 bestückt. Die RC-Kombinationen R 1084 / C 1015, R 1122 / C 1020, R 1123 / C 1023 dienen zur Frequenz- bzw. zur Kompensation der thermischen Zeitkonstanten. Mit dem Regler R 1110 wird die erforderliche Platenspannung (130 V) für D<sub>3</sub> und D<sub>4</sub> eingestellt.

**Steuerteil**

Das Steuerteil liefert je nach gewählter Betriebsart die Rechteck- bzw. Gleichspannungen an die Knotenpunkte R 1072 / R 1073 / D 1002 / D 1003 und R 1074 / R 1075 / D 1006 / D 1007. Mit

Hilfe dieser Spannungen erfolgt, wie schon oben erwähnt, die Umschaltung der beiden Vorverstärker. Das mit acht Transistoren aufgebaute Steuerteil enthält einen bistabilen Multivibrator mit den Transistoren T 1025 und T 1026, einen astabilen Multivibrator mit den Transistoren T 1021 und T 1022, zwei Impulsformer mit den Transistoren T 1017 und T 1018, sowie vier einzelne Impulsverstärker mit den Transistoren T 1029 / T 1030 / T 1034 / T 1035. Damit die Funktion des Steuerteils klar wird, erfolgt nun eine Beschreibung der verschiedenen Betriebsarten im einzelnen.

**Betriebsart „a“**

In der Schaltstellung „a“ des Betriebsartenschalters S 1009 erhält der Transistor T 1017 über die Diode D 1009 eine Kollektorspannung. Da jedoch, wegen der Stromlosigkeit von T 1021 und T 1025 (keine Kollektorspannung), keine Basis-Emitterspannung (kein Spannungsabfall an R 1080) am Transistor T 1017 anliegt, fließt auch kein Kollektorstrom. Dadurch entsteht am Knotenpunkt R 1072/R 1073/D 1002 / D 1003 eine hohe positive Spannung (13 V), wodurch das Diodennetzwerk D 1001 / D 1002 / D 1003 / D 1004 (Dioden D 1001 / D 1004 leitend, Dioden D 1002 / D 1003 gesperrt) für den Kanal a, bezogen auf den Verstärkungszug, leitend wird. Der Transistor T 1018 ist jedoch im Gegensatz zu T 1017 stromführend (Kollektorspannung und Basis-Emitterspannung vorhanden). Dadurch stellt sich am Knotenpunkt R 1074 / R 1075 / D 1006 / D 1007 eine niedrige positive Spannung (3,5 V) ein und das Diodennetzwerk im Kanal b wird gesperrt (Dioden D 1006 / D 1007 leitend,

D 1005 / D 1008 gesperrt). Als Folge ergibt sich eine hohe Übersprechdämpfung.

**Betriebsart „b“**

In Schaltstellung „b“ des Betriebsartenschalters S 1009 ergeben sich an den Knotenpunkten R 1072 / R 1073 / D 1002 / D 1003 bzw. R 1074 / R 1075 / D 1006 / D 1007 auftretende Rechteckspannung bewirkt demzufolge das periodische Sperren und Durchschalten der einzelnen Kanäle. Jeder Durchlauf der Zeitablenkung ruft damit einen Wechsel zwischen Kanal „a“ und Kanal „b“ hervor.

**Betriebsart „a + b“**

In der Schaltstellung „a+b“ bleiben die Transistoren T 1017 und T 1018 stromlos (keine Kollektor- und keine Basis-Emitterspannung). Von den Querdioden (D 1002, D 1003, D 1006, D 1007) wird deshalb keine leitend, d. h. beide Dioden-Netzwerke schalten die Vorverstärker an den Hauptverstärker, der somit die Summe der Meßspannungen zum Verstärken erhält. Da jedoch die Polarität der Meßsignale a und b durch die Polarisierdioden S 1003 bzw. S 1004 umgedreht werden kann, sind insgesamt folgende Betriebsarten möglich:

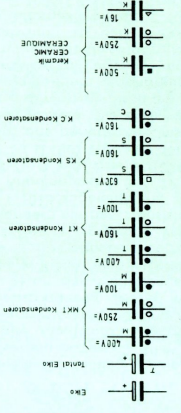
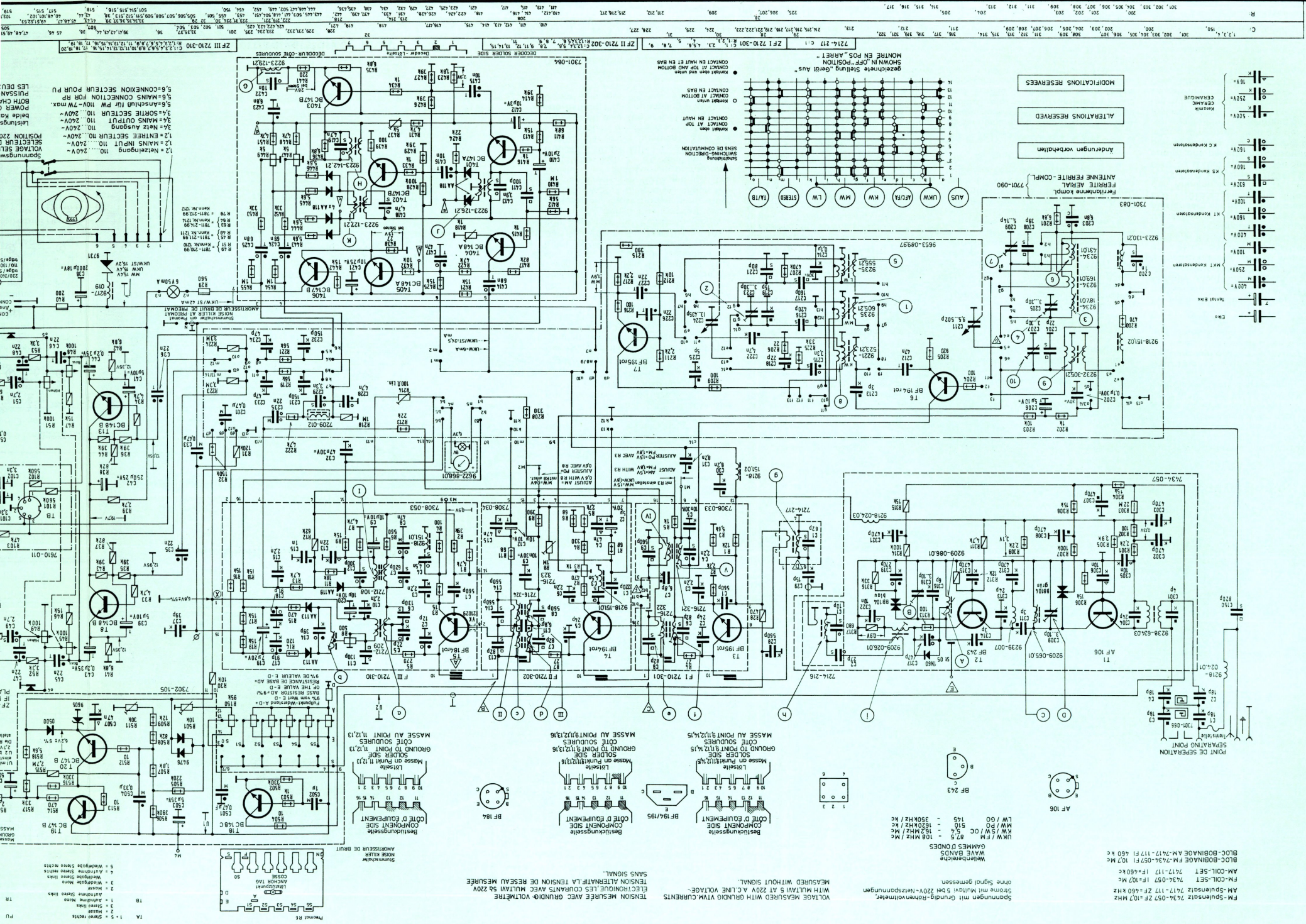
a + b, a - b, -a + b, -a - b.

**Betriebsart „Alternate“**

In der Stellung „Alternate“ des Betriebsartenschalters S 1009 tritt der bistabile Multivibrator mit den Transistoren T 1025 und T 1026 in Funktion. Nach jedem Sägezahnvorlauf wird dem Multivibrator ein durch den Transistor T 1005 verstärkter Triggerimpuls (alternate Impuls) über die Dioden D 1013 bzw. D 1015 zugeführt, was ein periodisches Umschalten des bistabilen Multivibrator zur Folge hat. Die Umschaltrechtecke werden über

**Betriebsart „Chopped“**

In der Schaltstellung „Chopp“ des Betriebsartenschalters S 1009 erhält der astabile Multivibrator, bestehend aus den Transistoren T 1021 und T 1022, seine Betriebsspannung. Dieser Multivibrator erzeugt an den Emitterwiderständen R 1080 und R 1081 eine Rechteckspannung mit einer Folgefrequenz von ca. 100 kHz. Diese Rechteckspannung wird den Impulsformern mit den Transistoren T 1017 und T 1018 zugeführt. Mit Hilfe der an den Knotenpunkten R 1072 / R 1073 / D 1002 / D 1003 bzw. R 1074 / R 1075 / D 1006 / D 1007 entstehenden Spannung erfolgt das periodische Umschalten der beiden Kanäle. Diese Umschaltung erfolgt also nicht synchron mit der Zeitablenkung, sondern unabhängig davon mit einer Umschaltfrequenz von 100 kHz. Um auftretende Umschaltspitzen auf dem Leuchtschirm zu unterdrücken, werden über Differenzglieder C 1024 / R 1112 bzw. C 1025 / R 1113 in Verbindung mit den Transistoren T 1029 und T 1030 Impulse gewonnen, welche nach Verstärkung im Leistungstransistor T 1034 der Kathode der Bildröhre zum Dunkelasten zugeführt werden.



MODIFICATIONS RESERVEES  
ALTERATIONS RESERVED  
Änderungen vorbehalten

Fertigungskontrolle  
FERRITE AERIAL  
ANTENNE FERRITE-COMPL.

7301-083

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

7301-083

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

9234-19021

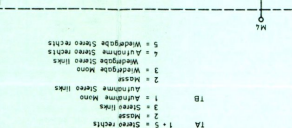
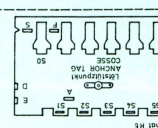
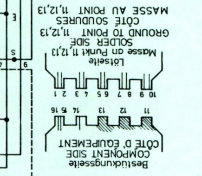
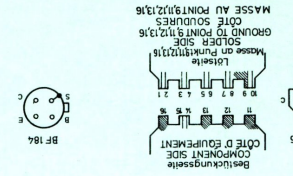
9234-19021

9234-19021

9234-19021

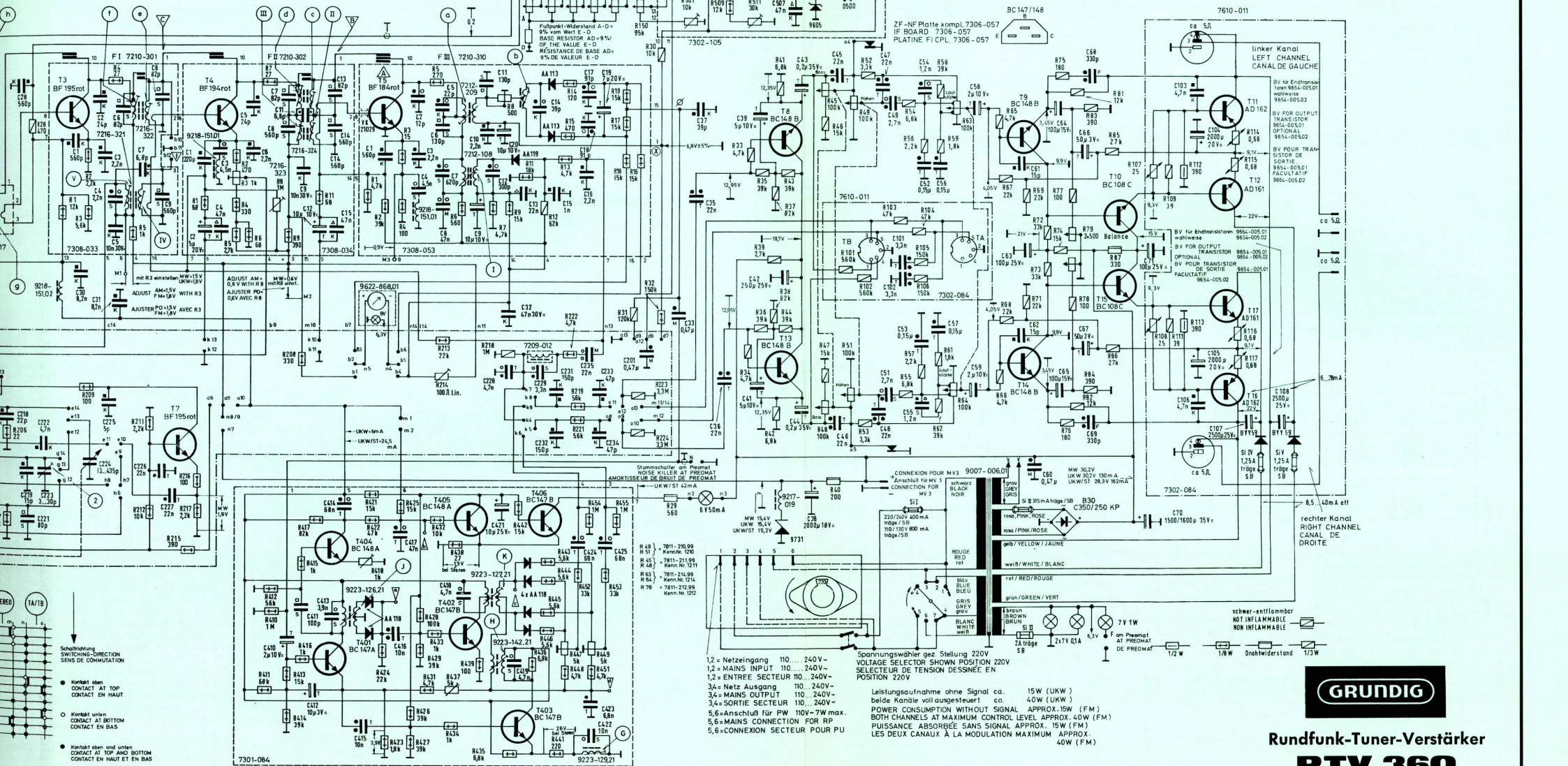
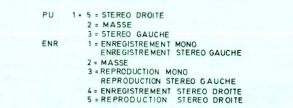
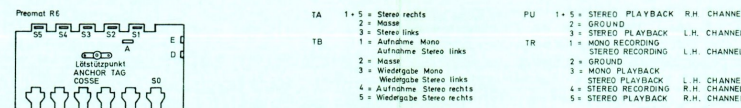
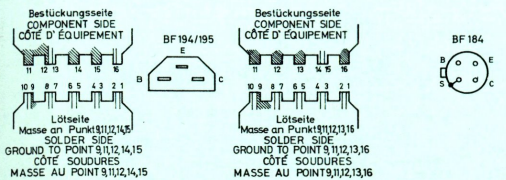
FM-Spektreitz 734-057-2F=107 MHz  
AM-Subcarrier 7417-117-2F=660 kHz  
FM-Channel-Set 743-057 F=107 MHz  
AM-Channel-Set 7417-117 F=660 kHz  
BLOC-BOBINAJE FM-743-057 F1 107 MHz  
WAVE BANDS  
GAMMES D'ONDES  
LW / M / HZ / Kc  
K / W / P / C 510 - 1620 MHz / Kc  
M / W / P / C 510 - 1620 MHz / Kc  
LW / G / O 145 - 350 MHz / Kc

Spannungen mit Grund- / Reihenwiderstand  
Voltage measured with genuine v.w.m currents  
WITH MULTIMETER 5 AT 200V A.C. LINE VOLTAGE  
ELECTRONIQUE, LES COURANTS AVEC MULTIMETER  
TENSION MEASUREE AVEC GRANDS COURANTS  
SANS SIGNAL.  
TENSION ALTERNATIVE LA TENSION DE RESEAU MEASUREE



MEASURED WITH GRUNDIG VTM CURRENTS  
 V1.5 AT 220V A.C. LINE VOLTAGE  
 WITHOUT SIGNAL.

TENSION MESURÉE AVEC GRUNDIG-VOLTMÈTRE  
 ÉLECTRONIQUE LES COURANTS AVEC MULTIMÈTRE  
 V1.5 À 220V A.C. TENSION DE RESEAU MESURÉE  
 SANS SIGNAL.



ZF I 7210-301	C1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100
ZF II 7210-302	C1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100
ZF III 7210-310	C1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100



**Rundfunk-Tuner-Verstärker  
 RTV 360**

Leistungsaufnahme ohne Signal ca. 15W (UKW)  
 beide Kanäle vollausgesteuert ca. 40W (UKW)  
 POWER CONSUMPTION WITHOUT SIGNAL APPROX. 15W (FM)  
 BOTH CHANNELS AT MAXIMUM CONTROL LEVEL APPROX. 40W (FM)  
 PUISSANCE ABSORBÉE SANS SIGNAL APPROX. 15W (FM)  
 LES DEUX CANAUX À LA MODULATION MAXIMUM APPROX. 40W (FM)



# Rundfunk-Tuner-Verstärker RTV 360

Ein Volltransistor-Stereo-Steuergerät mit UKW-Stationstasten

## I. Schaltungstechnik des HF-Teils

### Allgemeine Merkmale

Das Steuergerät RTV 360 entspricht in seinem mechanischen Aufbau weitgehend dem Gerät RTV 350. Wenn man von der Abstimmung mit Dioden absieht, ist es auch elektrisch mit dem genannten Gerät identisch. Vom Anwendungsbereich her kann man den Stereo-meister 3000 zum Vergleich heranziehen. Er hat ebenfalls UKW-Stationstasten, ist aber noch zur Hauptsache mit Röhren bestückt.

Das Gerät RTV 360 ist als Einplatinengerät aufgebaut. Die Druckplatte ist von einem Rahmen gehalten, der schon bei den Röhrengeräten in ähnlicher Form verwendet wurde. Netztrafo und Mischteil sitzen auf der rechten Chassisseite. In der Mitte hat der AM-Spulensatz mit dem zugehörigen Drehkondensator Platz gefunden. Dadurch ist der Spulensatz komplett vorprüfbar. Die Spulensatzdruckplatte ist mit einem beidseitigen Druck versehen, der mit durchkupferten Löchern die Verbindungen herstellt. Im ZF-Teil wurde die gleiche Technik angewendet wie beim RTV 350. Die Filterbecher enthalten komplette Verstärkerstufen mit einem Großteil der Bauelemente einschließlich Transistoren.

Die beiden Endstufen sind in der gleichen Weise wie beim RTV 350 auf einem Kühlblock montiert, der gleichzeitig den rückseitigen Abschluß bildet mit den Lautsprecherbuchsen.

Das Gerät hat 5 UKW-Stationstasten und die übliche Handabstimmung mit einem Potentiometer. Die automatische Scharf-abstimmung (AFC) ist schaltbar mit einer Drucktaste. Beim Einschalten des Gerätes tritt eine elektronische Geräuschunterdrückung in Funktion, damit das Durchlaufen der Abstimmung über den Bereich nicht hörbar wird. Die Mono-Stereo-Umschaltung erfolgt automatisch über den Pilotton. Man kann mit einer Taste das Gerät von Stereo auf Mono zurückschalten, wenn die Empfangsbedingungen es erfordern. Das Netzteil ist für die Versorgung der Hochfrequenz-

stufen stabilisiert. Beim Umschalten der Stationstasten oder der Bereichstasten sind Kontakte in Tätigkeit, welche das Umschaltgeräusch unterdrücken. Die Mono-Stereo-Anzeige erfolgt mit einem Lämpchen in der Skala. Beim Einschalten der Stationstasten werden die zugeordneten Skalen beleuchtet.

### Schaltungsbeschreibung

#### A) UKW-Bereich

Die Antennenspannung wird über einen Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von 70 MHz dem Mischteil zugeführt. Dadurch werden starke Kurzwelligensender daran gehindert, unkontrollierbare Mischprodukte am Vorstufentransistor zu bilden. Die Induktivitäten sind geduckt. In **Bild 2** ist die Schaltung des symmetrischen Hochpasses im Auszug dargestellt. **Bild 3** zeigt den Dämpfungsverlauf.

Der Hochpaß ist für einen Wellenwiderstand von 240 Ω berechnet. Wie man sieht, erfolgt im Durchlaßbereich praktisch keine Dämpfung, während nach der Grenzfrequenz die Dämpfung stark zunimmt. Der Tiefpaß wurde bereits im Stereomeister 3000 verwendet und hat sich gut bewährt. Die Antennenspannung wird durch einen Übertrager dem Emitter des Vorstufentransistors unsymmetrisch zugeführt. Die Erdung des Übertragers erfolgt über einen verhältnismäßig großen Kondensator von 10 nF, der für eine weitere Verringerung kurzweiliger Störungen sorgt. Die Basis ist ebenfalls über 10 nF abgeblockt. Die Emitterspannung ist zweifach gesiebt, um Oszillatorspannungen vom Antenneneingang fernzuhalten. Im Kollektor liegt der UKW-Zwischenkreis, der mit einer

BB 104

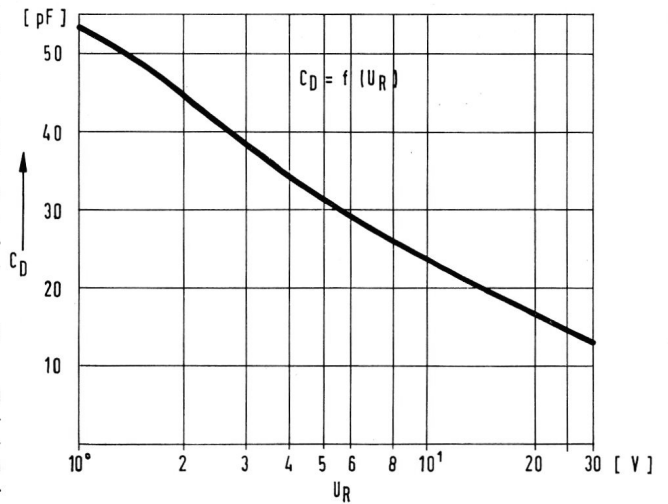


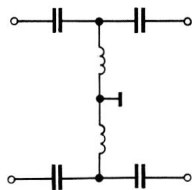
Bild 5

Doppeldiode BB 104 abgestimmt wird. Die Verwendung einer Doppeldiode verhindert Verzerrungen des HF-Signals durch zu hohe Aussteuerung. Außerdem spart man bei einer Doppeldiode einen Trennkondensator und erhält eine geringere Schwingkreisdämpfung.

**Bild 4** zeigt im Vergleich die Ansteuerung einer Doppeldiode und einer Einfachdiode.

Bei einer Änderung der Abstimmungspannung werden beide Dioden in ihrer Kapazität geändert. Der Widerstand R liegt damit immer an der halben Schwingkreisspannung und geht mit dem vierfachen Wert in den Schwingkreis ein. Bei der Einzeldiode wird der Widerstand R den Schwingkreis immer stärker bedämpfen, wenn die Abstimmungspannung steigt.

**Bild 5** zeigt die Abhängigkeit der Diodenkapazität von der Sperrspannung bei einer Einzeldiode. Die Abstimmungspannung wird über R 308 und C 308 gesiebt. Die Einstellung der Variation er-



Z = 240 Ω  
f<sub>g</sub> = 70 MHz

Bild 2

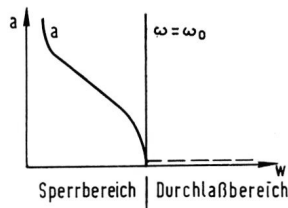


Bild 3

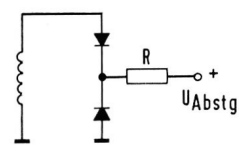
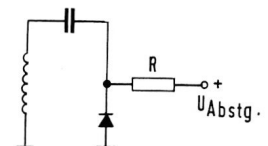


Bild 4



## ← Bild 1 Gesamtschaltung des GRUNDIG Steuergerätes RTV 360

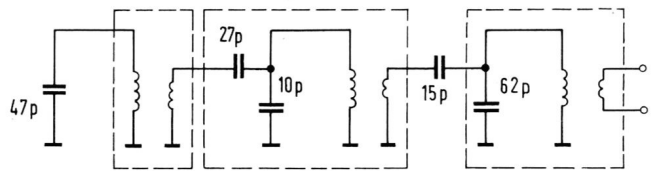
folgt mit dem Paralleltrimmer C 309. Über einen Kondensator von 3 pF (C 311) wird die HF-Spannung an den Emitter des Mischtransistors angekoppelt. Mit der Emitterdrossel und den beiden Kondensatoren C 313 (24 pF) und C 314 (3 pF) wird eine gleichmäßige Schwingspannung und Mischverstärkung über den Bereich eingestellt. C 312 dient in Verbindung mit der Emitterdrossel als 10,7-MHz-Saugkreis. C 312 ist mit 470 pF so bemessen, daß ein „Blocken“ (Überschwingen) sicher vermieden wird. Der selbstschwingende Mischer ist mit einem pnp-Siliziumtransistor bestückt, der eine geringe Temperaturabhängigkeit zeigt. Im Kollektor liegt ein verhältnismäßig großer Widerstand von 100  $\Omega$ , der für eine möglichst sinusförmige Schwingung sorgt. Über C 317 wird der Kollektor an eine Anzapfung des Schwingkreises angeschlossen. Der Rückkopplungskondensator C 314 liegt am vollen Schwingkreis. Damit werden Teilresonanzen des Kreises wirksam unterdrückt. Die Abstimm-diode des Oszillators hat einen Serienkondensator C 319 von 270 pF, der mit 33 k $\Omega$  überbrückt ist. Mit diesem Serienkondensator und dem Parallelkondensator C 316 von 6 pF wird die Temperaturkompensation bei hohen und bei tiefen Frequenzen gesondert durchgeführt. Werden am Aggregat für die Feststationen alle Tasten ausgerastet, so liegt an den Abstimm-dioden keine Abstimmspannung mehr, und die Dioden geraten in den Durchlaufbereich. Der Oszillator wird stark bedämpft und setzt eventuell aus. Die an den Dioden durch Gleichrichtung aufgetretene Richtspannung fällt aus und die Dämpfung wird noch größer. Wird nun ein Sender bei der niedrigsten Abstimmspannung eingestellt, so kann beim Auftreten aller ungünstigen Toleranzen der Oszillator nicht mehr anschwingen. Aus diesem Grunde ist der Widerstand R 303 (22 M $\Omega$ ) eingefügt, der die Abstimmleitung mit der 15-Volt-Speisepannung verbindet, wenn alle Tasten herausgedrückt sind. Die Sperrspannung an den Dioden kann in dem Falle nicht kleiner als 15 V sein. Beim Einrasten einer Taste ist der 22-M $\Omega$ -Widerstand ohne Bedeutung. Parallel zu C 317 (47 pF) liegt eine Begrenzerdiode 1 N 60, welche ihre Vorspannung von R 317 bekommt. Bei zu hohen ZF-Amplituden tritt die Diode in Tätigkeit und verhindert eine Aussteuerung des Transistors bis zur Restspannung.

Der Kollektorkreis des Mixers bildet zusammen mit den beiden nachfolgenden Kreisen ein Dreifachfilter, das in **Bild 6** gesondert herausgezeichnet ist.

**Bild 7** zeigt die Abhängigkeit der Frequenz von der Abstimmspannung für das Mischteil. Diese Kurve wird durch die entgegengesetzt verlaufenden Kurven der Abstimmregler weitgehend linearisiert.

Der ZF-Verstärker ist kombiniert für 460 kHz und 10,7 MHz ausgeführt. Über eine niederohmige Auskoppelwicklung wird der 1. ZF-Transistor angesteuert. Es folgt ein kapazitiv gekoppeltes ZF-Bandfilter. Die Koppelkapazität für 10,7 MHz ist gedruckt. Bei 460 kHz wird ein keramischer Kondensator zur Verkopplung der Kreise benutzt. Die induktive Kopplung der Spulen wird durch eine Trennwand beseitigt. Durch diese Schaltungsmaßnahmen wird eine freizügige

Bild 6



Kopplungseinstellung gewährleistet. Die Neutralisation bei FM ist ebenfalls gedruckt und führt vom heißen Kreisende auf den Hochpunkt des vorhergehenden Filters. Der Transistor wird nur für 10,7 MHz verwendet. Die zweite ZF-Stufe ist für 10,7 MHz ähnlich aufgebaut wie die erste Stufe. Sie arbeitet als erster ZF-Verstärker für AM. Für die UKW-ZF ist der Emitter lediglich mit 2,2 nF geerdet. Der Saugkreis mit 4,5 nF ist auf 460 kHz abgestimmt. Der Treibertransistor BF 184 arbeitet auf induktiv gekoppelte Kreise. Der Kollektorkreis ist angezapft. Der Radiodetektor ist symmetrisch ausgeführt. Die AM-Unterdrückung wird mit einem Regelwiderstand in Reihe zur Tertiärwicklung eingestellt.

Die Tertiärwicklung ist kapazitiv geerdet auch für Niederfrequenzen. Die Niederfrequenz wird zwischen den beiden Richtwiderständen abgegriffen. An diesem Punkt entsteht auch die Nachstimmspannung für die automatische Scharfabstimmung, welche ähnlich wie beim Stereomeister 3000 oder HF 500 auf das Netzteil einwirkt. Eine genaue Beschreibung der Scharfabstimmung folgt weiter unten. Über C 33 wird das gesamte Multiplexsignal dem Decoder zugeführt.

Der Radiodetektor ist gleichstrommäßig auf ca. 6,8 V hochgelegt. Diese Notwendigkeit ergibt sich aus der Scharfabstimmung. Am Eingang des Decoders liegt ein Stummschaltkontakt, der beim Drücken der Stationstasten in Tätigkeit tritt und für die Dauer der Umschaltung die Niederfrequenz kurzschließt. Die Abstimmmanzeige erfolgt mit einem beleuchteten Instrument, welches über zwei Widerstände aus der Richtspannung gespeist wird. Die Kennlinie des Instrumentes ist logarithmisch. **Bild 8** zeigt die Kurve der Mefwerkempfindlichkeit.

#### Die AM-Stufen

Das Gerät verfügt über die Wellenbereiche KW, MW, LW. Die Antenneneinkopplung bei KW erfolgt induktiv über eine Antennenspule. (KW-Vorkreis = 9232—305.21.) Die Antenne wird auf allen Bereichen durch C 150 (820 pF) verkürzt. Bei MW und LW führt der Weg

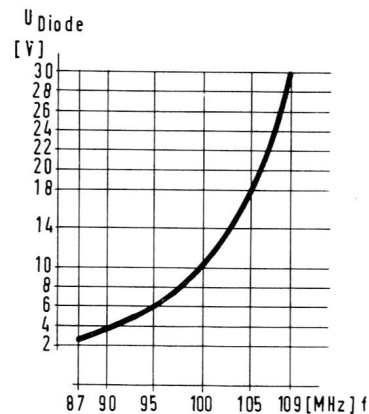


Bild 7

der Antennenspannung über eine Drossel und einen Widerstand sowie einen ZF-Sperrkreis an den Fußpunkt-kondensator C 203 des Vorkreises. C 203 ist mit 6,8 k $\Omega$  überbrückt um tieffrequente Störungen abzuleiten (Brummen). Der MW- und LW-Vorkreis ist auf der Ferritantenne untergebracht. Mit dem Ferritantennenschalter läßt sich die Außenantenne abschalten. Über die Basiswicklungen wird die Schwundregelspannung dem Mischer zugeführt. Siebglieder befreien die Spannung von NF-Resten. Der Mischer wird abwärts geregelt. Für KW erfolgt eine Neutralisation der am Vorkreis entstehenden Oszillatorstörspannung über C 213 von 3 pF. Die Oszillatorspannung für den Mischer wird über Wicklungen aus dem Oszillator ausgekoppelt. Der Oszillator arbeitet mit geerdeter Basis. Im Kollektor liegt ein Siebglied von 5 pF und 100  $\Omega$ . Es soll verhindern, daß der Transistor unkontrolliert mit Ankoppelwicklungen auf hohen Frequenzen schwingt. Das Prinzip der Oszillatorschaltung zeigt **Bild 9**.

Verschiedene Widerstände parallel zu den Schwingkreisen und in Reihe zu den Parallelkondensatoren sorgen für eine gleichmäßige Oszillatoramplitude. Diese Linearisierung ist nötig, damit ein Hochlaufen der Schwingspannung und Sperrschwingen vermieden werden.

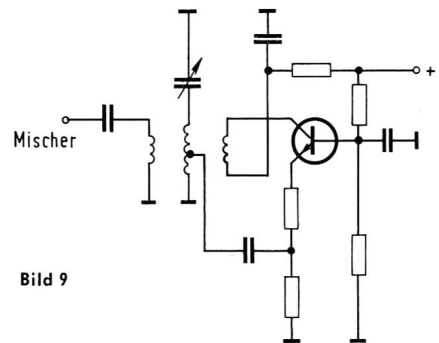


Bild 9

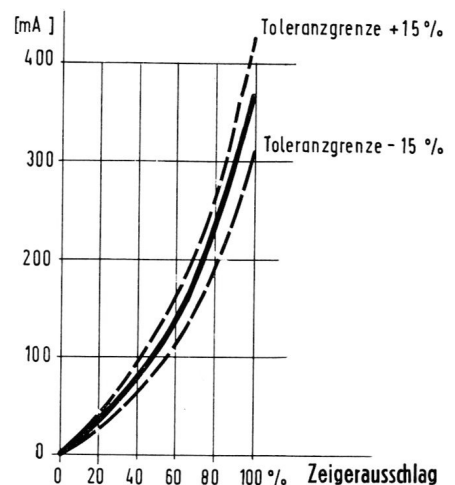


Bild 8

Der Transistor T 4 arbeitet als erster ZF-Verstärker für 460 kHz. Am Emitter liegt ein ZF-Saugkreis, der aus einem Kondensator von 4,5 nF und einer Drossel besteht. Diese Schaltung wurde zuerst im Gerät HF 25 angewendet und diente dort ebenfalls zur einwandfreien Erdung der Kathode (Bild 10).

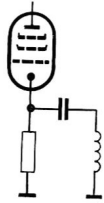


Bild 10

Sie wurde damals entwickelt, um für 10,7 MHz einen unüberbrückten Kathodenwiderstand verwenden zu können; aber bei 460 kHz trotzdem eine gute Erdung der Kathode zu haben. Die Basisstrecken sind über Elkos bei LW, MW, KW geerdet. Es werden damit Modulationsverzerrungen vermieden. Sie können bei hoher Aussteuerung auftreten.

Nach Verstärkung im Transistor 5 wird das Signal dem Demodulator zugeführt. Der Demodulator verfügt zwar über zwei Wicklungen, er arbeitet aber wie ein Einzelkreis mit Anzapfung. Mit der zweiten Wicklung wird lediglich eine gleichstrommäßige Trennung erreicht. Die Sekundärseite ist mit 300 pF abgestimmt. Es erhöht sich dadurch der Kopplungsgrad beträchtlich, so daß Modulationsgradverringerungen durch steigende Last vermieden werden. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß dem NF-Verstärker zugeführt. Dieser Tiefpaß hat eine Polfrequenz bei ca. 5 kHz. Es soll dadurch das speziell beim Sender Luxemburg auftretende Interferenzpfeifen beseitigt werden.

Bild 11 zeigt die bei dem Gerät angewandte Regelschaltung für den Schwundausgleich.

Die Arbeitsweise der Schaltung ist folgende: Mit Hilfe von Spannungsteilern ist der Demodulator in etwa auf das Potential angehoben, welches an der Basis des Transistors herrscht, welcher geregelt wird. Bei steigender Ausgangsspannung am Demodulator wird der Transistor T 4 abwärts geregelt. Mit Hilfe des 1-M $\Omega$ -Potentiometers wird der Arbeitspunkt korrigiert, der ohne Rege-

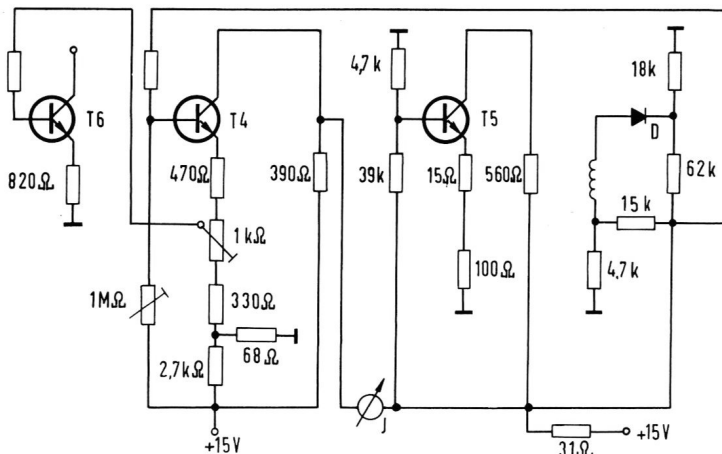


Bild 11

lung auftreten soll. Bei Regelung von T 4 geht ebenfalls die Emitterspannung von T 4 zurück. Der Mischtransistor T 6 wird dadurch abwärts geregelt, da er seine Basisspannung vom Emitter des T 4 bezieht. Das Instrument liegt in einer Brückenschaltung einmal am Kollektor von T 4 und andererseits an einem Punkt P, der im Ruhezustand ohne Signal das gleiche Potential wie der Kollektor von T 4 aufweist.

**Netzteil für die Abstimmioden mit Scharfabstimmung und Einschaltgeräuschunterdrückung**

Bei Geräten mit Diodenabstimmung muß die Abstimmspannung gegen Netzspannungsschwankungen und Temperatureinflüsse stabilisiert werden. Zur Erzielung eines möglichst konstanten Hubes der Scharfabstimmung ist es zweckmäßig, die gesamte Abstimmspannung durch die Scharfabstimmung zu steuern.

Die Abstimmspannung und die Scharfabstimmung haben dann immer ein konstantes Verhältnis zueinander. Der absolute Wert der Änderung wird bei der Teilung laufend kleiner, der relative bleibt dagegen konstant. Auf diese Weise läßt sich ein weitgehend konstanter Hub über den gesamten Bereich erzielen. Dieses Prinzip wurde bereits im Stereomeister 3000 und im HF 500 angewendet. Es ist in ähnlicher Weise auch beim RTV 360 verwirklicht. Um die Wirkungsweise des Netzteils leichter zu verstehen, soll es schrittweise aufgebaut und erläutert werden. Bild 12 zeigt eine Stabilisierungsschaltung mit einem Längstransistor und einer Zenerdiode.

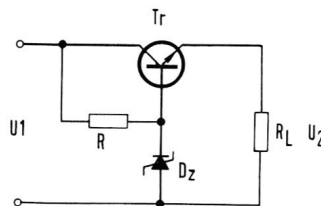


Bild 12

Ändert sich die Eingangsspannung zu positiven Werten, so wird über R ein größerer Strom fließen. Die Zenerdiode Dz zeigt nur ein sehr geringes Ansteigen der Spannung, da sie einen kleinen differentiellen Widerstand hat. Der in den Transistor hineinfließende Basis-

strom bleibt dadurch konstant. Bild 13 zeigt das Kennlinienfeld eines Transistors.

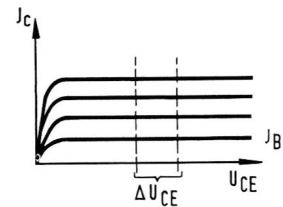


Bild 13

Man sieht, daß bei konstantem  $I_B$  eine Änderung der Spannung  $U_{CE}$  keine Änderung des Kollektorstromes hervorruft.

Das heißt, daß bei dem Netzteil nach Bild 12 die Spannung  $U_2$  von  $U_1$  weitgehend abhängig ist. Die Schaltung nach Bild 12 erlaubt nur Ausgangsspannungen, die kleiner sind als die Spannung der Zenerdiode. Um den Temperaturgang der Diode kleinzuhalten, empfiehlt es sich, Dioden mit Spannungen um 6 V zu wählen. Bei diesen Dioden ist auch der Zenerwiderstand sehr klein. Für die Abstimmung mit Kapazitätsdioden wird im Gerät RTV 360 eine Spannung von 30 V verwendet. Man muß deshalb das Netzteil nach Bild 14 erweitern, um Spannungen am Ausgang zu erhalten, die höher sind als die Zenerspannung. Der Spannungsteiler  $R_2 R_3$  ist so bemessen, daß am Punkt P etwa 6,8 V stehen, wenn die gesamte Ausgangsspannung 30 V beträgt. Die Zenerspannung ist 6,2 V und die Schleusenspannung (UBE) etwa 0,6 V. 6,2+0,6 sind 6,8 V und damit gleich der Spannung am Punkt P. Wird die Ausgangs-

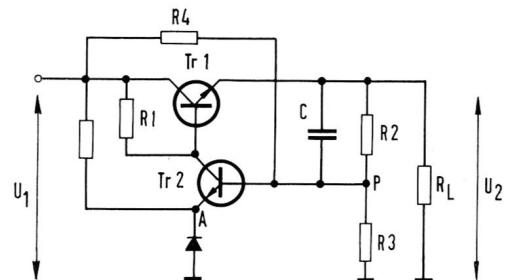


Bild 14

spannung größer oder kleiner, so ändert sich dementsprechend auch die Spannung an Punkt P. Die Zenerdiodenspannung bleibt bei allen Betriebsfällen etwa konstant. Der Strom in Tr 2 wird in weiten Grenzen geändert. Damit ändert sich der Basisstrom in Tr 1 entsprechend, und die Ausgangsspannung bleibt konstant. Über R 4 wird ein Teil der Eingangsspannungsänderung der Basis von Tr 2 zugeführt. Bei steigender Eingangsspannung wird der Basisstrom in Tr 2 erhöht und die Ausgangsspannung über Tr 1 abgesenkt. Man kann diese Kompensation so weit treiben, daß die Ausgangsspannung bei steigender Eingangsspannung nur leicht steigt oder sogar sinkt. Bei Temperaturerhöhung steigt die Zenerspannung an, die Basisemitterspannung des Transistors sinkt.

Beide Änderungen heben sich weitgehend auf, so daß die Ausgangsspannung konstant bleibt. Es bleibt jetzt noch das Problem der Einspeisung einer Scharfabstimmspannung. Die Scharfabstimmung hat bei richtiger Abstimmung

die Spannung Null. Es ist also zweckmäßig die Nachstimmspannung in einer Brücke einzuspeisen. Bezieht man die Scharabstimmung zum Beispiel auf den Punkt A und auf einen Punkt am Spannungsteiler R 2, R 3, so wird bei Temperaturänderung die Brücke aus dem Gleichgewicht geraten, da der Punkt A sich im Potential ändert. Zweckmäßig ist dagegen eine Schaltung nach **Bild 15**.

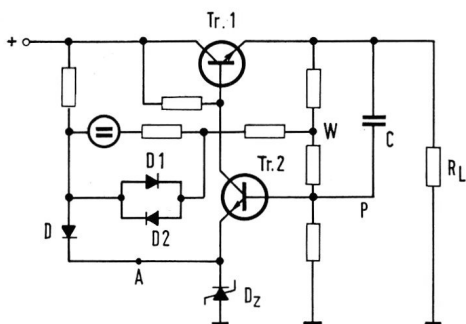


Bild 15

Die Nachstimmung wird zwischen den Punkten X und W eingespeist. Bei einer Temperaturerhöhung sinkt die Basisemitterspannung von Tr 2 und die Spannung an D sinkt ebenfalls. Die Brücke bleibt dadurch erhalten. Mit dem Kondensator werden Brummspannungen gekoppelt. Mit den antiparallelen geschalteten Dioden R 1 R 2 wird der Nachstimmhub begrenzt. Durch diese Schaltungsart ist der Ratiodektor auf ca. 6,8 V angehoben. Bei Messungen am Ratiodektor ist das zu beachten. Nachstimmspannungen dürfen nur zwischen den Punkten 1 und 15 (im Schaltbild) gemessen werden. Das Instrument muß erdfrei angeschlossen werden!

Bei Geräten mit Diodenabstimmung läßt es sich nicht vermeiden, daß die Spannung an den Abstimmioden beim Einschalten des Gerätes nicht spontan, sondern mit einer gewissen Verzögerung den Betriebswert annimmt. Bei volltransistorisierten Geräten kann die Niederfrequenzverstärkung inzwischen bereits fast ihren vollen Wert erreichen.

Man hört dann das Durchlaufen der Abstimmung über den Bereich. Um diesen unangenehmen Effekt zu vermeiden, wurde für den RTV 360 eine elektronische Unterdrückung des Einschaltgeräusches vorgesehen. Die Schaltung ist zwangsgelockt mit der Netzteilspannung. Das Prinzip zeigt **Bild 16**.

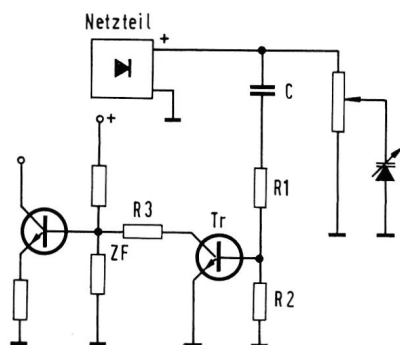


Bild 16

Über den Kondensator C wird beim Hochlaufen der Abstimmspannung die Änderung auf einen Transistor Tr übertragen, der dadurch aufgesteuert wird. Die Basisspannung eines ZF-Transistors ist dadurch annähernd Null und die Verstärkung ebenfalls. Steht die Netzteilspannung, so wird der Strom in Tr. Null und der ZF-Verstärker freigegeben.

Wird das Gerät kurzzeitig ausgeschaltet, so ist beim Wiedereinschalten die Schaltung sofort betriebsbereit, da die Abstimmspannung wieder hochläuft. Es erfolgt kurzzeitig eine erneute Sperrung des ZF-Verstärkers.

#### Decoder

Im Gerät RTV 360 wird der Decoder 8 verwendet, der schon früher beschrieben wurde. (GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN Heft 3/1967, Seiten 220/221.) Es soll nachstehend lediglich eine kurze Zusammenstellung der Einzelfunktionen gegeben werden.

- Tr 401: Verstärkung des Summenkanals und der Seitenbänder des Differenzkanals als Emittterfolger. Ausselektionierung des 19 kHz-Pilottons im Kollektor.
- 2 x AA 118: Verdoppelung der 19 kHz auf 38 kHz.
- Tr 402: Verstärkung der 38 kHz und Ansteuerung des Diodendemodulators 4 x AA 118.
- Tr 403: Seitenbandverstärker.
- 4 x AA 118: Erzeugung der Signale L + R und L - R.
- T 404: Gleichrichtung der 19 kHz und Ansteuerung des Schmitt-Triggers für die Mono-Stereo-Umschaltung.
- T 405: Schmitt-Trigger mit Lampenanzeige
- T 406: Schmitt-Trigger mit Lampenanzeige

## D. ELSÄSSER

# II. Schaltungstechnik des NF-Teils

Bei der Entwicklung des Niederfrequenz-Verstärkers für das Steuergerät RTV 360 tauchte erstmals das Problem auf, bewährte und ausgereifte Röhrenschaltungen, die wirtschaftliche und qualitativ gute Lösungen darstellten, durch ebenbürtige Transistorschaltungen zu ersetzen. Durch Anwendung teilweise neuer Schaltungsarten konnte dieses Problem für netzbetriebene Mittelklassengeräte zufriedenstellend gelöst werden. Die hier behandelte Schaltung des Niederfrequenzteiles in Transistortechnik stellt, bei annähernd gleicher Wirtschaftlichkeit, einen in wesentlichen Punkten verbesserten Qualitätsstand dar.

Zu nennen sind: Größere Ausgangsleistung bei hohen und tiefen Frequenzen, bedingt durch den Fortfall des in Röhrenschaltungen verwendeten Ausgangsübertragers — kleinerer Klirrfaktor, bedingt durch stärkere Gegenkopplung in der Endstufe, die sich zwangsläufig aus der Stufenfolge und der Phasenbeziehung, Verstärker-Ausgang zu Verstärker-Eingang ergibt. — Ebenso setzt die starke Gegenkopplung in der Endstufe den dynamischen Ausgangswiderstand des Verstärkers und damit Ein- und Ausschwingvorgänge des angeschlossenen Lautsprechers stark herab. Weiterhin zu nennen ist noch der hohe Wirkungsgrad und die dadurch verminderte Wärmeumsetzung im Gerät sowie die konstante Ausgangsleistung zwischen TA-Betrieb und Rundfunkwiedergabe, da zum Unterschied zu Röhrengeräten der zusätzliche Stromverbrauch bei Rundfunkempfang gegenüber TA-Wiedergabe nicht mehr wesentlich in den Spannungshaushalt der Endstufe eingeht.

#### Aufbau des NF-Teiles:

Der NF-Verstärker gliedert sich in vier elektrische Einheiten:

1. **Eingangsstufe**, bestückt mit dem Transistor BC 148 B. Die Aufgabe der Eingangsstufe besteht darin, das NF-Teil an die Impedanzen der verschiede-

nen Niederfrequenzgeneratoren anzupassen: FM-Ratiodektor, AM-De-modulator, Kristall- bzw. Keramik-Tonabnehmer und Tonbandgerät.

2. **Klang- und Lautstärkeregelnetzwerk**; bestehend aus Höhen- und Tiefenregler und dem Lautstärkeregel mit echter Physiologieregelung.
3. **Spannungs- und Leistungsverstärker**, bestückt mit den Transistoren BC 148 B, BC 108 C und den Komplementär-Leistungstransistoren AD 161 und AD 162. Dieser Verstärkerzug erzeugt die nötige Spannungsverstärkung und liefert die Ausgangsleistung für beliebige Lautsprecherkombinationen ab einer Impedanz von 4 Ω.
4. **Netzteil**, das auf Grund der hier verwendeten Endstufenschaltung je eine gesonderte Gleichspannungserzeugung mittels Siliziumdioden für beide Kanäle aufweist.

#### Wirkungsweise der Schaltung

##### Eingangsstufe

Der Einfachheit halber, weil es sich um zwei vollkommen gleichartige Verstärkerzüge handelt, werden hier nur die Positionen des linken Kanals bezeichnet.

Durch Druck auf die gewünschte Bereichstaste gelangen die verschiedenen NF-Signale an die Basis des Eingangstransistors T 8; bei UKW über die Schalter K 8 / K 9 — 011 / 012; bei KW, MW und LW über K 7 / K 8 — 011 / 012 (gleichzeitig auf den rechten Kanal über K 4 / K 5 — 08 / 09, wodurch automatisch bei AM-Betrieb die Monoschaltung beider Kanäle gewährleistet ist); bei TA/TB über 013/012 an die Basis von T 8.

Durch den Stereo-Monoschalter m13/m12 kann bei UKW- und TA-Betrieb, bei vorhandenem Stereosignal, zwischen Stereo- und Monowiedergabe gewählt werden.

Der Eingangstransistor T 8 ist als Kollektor-Basisstufe geschaltet. Er weist eine

hohe Eingangsimpedanz sowie eine geringe Ausgangsimpedanz auf. Der Eingangswiderstand beträgt bei 1 kHz 1,8 M $\Omega$ , der Ausgangswiderstand 450  $\Omega$ .

Um die verschiedenen NF-Generatoren möglichst wenig zu belasten (Spannungsanpassung!) und speziell für Kristall- und Keramik-TA-Systeme eine tiefe Grenzfrequenz zu erreichen, wurde die Beeinträchtigung des Eingangswiderstandes durch den Basisspannungsteiler, bestehend aus R 35, R 37 und R 43 durch den Bezug auf den Emitter mittels C 39 ausgeschaltet.

Der Widerstand R 33 (4,7 k $\Omega$ ) vor der Basis von T 8 in Reihe zur Signalspannungsquelle, stellt einen für sehr hohe Frequenzen wirksamen Schwingschutz für den Transistor dar. Die Betriebsspannung wird über ein für beide Stereokanäle gemeinsames RC-Siebglied zugeführt.

Da der Eingangstransistor direkt an den verschiedensten Signalspannungen liegt, wurde der Arbeitspunkt so ausgelegt, daß die Eingangsspannung in keinem Fall einen unzulässigen Klirrfaktor hervorrufen kann. **Bild 17** zeigt die Abhän-

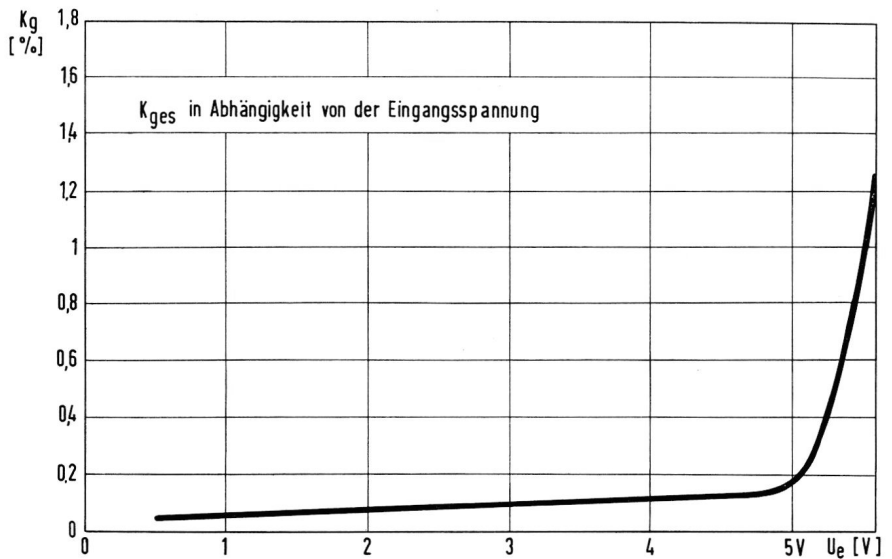


Bild 17

gigkeit des Klirrfaktors von der angelegten Wechselspannung.

### Klang- und Lautstärkeregelung

Das Ausgangssignal von T 8 gelangt, nachdem es durch den Transistor T 8 auf eine kleine Impedanz (450  $\Omega$ ) gebracht wurde, über den Koppelkondensator C 43 zum Tiefenregler. Dieser weist einen Widerstandswert von 100 k $\Omega$  auf und liegt mit dem Widerstand R 46 in Reihe gegen Masse. Die Regelung der tiefen Frequenzen (Grenzfrequenz 1 kHz, Regelkurve siehe **Bild 18**) erfolgt in zweifacher Weise: Erstens durch Überbrückung des Kondensators C 45, der durch seinen für tiefe Frequenzen hohen Widerstand im nichtüberbrückten Zustand einen Abfall der Tiefen hervorruft, zweitens durch die sich bei zugeordnetem Tiefenregler ergebende höhere Spannungsteilung des Kondensators C 45 zu R 46.

Durch die Verdoppelung der Absenkung des Tiefenreglers wird gewährleistet, daß selbst Musik- und Sprachwiedergaben mit starker Tiefenanhebung wunschgemäß eingestellt werden können.

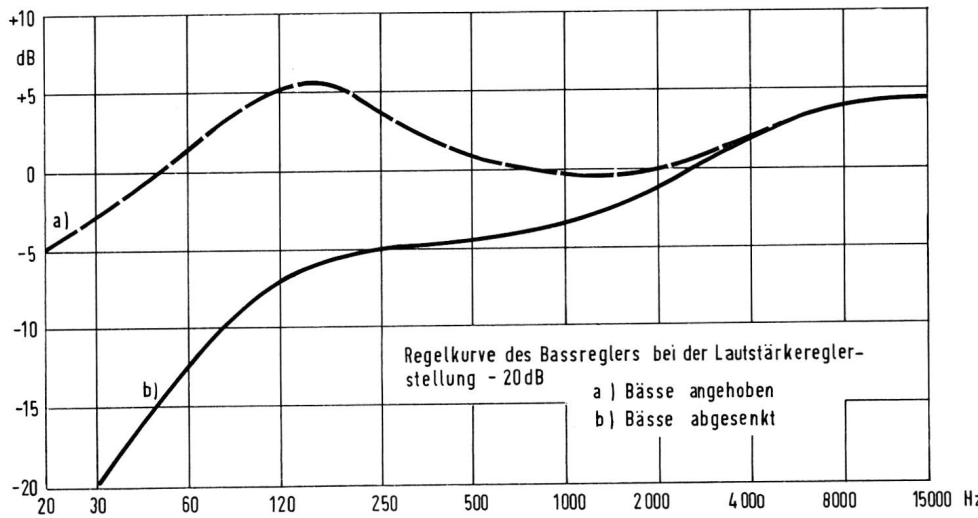


Bild 18

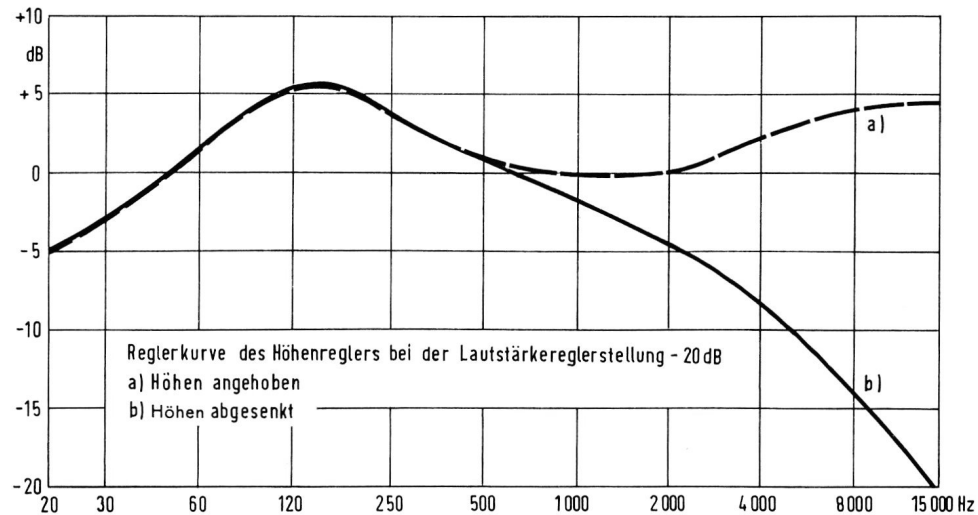


Bild 19

Der Höhenregler, der in der Schaltungsanordnung dem Tiefenregler folgt, weist ebenfalls — dadurch daß die hohen Frequenzen durch die Teilung R 52 zu C 47 und zusätzlich am Abgriff des Lautstärkepotentiometers durch C 49, R 54 abgesenkt werden — eine große Regelvariation auf. Die Grenzfrequenz des sich durch die Höhenregelung ergebenden Frequenzganges liegt bei 1,5 kHz. Den Regelverlauf des Höhenreglers zeigt **Bild 19**.

Als Lautstärkeregelung wird ein lineares Potentiometer mit zwei Abgriffen — die bei  $\frac{1}{3}$  bzw.  $\frac{2}{3}$  des Widerstandswertes von 100 k $\Omega$  liegen — benutzt. Durch die Widerstände R 56, R 59 wird der lineare Regelverlauf des Potentiometers logarithmiert. Gleichzeitig werden durch die in Reihe zu R 56, R 59 liegenden Kondensatoren C 52, C 56 die tiefen Frequenzen (Grenzfrequenz ca. 300 — 600 Hz) und die hohen Frequenzen durch teilweise Überbrückung des Potentiometerwiderstandes mit dem RC-Glied C 49, R 54, das auf den ersten Abgriff wirkt und C 54, R 58 (wirksam auf den zweiten Abgriff) weniger stark gedämpft. Diese Maßnahme bewirkt, daß bei fallender

C 54, R 58 (wirksam auf den zweiten Abgriff) weniger stark gedämpft. Diese Maßnahme bewirkt, daß bei fallender Lautstärke, bezogen auf die Mittenfrequenz, die Tiefen stark und die Höhen weniger stark angehoben werden (gehörriichtige Lautstärkeregelung). Durch die Wahl eines linearen Reglers für die Lautstärke sowie enge Toleranzforderungen an denselben, läßt sich ein zufriedenstellender Gleichlauf beider Stereo-Kanäle erzielen. **Bild 20** zeigt den Frequenzgang der gehörriichtigen Lautstärkeregelung bis zu einer Einstellung von  $-40$  dB.

### Spannungs- und Leistungsverstärker

Nachdem das NF-Signal die Impedanzwandler, den Klang- und den Lautstärkeregelner durchlaufen hat, gelangt es über den Koppelkondensator C 58 und den Schwingschutzwiderstand R 65 an die Basis des Transistors T 9. Der Koppelkondensator C 58 bewirkt durch seine relativ große Kapazität, daß die durch den Schleifer des Potentiometers gegen Masse sich ergebende niedrige Impedanz auch für tiefe Frequenzen wirksam bleibt, und so auch hier ein sehr guter Störabstand erhalten wird.

Der Komplex der Endstufe besteht aus vier Transistoren, die miteinander galvanisch gekoppelt sind. Durch Rückführung der Endstufenmittenspannung auf die Basis des Eingangstransistors T 9 wird eine starke Gleichstromgegenkopplung erzeugt, wodurch sämtliche Transistor- und Bauteiltoleranzen, die in den Gegenkopplungskreis einbezogen sind, ausgeglichen werden. Bedingt durch diese Gleichstromverkopplung und die großen Emittierwiderstände in der Komplementär-Endstufe kann sowohl auf die Stabilisierung des Endstufenruhestroms, auf Einstellung der Symmetrie der Endstufe als auch auf das Einstellen des Ruhestroms verzichtet werden. Für den ganzen Endstufenkomplex ist somit kein Einstellvorgang vorzunehmen.

Der Transistor T 9 läuft in Emittier-Basischaltung. Sein Kollektorstrom wurde niedrig gewählt (ca.  $0,3$  mA), um einen guten Rauschabstand zu erreichen. Um die Störspannung auch vom Netzteil her niedrig zu halten, wurde die Betriebsspannung von T 9 durch R 74 und C 63 gesondert ausgesiebt.

Der Basisteiler, bestehend aus den Widerständen R 85, R 69, führt der Basis über R 67 eine starke Gleichspannungsgegenkopplung zu. Damit dieser Basisteiler den Eingangswiderstand nicht herabsetzt und damit die Baßanhebung und den Regelverlauf des Lautstärkpotentiometers beeinflusst, ist er mittels des Kondensators C 66 auf den Emittier entkoppelt. In den Emittier des Transistors T 9 wird die im Übertragungsbereich frequenzunabhängige Gegenkopplung gespeist. Das RC-Glied C 64, R 83 stellt den Teilerwiderstand für diese Gegenkopplung dar. Der Widerstand R 81, der mit dem RC-Glied R 75, C 68, das zur Gegenkopplungsstabilisierung für Frequenzen über den Übertragungsbereich dient, stellt gleichzeitig den Längswiderstand für die Gegenkopplung dar und dient als Gleichstrom-Emittier-Widerstand. Die Gegenkopplung beträgt  $20$  dB. Sie wird durch den Elektrolytkondensator C 64 durch dessen mit fallender Frequenz ansteigenden kapazitiven Widerstand für tiefste Frequenzen stärker wirksam, so

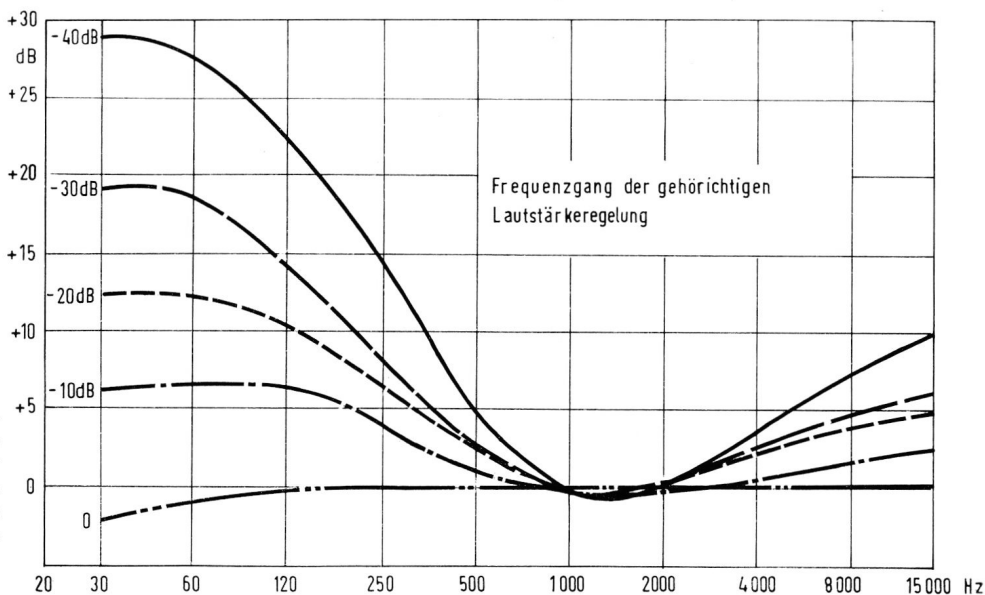


Bild 20

daß Frequenzen, die vom Lautsprecher nicht mehr wiedergegeben werden können, unterdrückt werden. Zwischen dem Elektrolytkondensator C 64 und dem Widerstand R 83 wird die Impedanz durch den Balance-Regler über den Vorwiderstand R 77 verändert. Dadurch wird die Wechselspannung, die dem Emittier als Gegenkopplung zugeleitet wird, mehr oder weniger kurzgeschlossen.

Die logarithmische Regelkurve des Balance-Reglers ist so ausgelegt, daß jeder Kanal, von der Mittelstellung aus betrachtet, um  $2,7$  dB in der Verstärkung angehoben und um  $6$  dB abgesenkt werden kann. Diese Variation wurde gewählt, damit bei Betätigen des Balance-Reglers die Summe der Ausgangsleistung beider Stereokanäle immer die gleiche bleibt.

Dem Transistor T 9, dessen Aufgabe es ist, die nötige Spannungsverstärkung zu erzeugen, folgt in Gleichstromkopplung, der Treibertransistor T 10, ein Transistor mit hoher Stromverstärkung ( $450-1000$ ). Dieser Transistor arbeitet in Kollektor-Basisschaltung. Das bedeutet, daß er eine sehr große Stromverstärkung auf-

weist, die notwendig ist, um den relativ hochohmigen Ausgang des Transistors T 9 an den Eingang der Komplementär-Endstufe anzupassen. Der Kollektorstrom, der um einen guten Störabstand zu erreichen, durch den Widerstand R 87 und den Elko C 71 brummarm gehalten wird, beträgt ca.  $25$  mA. Dieser Wert wird benötigt, um den Basisspitzenstrombedarf der Gegentakt-Endstufe zu decken.

Sein Emittierstrom fließt über den Widerstand R 109 (parallel hierzu der Heißleiter R 107) und den Außenwiderstand R 112. Durch den Spannungsabfall an dem Widerstand R 109 wird die Basisvorspannung (Basis-Emittier; Emittier-Basis) für die Endstufe erzeugt. Der Heißleiter R 107 sorgt dafür, daß, bedingt durch seine Charakteristik — mit steigender Temperatur seinen Widerstandswert zu verkleinern —, die Basis-Emittier-Spannung der Endstufen und damit der Kollektorstrom konstant gehalten wird, wie aus **Bild 21** hervorgeht. Der Newi R 107 ist als Aufschraubheißleiter ausgebildet und sitzt mechanisch direkt an den Endstufentransistoren. Dadurch wird eine enge thermische Verkopplung erreicht.

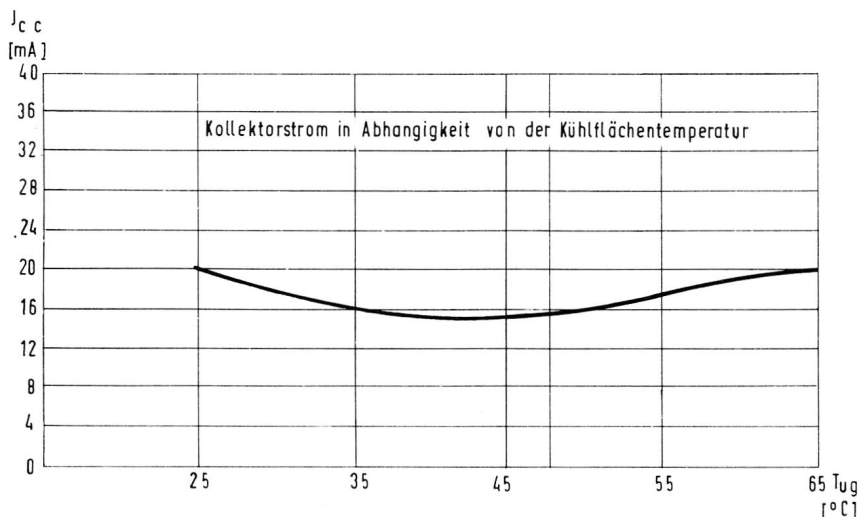


Bild 21

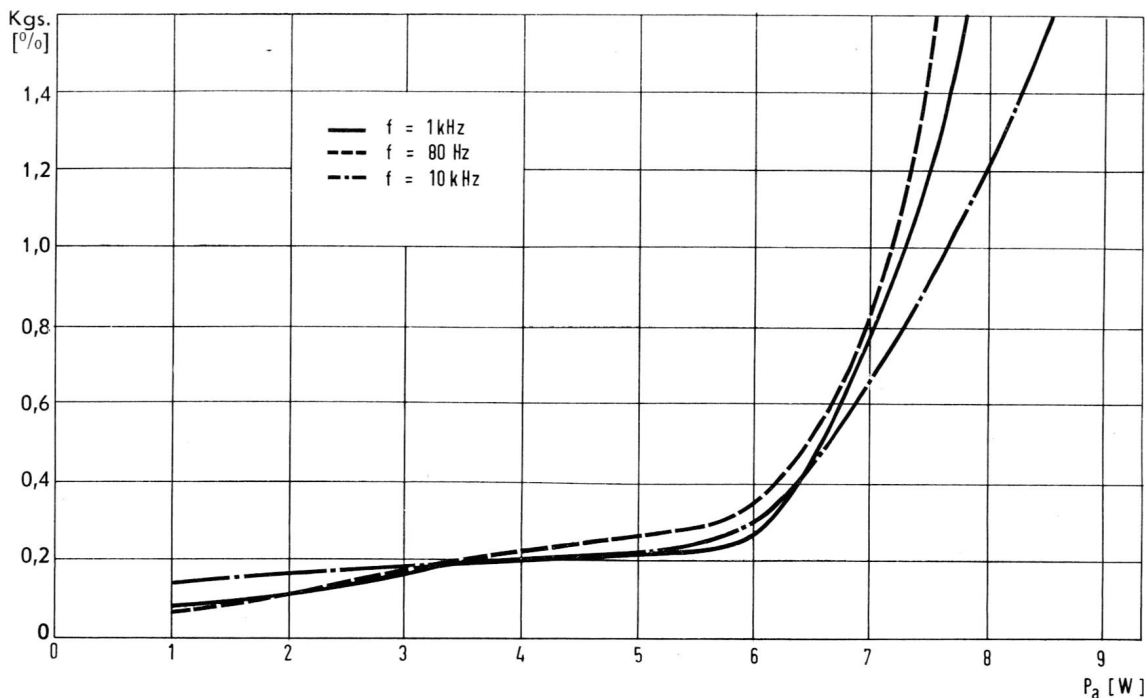


Bild 22  
Klirrfaktor in  
Abhängigkeit  
von der Aus-  
gangsleistung

Der Heißleiter folgt immer genau dem Erwärmungszustand der Endstufentransistoren und steuert durch seinen Widerstand den Ruhestrom-Arbeitspunkt. Die Gegenakt-Endstufe ist eine Komplementär-Endstufe, d. h., sie besteht aus zwei in Reihe geschalteten Transistoren unterschiedlichen Leiffähigkeitstyps, dem npn-Transistor AD 161 und dem pnp-Transistor AD 162. Betrachtet man die Basen dieser beiden Transistoren als wechselstrommäßig parallel geschaltet, so bewirkt die Ansteuerung mit einer positiven Halbwelle das Öffnen der Basis-Emitterdiode des npn-Transistors und damit das Fließen des Kollektorstromes in diesem Transistor, während eine negative Ansteuerung den gleichen Vorgang bei dem pnp-Transistor AD 162 auslöst. Es erübrigt sich also, bei dieser Schaltungsanordnung eine Phasendrehung für die Ansteuerung der Endstufe vorzunehmen.

Um die Endstufe voll durchsteuern zu können, wurde sie so geschaltet, daß eine Spannungsverstärkung stattfindet. Dadurch wurde es möglich, mit kleiner Treiberleistung zu arbeiten. Die Gleichstrom-Verlustleistung des Treibertransistors beträgt nur ca. 140 mW. Diese Leistung genügt, um die Endstufe, die eine Ausgangsleistung von 7 W an 5  $\Omega$  liefert, voll auszusteuern.

Die Ausgangsleistung von 7 W, bei dem Klirrfaktor von 10 %, ergibt sich an einem Abschlußwiderstand von 5  $\Omega$ . Erzeugt wird diese Ausgangsleistung durch die beiden Halbwellenströme der Transistoren AD 161 und AD 162. Wird durch den Treibertransistor zwischen den, durch die Parallelschaltung von dem Widerstand R 109 mit dem Heißleiter R 107 verbundenen Basen der Endstufe und den über dem Elko C 104 an Masse liegenden Emitteranschlüssen eine positive Ansteuerung erzeugt, so fließt im Transistor AD 161 der Kollektorstrom, während der Transistor AD 162 gesperrt ist. Der Kollektorstrom des Transistors AD 162 fließt vom Emitter ausgehend, zum Kollektor, über den Abschlußwiderstand, wo er seinen Teil der Ausgangsleistung hervorruft, an Masse und von hier aus über den Elko C 104 wieder dem Emitter

zu. Bei einer positiven Ansteuerung der Endstufenbasen, sperrt der Transistor AD 162, während in dem Transistor AD 161 der zur Leistung gehörende zweite Halbwellenstrom, wieder beginnend am Emitter, von hier zum Kollektor, dann, im Unterschied zum Strom des Transistors AD 162, über den Ladekondensator C 108, fließt. Von hier, über den Abschlußwiderstand, wo sich beide Halbwellen zusammensetzen und die Ausgangsleistung erzeugen, zurück über Masse und dem Elko C 104 zum Emitter. Den Verlauf des Klirrfaktors Kg zeigt Bild 22, den der Leistungsbandbreite Bild 23. Bild 24 zeigt die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Abschlußimpedanz. Der Endverstärker ist für eine Abschlußimpedanz von 5  $\Omega$  ausgelegt. Es können jedoch beliebige Lautsprecher bzw. Lautsprecherkombinationen angeschlossen werden, deren Impedanz jedoch nicht kleiner als 4  $\Omega$  werden darf. Bei einer größeren Abschlußimpedanz ergibt sich allerdings eine geringere Ausgangsleistung, die aus Bild 23 abgelesen werden kann.

Bedingt durch die besondere Schaltung der Endstufe war es notwendig, für beide Stereokanäle eine getrennte Betriebsspannung zu erzeugen. Da diese Schaltung sehr unkritisch gegenüber

einer der Betriebsspannung überlagerten Wechselspannung ist, genügt eine Silizium-Gleichrichterdiode und ein relativ kleiner Ladekondensator (C 108) pro Kanal.

Die Sicherung IV bzw. V, 1,25 A träge, dient dazu, die Endtransistoren vor Überlastung (z. B. Kurzschluß des Lautsprecherausganges) zu schützen. Einen Überlastungsschutz für die Endtransistoren stellen auch die, für die Ausgangsleistung von 7 W an 5  $\Omega$ , sehr großen Emitterwiderstände R 114, R 115 dar. Es handelt sich bei diesen Widerständen um solche, mit einem positiven Temperaturkoeffizienten, d. h., sie erhöhen ihren Widerstandswert mit steigender Temperatur. Durchfließt ein erhöhter Emitterstrom die Widerstände R 114, R 115, so ergibt sich an den Widerständen eine erhöhte Leistung und damit eine größere Temperatur. Dadurch erhöht sich der Wert der Widerstände, die direkt und über die Basis-Emitter-Spannung dem erhöhten Emitterstrom entgegenwirken.

Die Dimensionierung der Endstufen, ausgesuchte Transistoren sowie reichlich bemessene Kühlflächen garantieren auch bei Dauerbetrieb und ungünstigen Bedingungen eine sehr große Betriebssicherheit.

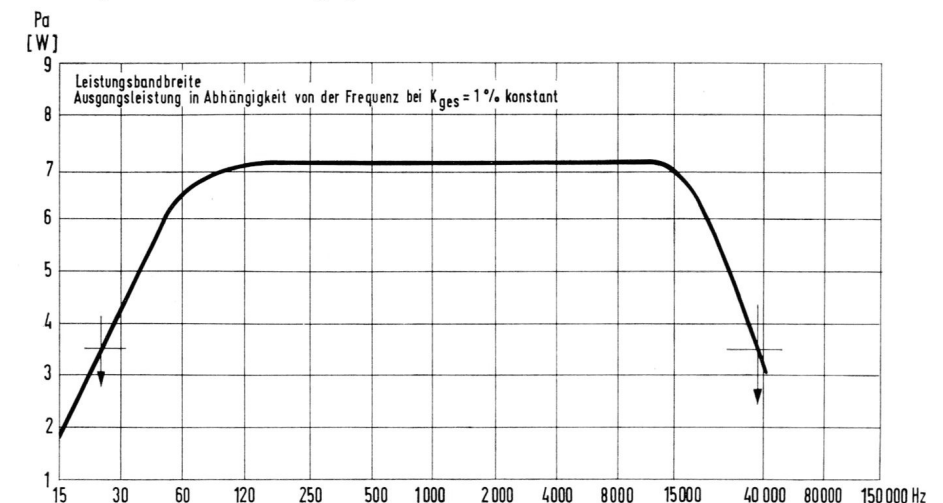


Bild 23

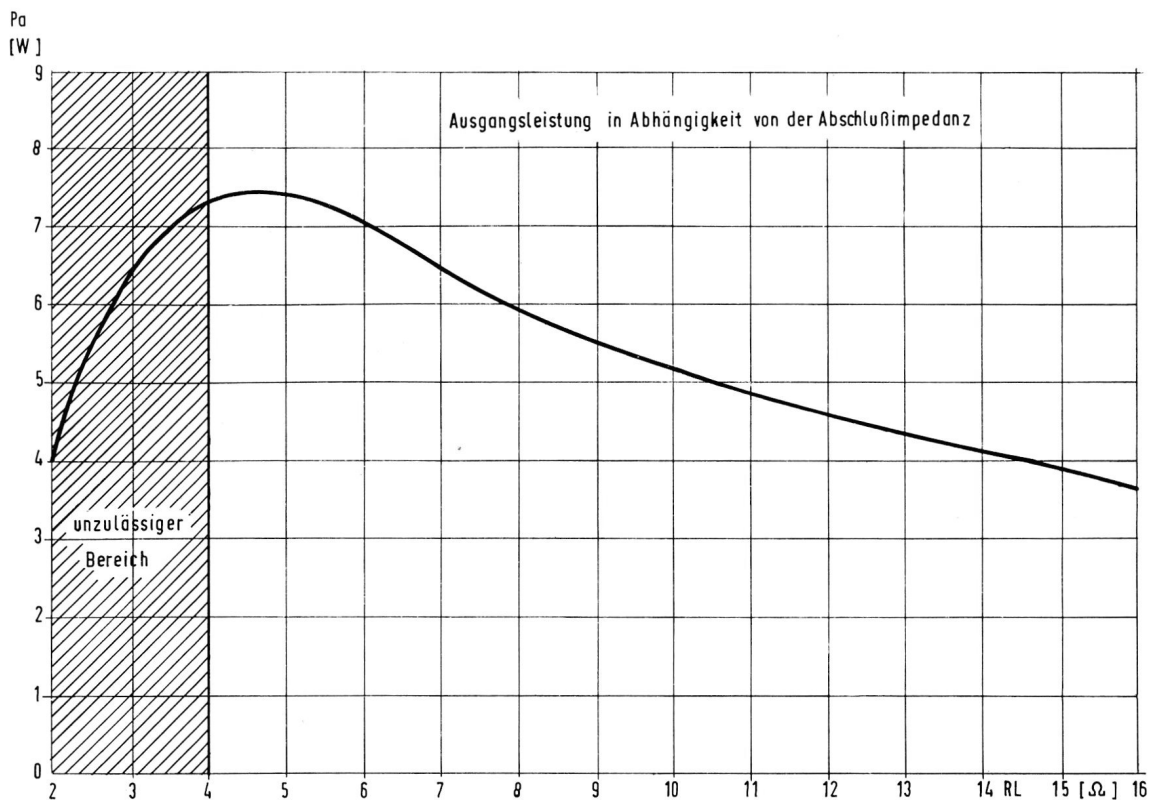


Bild 24

## Technische Daten des Stereo-Steuergerätes **RTV 360**

### Besonderheiten

6 UKW-Programmtasten mit beleuchtetem Skalenfeld.  
Vollelektronische UKW-Abstimmung mit Kapazitätsdioden.  
Schaltbare, automatische UKW-Scharfabstimmung.  
Eisenlose Gegentaktendstufen.  
4 getrennte Netzteile sorgen für beste Stabilität von HF- und NF-Stufen.

### Transistoren, Dioden und Gleichrichter

AF 106, BF 243, 2 x BF 194, 2 x BF 195, BF 184,  
4 x BC 148 B, 2 x BC 108 C, 2 x AD 161, 2 x AD 162  
(gepaart), BC 148 C, 5 x BC 147 B, BC 147, 2 x BC 148 A,  
1 N 60 St 05, 2 x AA 113, AA 119, 2 x BB 104,  
6 x AA 118, 9476, 9731, 9605, 0500  
B 30/C 250, B 60/C 160, 2 x BYY 59

### FM-Empfangsbereich

87,5 — 108 MHz

### AM-Empfangsbereiche

LW: 145 — 350 kHz  
MW: 510 — 1620 kHz  
KW: 5,4 — 16,2 MHz

### Kreise

FM: 13 + 2 (2 Nebenwellensperren)  
AM: 7 + 1 (1 Sperrkreis)

### Empfindlichkeiten

FM: 2  $\mu$ V bei 26 dB und 15 kHz Hub  
AM: 6 — 12  $\mu$ V bei 6 dB, 30% Modulation

### Rauschzahl bei FM

4 kTo

### Bandbreite

FM: 180 kHz  
AM: 5,5 kHz

### Ratiodetektor

650 kHz

### Zwischenfrequenzen

FM: 10,7 MHz  
AM: 460 kHz

### Stereo-Decoder

mit vollelektronischer Automatik, integriert.  
Leuchtanzeige bei Stereo-Programmen.

### Deemphasis

50  $\mu$ sec nach Norm

### Antennen

FM: UKW-Dipol 240  $\Omega$   
AM: Außenantennen und Erde. Ferritantenne fest.  
Außenantenne abschaltbar.  
5-kHz-Sperre bei AM wirksam.

### Abstimmanzeige

Durch beleuchtetes Meßinstrument.

### Ausgangsleistung

2 x 10 W Musikleistung  
2 x 7 W Nennleistung (Dauerfonleistung)

### Klirrfaktor

< 1% bei der Nennleistung

### Frequenzbereich

40 — 18 000 Hz

### Eingänge (Stereo und Mono)

Kristall-Tonabnehmer. Tonbandgerät. Anschlußmöglichkeit für HiFi-Entzerrer-Vorverstärker MV 3.

### Ausgänge

5  $\Omega$  je Kanal an Lautsprecher-Normbuchsen nach DIN 41529, Mindestwert 4  $\Omega$ .  
Tonband: Für Aufnahme unabhängig von allen Reglern ca. 0,1 — 2 mV/k $\Omega$ .

### Baßregler

Regelbereich ca. 18 dB bei 60 Hz

### Höhenregler

Regelbereich ca. 20 dB bei 10 kHz

### Balanceregler

Regelbereich ca. 8 dB  
Bei Stereo und Mono wirksam

### Stereo-Übersprechdämpfung

besser als 26 dB

### Stereo/Mono

Mittels Drucktaste umschaltbar

### Stromversorgung

Netzteil 110/130/220/240 V, 50/60 Hz  
Leistungsaufnahme 15 Watt bei Leerlauf,  
40 Watt bei Vollaussteuerung.

### Ausführung

Edelholzgehäuse in Nußbaum mattiert, Teak natur oder Palisander mattiert.  
Abmessungen ca. 55 x 15 x 22 cm

# Einstell- und Reparaturpraxis an GRUNDIG Farbfernseh-Empfängern

## 2. Teil

Mit diesem Beitrag werden praktische Tips für den Service von Farbfernseh-Empfängern gegeben. Sie sollen die Arbeit des Service-Technikers unterstützen und erleichtern.

Grundlage für den Service an Farbfernsehempfängern ist das Verständnis der Funktion aller Schaltungsteile, die ausführlich im Heft 4/1967 der Technischen Informationen beschrieben wurden. Bei genauer Kenntnis der Arbeitsweise der Schaltungen ist der Service an Farbfernsehern nicht schwerer als bei Schwarz-Weiß-Geräten. Das haben die bisherigen Erfahrungen eindeutig gezeigt.

Die servicefreundliche Konstruktion der GRUNDIG Farbfernsehempfänger trägt wesentlich für ein unproblematisches und schnelles Arbeiten beim Nachgleich oder Abgleich bei.

### Einstellen der Farbreinheit

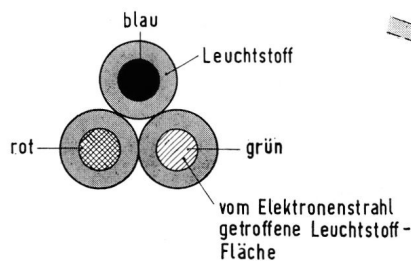
Die richtige Einstellung der Farbreinheit bildet die Grundlage für eine einwandfreie Wiedergabe sowohl des Farb- als auch des Schwarz-Weiß-Bildes beim Farbfernseh-Empfänger. Deshalb soll sie hier nochmals kurz beschrieben werden, zumal die bekannte Farbreinheits-Einstellung allein nach dem roten Raster nur eine notwendige Grundeinstellung ist, der bei weißem Bild eine genaue Einstellung auf optimale Farbreinheit folgen soll.

### Grundeinstellung (Rotes Raster)

Der Empfänger sollte nahezu 30 Minuten in Betrieb sein, bevor mit der Farbreinheits-einstellung begonnen wird. Sie ist in der nachstehend beschriebenen Reihenfolge vorzunehmen:

1. Geometrie-Bildlage des Empfängers genau einstellen.
2. Service-Schalter in Stellung „Rotes Raster“ bringen.
3. Empfänger durch Entmagnetisierungsspule entmagnetisieren.
4. Seitliche Flügelschrauben des Ablenkjoches lösen und Ablenkspulen in Richtung Bildschirm verschieben.
5. Beide Farbreinheitsmagnete gegeneinander und miteinander so verdrehen, bis die rote Fläche in der Mitte des Bildschirms liegt. Die andersfarbigen Ecken sollen dabei nahezu gleichgroß sein.
6. Ablenkspulen soweit nach hinten in Richtung Bildröhren-Fassung verschieben, bis auf dem gesamten Bildschirm eine gleichmäßig rote Fläche entsteht.
7. Service-Schalter in Stellung „Normal“ bringen und die Farbreinheit bei weißem Bild prüfen.

Der Überprüfung der Farbreinheit bei weißem Bild kommt besondere Bedeutung zu. Die Einstellung nach „Rotem Raster“ ist, wie gesagt, nur eine notwendige Grundeinstellung. Bei weißem Bild



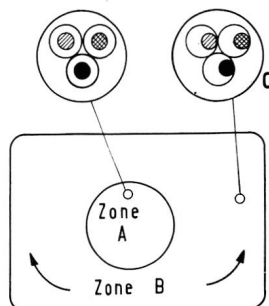
**Bild 1**  
Elektronenstrahlen im Mittelpunkt der Leuchtstoff-Fläche, mit einem Mikroskop und seitlicher Lichtquelle beobachtet

können dabei noch rote oder gelblich-grüne Flecken an den Bildrändern bestehen, die sich nur dann entfernen lassen, wenn die Elektronenstrahlen nahezu in die Mitte der Leuchtstoffpunkte fallen (**Bild 1**). Diese Einstellung läßt sich nur mit Hilfe eines Mikroskopes durchführen, das eine seitliche Lichtquelle aufweist, beispielsweise mit dem Meßmikroskop 3914 der Firma Hahn & Kolb, Stuttgart, dessen Aufsetzring abzuschrauben ist, um den genauen Schärfepunkt zu erhalten.

Mit diesem Mikroskop ist die Landung der Elektronenstrahlen auf den ihnen zugeordneten Leuchtstoffpunkten gut zu erkennen. Einfache Lupen ohne seitliche Lichtquelle sind für die Farbreinheits-einstellung dagegen unbrauchbar.

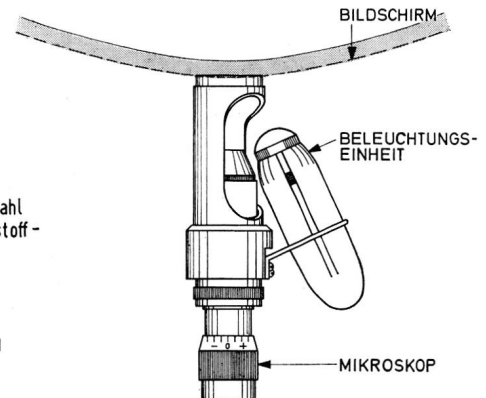
Die **Farbreinheitseinstellung bei weißem Raster** geschieht anschließend wie folgt nach **Bild 2**:

8. Durch gegen- oder gleichsinniges Verdrehen der beiden Farbreinheitsmagnete ist die Landung der Elektronenstrahlen in der Zone A so einzustellen, daß sie etwa in der Mitte der Leuchtstoffpunkte erfolgt.



**Bild 2**  
In der Zone A wird die Farbreinheit durch die Farbreinheitsmagnete eingestellt, in der Zone B dagegen durch Verschieben der Ablenkspulen

9. In der Zone B (an den Bildrändern) läßt sich die Landung der Elektronenstrahlen durch nur geringfügiges Verschieben der Ablenkspulen (je nach



Bedarf in Richtung Bildschirm oder Bildröhren-Fassung) korrigieren, wenn Abweichungen wie in Bild 2 a vorliegen.

Notfalls läßt sich auch ohne Meßmikroskop die Farbreinheit bei weißem Raster einstellen. Es ist zunächst die Grundeinstellung bei Rotem Raster vorzunehmen. Anschließend ist der Service-Schalter auf Stellung „Normal“ zu stellen und die Feinkorrektur bei weißem Raster und unverraushtem Bildschirm (bei Schwarz-Weiß-Testbild oder bei unmoduliertem Träger) durchzuführen. Mit Hilfe der Farbreinheitsmagnete und durch geringfügiges Verschieben der Ablenkspulen, wie bereits beschrieben und in Bild 2 dargestellt, werden die Farbflecken des weißen Rasters beseitigt. Verschiebungen des Testbildes werden anschließend durch Nachstellen der beiden Bildzentrierer ausgeglichen.

Um eine wirklich optimale Farbreinheit zu erhalten, sollte anschließend in jedem Fall die Landung der Elektronenstrahlen mit einem Mikroskop geprüft und erforderlichenfalls geringfügig korrigiert werden.

### Abgleichen der Zeilen-Automatik

Mitunter kann es vorkommen, daß die Burstschwingungen des Senders ihre Lage nicht genau einhalten. Als Folge davon kann sich ein unsicherer und flackernder Farbpfang ergeben. Oftmals erscheint auch der Farbbereich in der Tuner-Feinabstimmung allzusehr eingengt. Auch an Gemeinschaftsantennen-Anlagen kann der Farbpfang zu wünschen übrig lassen, wenn beispielsweise der Antennenverstärker durch seinen ungünstigen Abgleich den Burst abschneidet.

Abhilfe ist in diesen Fällen oft durch Nachgleichen des Burst-Auftastkreises möglich. Das Nachgleichen ist nur nach dem Farbtastbild des Senders oder bei laufender Farbsendung vorzunehmen, keinesfalls nach dem Signal eines Farbservice-Generators. Zum Einstellen des Burstauftastkreises ist zunächst der genaue Zeilenabgleich zu prüfen. Diese Vorprüfung empfiehlt sich immer dann,

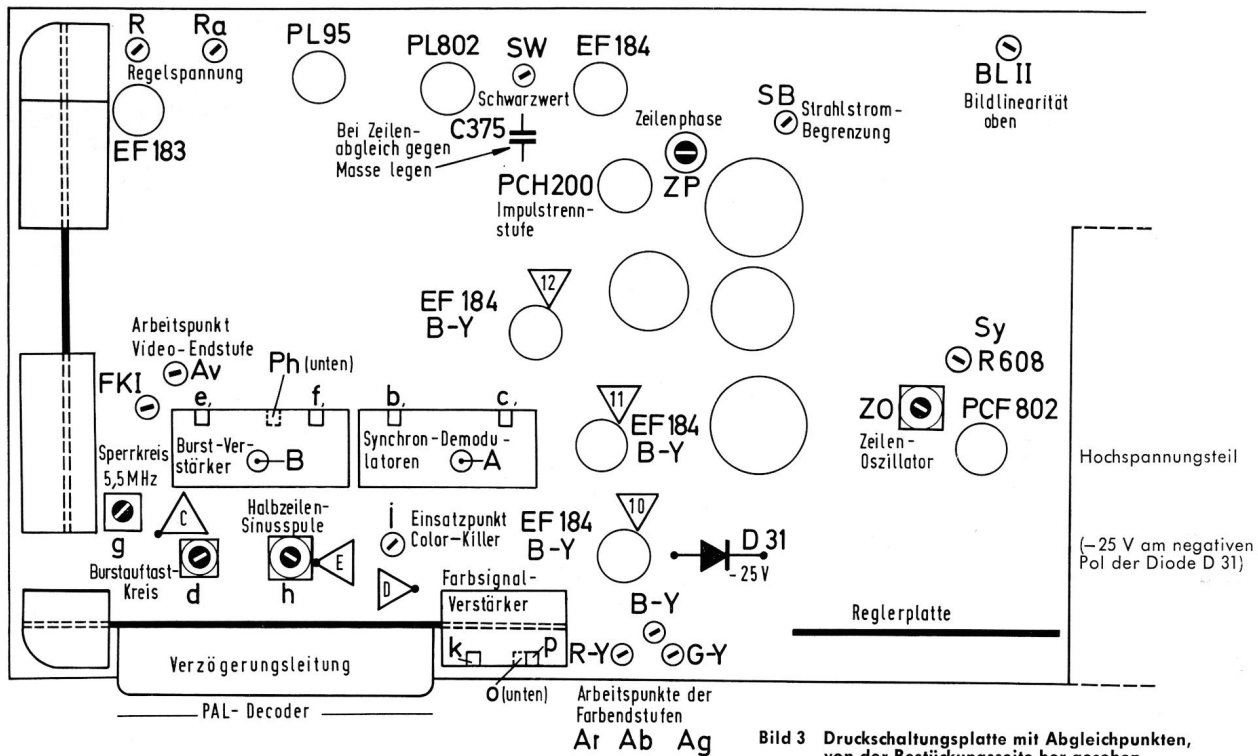


Bild 3 Druckschaltungsplatte mit Abgleichpunkten, von der Bestückungsseite her gesehen

wenn Schwierigkeiten im Farbbempfang vorliegen, da Zeile und Burst zeitlich genau übereinstimmen müssen, um einwandfreie Farbwiedergabe zu erhalten. Der Abgleich der Zeilen-Automatik geschieht in der beschriebenen Reihenfolge:

1. Schleifer des Symmetrierreglers Sy (R 608, Bild 3) gegen Masse kurzschließen.
  2. Zeilen-Oszillatorspule (ZO) so abgleichen, bis das Bild nahezu aufrecht steht. Kurzschluß beseitigen.
  3. Punkt 7 (Mittelanzapfung der Phasenvergleichsdiode) gegen Masse kurzschließen; er ist oberhalb der Druckschaltungsplatte zugänglich. Das ist von Vorteil, da man dann das Chassis nicht zu lösen, noch hochzustellen braucht.
- Alle in diesem Beitrag beschriebenen Abgleichpunkte sind auf der Druckschaltungsplatte markiert und nach dem Lösen der Rückwand sofort zu erreichen.
4. Symmetrierregler so einstellen, bis das Bild nahezu aufrecht steht. Kurzschluß beseitigen.

#### Abgleich der Zeilenphase

Der genaue Abgleich der Zeilenphase ist für den einwandfreien Farbbempfang genau so wichtig wie das Abgleichen der Zeilen-Automatik. Bei Abweichungen der Zeilenphase können Störungen im Farbbempfang auftreten. Zum Abgleichen der Zeilenphase ist der Oszillograph über einen Tastteiler (1:10 oder 1:20) an die Rot-Kathode (Punkt 2) der Bildröhre anzuschließen. Das Video-Signal ist aufzunehmen und der Beginn der vorderen Schwarzscher auf der Rasterteilung des Oszillographen festzuhalten. Schließlich ist der Oszillograph an eines der drei Schirmgitter (G 2) der Bildröhre (Punkt 4, 5 oder 13) anzuschließen. Nun ist die Zeilenphase durch Nachgleichen des Kreises ZP (Bild 3) so einzustellen,

daß der Zeilenaustastimpuls bei Beginn der vorderen Schwarzscher anfängt (Bild 4). Mit Hilfe eines Zweikanal-

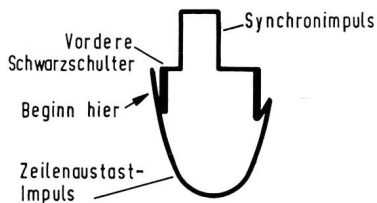


Bild 4 Die Zeilenphase (Kreis ZP) wird so eingestellt, daß der Zeilenaustastimpuls mit Beginn der vorderen Schwarzscher anfängt

Oszillographen GRUNDIG M 10/13 mit ZV 10\* läßt sich diese Einstellarbeit besonders leicht durchführen, wenn beide Oszillogramme gleichzeitig dargestellt werden.

Der Oszillograph ist hierbei mit Fremdsynchronisation zu betreiben. Es genügt bereits, eine Drahtschleife der Leitung zu den Buchsen „Fremdsynchronisation“ in den Zeilenkäfig zu stecken. Die Drahtschleife darf dabei keinerlei Bauteile im Hochspannungsteil berühren.

#### Einstellen der Burstauffastung

Nach dem genauen Abgleich der Zeilen-Automatik und der Zeilenphase (die letztere braucht im allgemeinen kaum nachgeglichen zu werden, so daß man die Zeilenautomatik und die Burstauffastung in der Wohnung des Kunden und ferner ohne Oszillographen nachgleichen kann) läßt sich der Burstauffastkreis (Kreis d, Bild 3) genau auf die örtlichen Empfangsverhältnisse abgleichen. Hierzu ist lediglich das Farbbild des Ortssenders erforderlich. Die Einstellung geschieht folgendermaßen:

\* beschrieben auf den Seiten 365... 374 dieses Heftes

1. Zunächst Farbkontrast voll aufregeln und Tuner-Feinabstimmung soweit in den unscharfen Bereich verstimmten, bis nur noch Farbreste zu erkennen sind.

2. Burstauffastkreis (Kreis d) auf maximale Farbwiedergabe abgleichen.

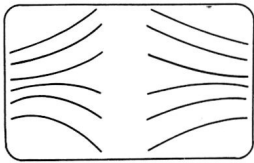
Durch das Nachgleichen des Burstauffastkreises ist der Empfänger jetzt den örtlichen Empfangsverhältnissen angepaßt. Die Tuner-Feinabstimmung und der Farbkontrast sind anschließend normal einzustellen. Bei Empfängern ohne einstellbaren Burstauffastkreis erübrigt sich diese Einstellung.

#### Störungen des Empfangs durch Moiré-Bildungen

Moiré-Störungen können verschiedene Ursachen haben. Sie können Schwarz-Weiß- und Farbbempfang gemeinsam stören; auch gibt es Moiré-Störungen, die nur bei Empfang einer Farbsendung auftreten.

Bei sehr scharfer Tuner-Feinabstimmung kann sich ggf. ein Moiré von etwa 1,07 MHz bilden, welches aus der Differenz des Tonträgers zum Farbträger entsteht. Eine Verminderung dieser Moiré-Störung, die auf dem Bildschirm ein farbiges Muster erzeugt, ist oftmals durch nur geringfügiges Nachgleichen des 5,5-MHz-Sperrkreises (Kreis g, Bild 3) möglich; ja, es empfiehlt sich sogar bei Farbfernsehgeräten diesen Kreis stets bei einem Farb-Testbild — mit einigem Geschick ist dies sogar bei laufender Sendung möglich — auf Minimum der Moiré-Störung einzustellen. Die restliche Moiré-Bildung läßt sich dadurch umgehen, indem man die Tuner-Feinabstimmung geringfügig korrigiert. Manchmal entsteht diese Störung von 1,07 MHz auch durch fehlerhafte Antennenverstärker. Sie läßt sich dann nicht im Empfänger korrigieren.

Andere Moiré-Störungen, nach Bild 5 als Interferenzen zwischen Zeilen- und Punktraster bekannt, sind durch fol-



**Bild 5**  
Lochmaskenbildröhre mit Interferenzen zwischen Zeilen- und Punktraster

gende Maßnahmen zu beseitigen, die sich zusammen oder einzeln anwenden lassen:

1. Schärferregler bei hoher Helligkeit so einregeln, bis eine möglichst gleichmäßige Schärfe auf der gesamten Bildfläche entsteht. Oftmals verschwindet die Moiré-Störung bereits bei geringer Unschärfe des Bildes, die noch nicht ins Gewicht fällt.
2. Ablenkjoch geringfügig drehen.
3. Bildamplitude nur geringfügig ändern (kleiner oder größer).
4. Bildzentrierregler geringfügig verstellen.

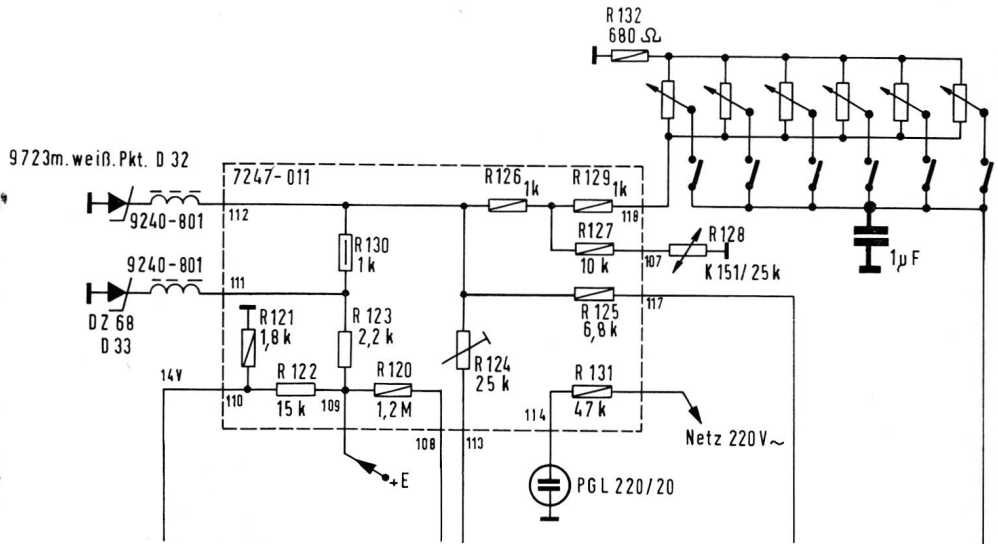
Off genügt allein das Verstellen der Bildzentrierregler, um die Moiré-Störung zu verringern.

### Bei Synchronisations-Störungen stets oszillographieren

Bei Störungen der Bild- oder Zeilensynchronisation empfiehlt es sich stets, die Synchronimpulse des Senders mit Hilfe eines Oszillographen zu prüfen. Beispielsweise ist die Synchronisationsfestigkeit direkt von der Größe der Synchronisationsimpulse abhängig, deren Höhe 25 % zum Gesamtsignal betragen soll. Bei Außendienstarbeiten steht oftmals kein Oszillograph zur Verfügung; deshalb sei an dieser Stelle ein Tip gegeben. Störungen der Bildsynchronisation können auftreten, wenn beispielsweise der Video-Transistor (Tr 22) des Farbfernseh-Gerätes falsche Betriebsspannungen erhält. Dies ist möglich, wenn beispielsweise die Z-Diode 9794 (Diode 31, Bild 3) schadhaf ist. Ihre Z-Spannung soll etwa -25 V betragen. Bei Abweichungen nach -23 V oder -27 V wird der Arbeitspunkt des Transistors so verändert, daß die Bildsynchronimpulse beschnitten werden, während die Zeilensynchronisation kaum darunter leidet. Es tritt somit eine mangelhafte Bildsynchronisation auf oder das Bild zittert in der Höhe. Die einwandfreie Arbeitsweise der Diode läßt sich durch Netzspannungsänderungen von  $\pm 10\%$  prüfen (über Regel-Trenntransformator); die Z-Spannung muß bei dieser Prüfung konstant bleiben, andernfalls ist die Z-Diode zu erneuern.

### Brummstörungen

Brummstörungen des Bildes liegen in verschiedenen Ursachen begründet. Wir wollen hier aber eine Ursache erwähnen, deren Auffinden Schwierigkeiten bereitet, weil sie ungewöhnlich ist. Ungewöhnlich deshalb, weil die Störungen von der Glühlampe in **Bild 6** herrühren können und sich auf die Tuner-Abstimmspannung übertragen. Zur Verhinderung der Störungen, die sich als waagerechte und über den Bildschirm laufende dunkle Balken oder auch als dunkle oder weiße waagerechte Nadelstreifen — etwa eine Zeile breit — zei-



**Bild 6** Widerstandsplatte für die Spannungsversorgung des Tuners

gen können, ist die Tuner-Steuerungsspannung durch einen Kondensator von  $0,82 \mu\text{F}/250 \text{ V}$  gesiebt, der auch einen Wert von  $1 \mu\text{F}$  (**Bild 6**) aufweisen darf.

Dieser Kondensator kann schadhaf sein. Auch kann er beim Wechseln des Tuners übersehen werden, weil er direkt an den Tuner-Anschlußpunkten angelötet ist und versehentlich beim Ausbau am Tuner verbleibt. Darauf sollte man besonders achten.

### Abgleichen des Farbkanals

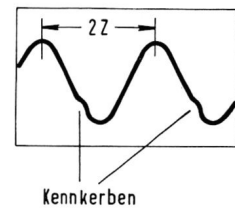
Ein rationeller und genauer Abgleich des Farbkanals läßt sich ohne Lösen des Chassis durchführen. Außer einem Oszillograph ist ein genau arbeitender Farbservice-Generator oder ein Sender-Farbttestbild erforderlich. Dem Oszillograph wird bei allen Abgleicharbeiten ein Tastteiler (10:1 oder 20:1) vorgeschaltet. Der Farbservice-Generator ist an die Antennenbuchsen anzuschließen und auf Farbbild zu schalten.

Vor dem Beginn der Abgleicharbeiten ist zunächst der Color-Killer des Empfängers außer Betrieb zu setzen, indem der Punkt D (**Bild 3**) gegen Masse gelegt wird. Der Oszillograph ist über einen Kondensator von etwa  $1 \mu\text{F}$  an den Meßpunkt B (alle Angaben beziehen sich zunächst auf **Bild 3**) anzuschließen.

Der Burstkreis e ist sodann auf Maximum einzustellen, wobei seine Amplitude etwa  $50 V_{SS}$  beträgt. Schließlich ist der Burst durch Kurzschließen des Punktes c gegen Masse wegzunehmen. Daraufhin läßt sich der Referenzträger-Oszillator durch den Trimmer f auf ein nahezu stehendes Farbbild abgleichen. Nun ist der Kurzschluß des Punktes c wieder aufzuheben.

Als nächstes ist die Halbzeilen-Sinusspule (h) auf Maximum abzugleichen; der Oszillograph ist hierzu an den Meßpunkt E anzuschließen. Beim Abgleichen achte man darauf, daß die Einbuchtung stets bei etwa 10 % des Kurvenzuges zu liegen kommt (**Bild 7**).

Im weiteren Verlauf der Abgleicharbeiten ist der Oszillograph — wiederum über einen Kondensator von  $1 \mu\text{F}$  — an den Meßpunkt A (**Bild 3**) anzuschließen.



**Bild 7**  
Halbzeilensinus; die Kennkerben sollen bei etwa 10 % des Kurvenzuges liegen

Der Kreis c (R — Y) ist auf maximale Amplitude abzugleichen. Danach läßt sich der Kreis b (B — Y) ebenfalls auf maximale Amplitude bringen, wobei der Oszillograph weiterhin am Meßpunkt A angeschlossen bleibt. Es empfiehlt sich, nach dem Abgleichen der Kreise c und b der Synchron-Demodulatoren nochmals den Referenzträger-Oszillator, wie bereits beschrieben, nachzustellen.

Nach dem Abgleichen der Synchron-Demodulatoren läßt sich der PAL-Decoder-Ausgang einstellen. Hierzu ist der Oszillograph zunächst an dem Meßpunkt 19 (**Bild 8**) anzuschließen und der Kreis p (**Bild 8**) auf Maximum abzugleichen. Ist die Kurve zu flach, so ist das Potentiometer k zum rechten Anschlag zu stellen. Nachfolgend ist der Oszillograph an den Meßpunkt 18 (**Bild 8**) zu legen und der Kreis e (**Bild 3**) auf maximale Amplitude abzugleichen.

Zum Einstellen der Phasenkorrekturspule Ph (**Bild 3**) ist der Oszillograph an die Anode der Endröhre B — Y (Meßpunkt 12) zu legen und auf maximale Amplitude abzugleichen. Im allgemeinen aber bedarf es für die Phasenkorrekturspule keinerlei Nachgleichts.

Zur Prüfung der richtigen Phasenlage ist schließlich der Burstkreis e probeweise leicht zu verstimmen. Dabei müssen die Farbbalken für Rot und Blau (auf dem Bildschirm!) immer gleichzeitig ihr Maximum erreichen, andernfalls besteht keine Übereinstimmung der Phasenlage. Um diese Übereinstimmung herbeizuführen, ist der Burstkreis e auf einen Mittelwert und schließlich etwas nach Blau hin zu stellen. Der Oszillograph ist an die

Anode der Endröhre R — Y (Meßpunkt 10) zu legen und der Kreis p (Bild 8) auf maximale Amplitude einzustellen. Schließlich ist der Oszillograph an die Anode der Endröhre B — Y (Meßpunkt 12) zu legen und nun der Kreis o (Bild 3) auf Maximum einzustellen. Beim nachmaligen leichten Verstimmen des Burstkreises e muß das Maximum für Rot und Blau gleichzeitig erscheinen, andernfalls sind die Kreise b und c (Bild 3) — durch Anschließen des Oszillographen an den Meßpunkt A — fein einzustellen.

Der Abgleich der Phasenlage läßt sich wirtschaftlicher mit einem Zweikanal-Oszillographen z. B. GRUNDIG MO 10/13 mit ZE 10, durchführen, indem er an die Meßpunkte 10 und 12 gleichzeitig angeschlossen wird. Dabei läßt sich auch das Maximum leichter als auf dem Bildschirm beobachten. Als letzte Abgleichmaßnahme ist das Amplitudenverhältnis zwischen Blau und Rot einzustellen. Das Verhältnis soll 100:90 beim Farbbalken-Testbild und 100:64 beim Regenbogen-Signal betragen. Zum Einstellen ist der Oszillograph zunächst an den Meßpunkt 12 (Endröhre B — Y) anzuschließen und dort die Signalamplitude zu messen. Daran anschließend ist der Oszillograph an den Meßpunkt 10 (R — Y) zu legen und mit dem Regler k (Bild 3) die Amplitude des Oszillogramms auf 90% der Höhe des vorher gemessenen Oszillogramms einzustellen. Auch hier läßt sich die Arbeit mit einem Zwei-

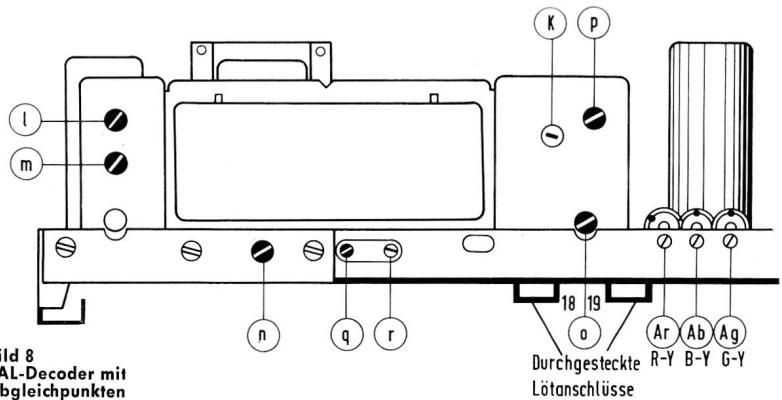


Bild 8 PAL-Decoder mit Abgleichpunkten

kanal-Oszillographen — durch direkten Vergleich der beiden Signale — vereinfachen. Der GRUNDIG Oszillograph MO 10/13 mit 13-cm-Rechteck-Bildschirm (ausführlich beschrieben auf den Seiten 365 ... 374 dieses Heftes) und einer Bandbreite von 10 MHz ist hierzu vorzüglich geeignet. Seine Nachbeschleunigungsspannung von 4,5 kV sichert ein helles Bild bei hoher Schärfe. Er läßt sich für alle Abgleich-, Einstell- und Kontrollarbeiten an Farbfernseh- und Schwarz-Weiß-Geräten sowie auch bei Tuner-Reparaturen verwenden. Sein leichtes Gewicht und sein handlicher Aufbau mit Tragegriff erlaubt seinen Einsatz auch bei Außendienstarbeiten in der Wohnung des Kunden.

Die beschriebenen Abgleicharbeiten sind nicht schwierig; bei einiger Übung,

die man schnell gewinnt, läßt sich der gesamte Abgleich in weniger als 10 Minuten durchführen. Wie erwähnt, braucht man für Abgleicharbeiten am Farbkanal des GRUNDIG-Farbempfängers, wie auch zum Abgleich der Zeilen-Automatik und der Zeilenphase, das Chassis eines GRUNDIG Farbfernseh-Empfängers weder zu lösen noch in seine Service-Stellung zu bringen. Nach dem Lösen der Rückwand sind alle Meß- und Abgleichpunkte direkt zugänglich; sie sind markiert und ohne Schaltunterlagen auffindbar.

Ein Hinweis:

Das im Heft 1/1968 beschriebene Fachbuch von H. Bochum „Mathematik für Rundfunk-, Fernseh- und Elektronik-Techniker“ (erschieden in der Philips-Fachbuchreihe) ist durch alle namhaften Fachbuchhandlungen beziehbar.

H. MOMBER

# GRUNDIG Frequenzmesser FM 1

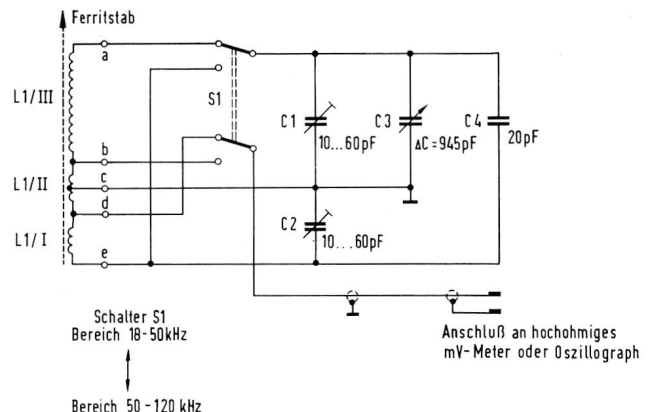
Für den Tonbandgeräte-Service wurde ein Meßgerät entwickelt, das ein rasches und einfaches Überprüfen des Hochfrequenzoszillators für den Lösch- und Vormagnetisierungsstrom gestattet. Es genügt für diesen Zweck ein unkompliziertes Gerät kleiner Abmessung, das an die in jeder Service-Werkstatt vorhandenen Meßgeräte wie Millivoltmeter oder Oszillograph angeschlossen werden kann und ein Überprüfen der Oszillatorfrequenz bei ungeöffnetem Tonbandgerät erlaubt. Der Meßbereich des Frequenzmessers muß dabei mindestens jene Frequenzen umfassen, auf denen HF-Generatoren für Lösch- und Vormagnetisierungszwecke schwingen (20 ... 80 kHz).

Der Frequenzmesser FM 1 arbeitet nach dem Absorptionsprinzip. Bringt man ihn in die Nähe eines Oszillatorkreises, so kann die über einen Parallelschwingkreis entzogene Energie mittels nachgeschaltetem HF-Millivoltmeter oder Oszillographen angezeigt werden.

Schaltung

Die Frequenzbereiche des FM 1 sind 18 ... 50 kHz und 50 ... 120 kHz. Der Bereichswechsel erfolgt mit dem doppelpoligen Umschalter S 1. Je nach Bereich bildet der Drehkondensator C 3 mit den Spulen L 1/III und L 1/II oder L 1/I oder L 1/II einen Parallelschwingkreis. L 1/II sitzt fast genau in der Mitte des Ferritstabes, während die Spulen L 1/I und L 1/III für den Abgleich verschiebbar angeordnet sind. Die Auskopplung der HF-Spannung erfolgt induktiv über L 1/II. Der C-Abgleich wird mit den keramischen Trimmern C 1 und C 2 vorgenommen. C 4 liegt nur im Bereich 18 ... 50 kHz parallel zum Drehkondensator. Der

Kondensator C 4 liegt dabei mit einem „kalten“ Ende galvanisch nicht direkt an Masse, sondern über eine Schwingkreis-kombination, die jedoch für Frequenzen unter 50 Hertz sehr niederohmig ist.



Anwendungsbeispiele

Es soll die Frequenz eines HF-Oszillators überprüft werden. Der Frequenzmesser wird an ein mV-Meter — das den Frequenzbereich 18 kHz ... 120 kHz einschließt — und eine Mindestempfindlichkeit von 30 mV besitzt (z. B. MV 4), oder an einen Oszillographen gleicher Empfindlichkeit angeschlossen.

Um einen HF-Oszillator, dessen Frequenz nicht genau bekannt ist, zu kontrollieren, schaltet man zuerst den unteren Frequenzbereich 18 ... 50 kHz ein. Dann bringt man den Frequenzmesser in die Nähe des zu untersuchenden Gerätes (z. B. Löschkopf); dabei muß die Pfeilspitze links oberhalb der Skala auf das Meßobjekt zeigen.

Gleichzeitiges Durchstimmen des Frequenzmessers führt bei Resonanz zu Zeigerausschlag am mV-Meter, bzw. Amplitudenanstieg beim Oszillographen.

Sollte dies nicht der Fall sein, so ist der obere Frequenzbereich 50 ... 120 kHz einzuschalten und der Durchstimmvorgang zu wiederholen.

Es empfiehlt sich, den Abstand Frequenzmesser — Meßobjekt soweit zu vergrößern, als es die Anzeige gerade noch erlaubt, da dann die Genauigkeit am größten ist.

Bei Geräten, deren HF-Oszillator an unzugänglichen Stellen sitzt, kann man die sog. „Link-Kopplung“ mit Erfolg anwenden. Dazu muß man etwa 5 Windungen isolierten Drahtes um das Gehäuse des Frequenzmessers senkrecht zum Ferritstab wickeln. Diese Windungen werden an eine gewöhnliche Doppellitze (NYFAZ) angeschlossen, an deren anderen Seite eine „Suchspule“ angebracht wird (z. B. 30 Wdg. auf einen 5-mm-Spulenkörper gewickelt). Die Länge der Doppellitze darf bis zu einigen Metern betragen.

## TECHNISCHE INFORMATIONEN

Tabelle für die Fachwerkstatt

### KENNZEICHNUNG DER KAPAZITÄTS-TOLERANZ, NENNSPANNUNG UND TEMPERATUR-KONSTANTE BEI KERAMISCHEN KONDENSATOREN

#### GRUNDSHEMA

**Zahl:** Kapazität in pF      **Buchstabengruppe:** Großbuchstabe = Toleranz der Kapazität      **Farbpunkt:** Temperatur-Konstante TKc in  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$   
 Kleinbuchstabe = Nennspannung

**Großbuchstabe: Kapazitätstoleranz**

B C D F G H J K M R S Z

C < 10 pF:  $\pm 0,1 \text{ pF}$   $\pm 0,25 \text{ pF}$   $\pm 0,5 \text{ pF}$   $\pm 1 \text{ pF}$   $\pm 2 \text{ pF}$   $\pm 2,5 \%$   $\pm 5 \%$   $\pm 10 \%$   $\pm 20 \%$   $\left\{ \begin{array}{l} +30\% \\ -20\% \end{array} \right.$   $\left\{ \begin{array}{l} +50\% \\ -20\% \end{array} \right.$   $\left\{ \begin{array}{l} +80\% \\ -20\% \end{array} \right.$   
 C  $\geq 10 \text{ pF}$ :

**Kleinbuchstabe: Nennspannung**

\* bei 500 V = entfällt häufig der Kennbuchstabe

a b c d e f\* g h u v w

50 V = 125 V = 160 V = 250 V = 350 V = 500 V = 700 V = 1000 V = 250 V~ 350 V~ 500 V~

**Farbpunkt(e): Temperatur-Beiwert (TKc-Mittelwert in  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ).**

Bei Kondensatoren mit eingegengten TKc-Grenzen zusätzlich weißer Farbpunkt am Außenbelag.



P 100  
 $\epsilon \approx 14$



0  
 $\epsilon \approx 24$



N 033  
 $\epsilon \approx 29$



N 075  
 $\epsilon \approx 32$



N 150  
 $\epsilon \approx 36$



N 220  
 $\epsilon \approx 38$



N 330  
 $\epsilon \approx 43$



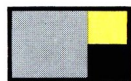
N 470  
 $\epsilon \approx 53$



N 750  
 $\epsilon \approx 90$



N 1500  
 $\epsilon \approx 130$



N 2200  
 $\epsilon \approx 200$

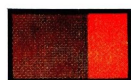


N 5600  
 $\epsilon \approx 400$

**Typ I:**

Kondensatoren kleinerer Dielektrizitäts-Konstante. Sehr verlustarm und konstant, daher für Schwingkreise bestens geeignet.

Angabe der Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  bei Keramikcondensatoren hoher Kapazität



$\epsilon \approx 700$   
P



$\epsilon \approx 2000$   
R



$\epsilon \approx 4000$   
T

**Typ II:**

(geordn. n. Stoffgruppen) Unlinearer, sehr großer TKc-Wert. Hohe Verluste, daher für Schwingkreise nicht geeignet. Kondensatoren großer Dielektrizitätskonstante ("Highcap").

**Sperrschicht-Kondensatoren**



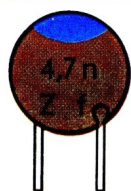
(oder dunkelviolett)

Kondensatoren großer Dielektrizitätskonstante auf Halbleiterbasis (sehr hohe Verluste). Niedrige Netzspannung (bisher max. 30V=).



8,2 pF  $\pm 0,5 \text{ pF}$   
N 1500

Nennspannung: 250 V =



4,7 nF  $\begin{matrix} +80\% \\ -20\% \end{matrix}$   
Stoffgruppe Z 10

Nennspannung: 500 V =



27 pF  $\pm 2 \%$   
TKc-Wert: N 330

Nennspannung: 500 V =

**Beispiele:**



82 pF  $\pm 2 \%$   
TKc-Wert: N 75  
Nennspannung: 500 V =

Bei Röhrenkondensatoren: Farbpunkt kennzeichnet zugleich den Innenbelag

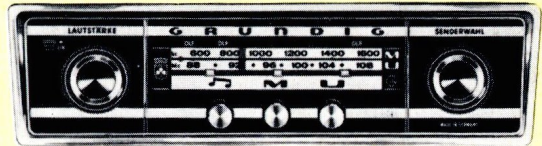
(Vorwiegend bei Scheibenkondensator kann auch das Komma durch ein R ersetzt werden, z. B. 4,5 pF = 4R5)



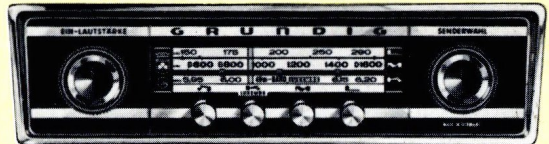
**GRUNDIG**

# Autosuper **WELTKLANG**

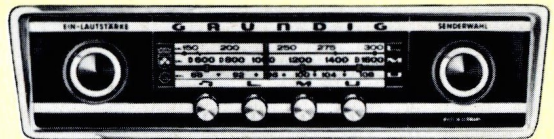
## Weltklang 2000

U, M  
6 V4 W  
Ausg.-Lstg.

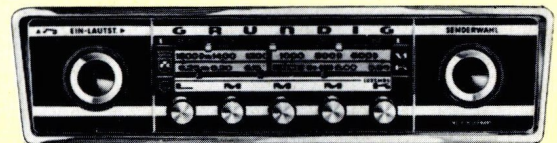
## Weltklang 3000

K, M, L  
12 V5 W  
Ausg.-Lstg.

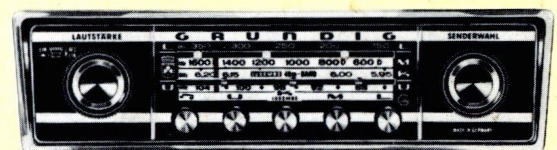
## Weltklang 3010

U, M, L  
12 V  
AFC (UKW)5 W  
Ausg.-Lstg.

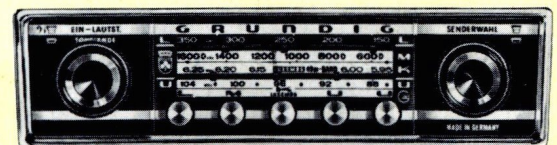
## Weltklang 3500

K, M, M, M, L - 5 Stationstasten -  
6/12 V7 W  
Ausg.-Lstg.

## Weltklang 4000

U, K, M, L  
6/12 V - Tonband-Anschluß  
AFC (UKW)5 W  
Ausg.-Lstg.

## Weltklang 4500

U, U, K, M, L - 5 Stationstasten -  
6/12 V - Tonband-Anschluß  
AFC (UKW)7 W  
Ausg.-Lstg.

## CASSETTEN-Tonbandgerät **C 200**

### in der Autohalterung

(Ausführliche Beschreibung des C 200 auf den Seiten 349... 356 dieses Heftes).

(Autohalterung auch für **C 201 FM** Cassettengerät mit eingebautem UKW-Empfangsteil und Aussteuerungs-Automatik).

