

GRUNDIG

Technische Informationen
4-'76

Zeitschrift für Elektronik, Radio-, Fernseh-, und Tonbandtechnik

HiFi-Studio
RPC 500



GRUNDIG
TOP
MODELL

Inhaltsübersicht

Heft 4/1976
23. Jahrgang

	Seite
RUNDFUNK- UND HIFI-TECHNIK	
Sono-clock 500, ein Uhrenradio in moderner Technik	761
Gesamtschaltplan Sono-clock 500	764
HIFI-Studio RPC 500, ein Gerät der Super-HIFI-Serie	765
Gesamtschaltplan nach Seite	768
TONBAND-TECHNIK	
GRUNDIG Gleichstrom-Kleinstmotor	769
Untersuchungen über den Tonband- und Tonkopfverschleiß	774
Optimale Entzerrungszelkonstanten für Spulen-Tonbandgeräte	778
HIFI-ZUBEHÖR	
Offener Stereo-Kopfhörer GDHS 216	772
PROFESSIONELLE TECHNIK	
VZ 71 und AZ 71, zwei Bausteine zur Einkopplung von Video- und Audiosignalen in Farbfernsehgeräte	782
Synchronex SX 33, ein Baustein zur Fremdsynchronisation von Fernsehkameras	786
Gesamtschaltplan SX 33	795
ALLGEMEINES	
Für den jungen Techniker, 8. Teil und Schluß	777
Das GRUNDIG Modul-Reparaturwerk	789
Welches Modul für welches Super-Color-Gerät?	793



GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

Zeitschrift für Electronic,
Radio-, Fernseh- und Tonband-Technik

Herausgeber: GRUNDIG AG
Zentralbereich
Technik und Produktion
Technisches Schrifttum TS 5
Kurgartenstraße 37, 8510 Fürth

Redaktion: W. Kopper
Fernruf: (09 11) 70 37 82 (Bezieherkartel)
(09 11) 70 37 92 (Redaktion)

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 12,- DM pro Jahr (einschließlich Versandkosten) möglich, zahlbar auf Postscheckkonto Nürnberg, 368 79, GRUNDIG AG 8510 Fürth. (Die Bestellung erfolgt am einfachsten auf Zahlkartenabschnitt.) Die Schutzgebühr für Einzelhefte beträgt 2.50 DM.

Herausgabedatum: November 1976

Druck: Karl Müller, 8542 Roth

Klischees: M. Niclaus,
Zerreiß & Co., Gloria Klischees
Nürnberger Klischeehaus

Unveränderter Nachdruck von Beiträgen aus GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN ist bei ausführlicher Quellenangabe und Zusendung von Belegexemplaren ohne weitere Genehmigung gestattet.

Änderungen vorbehalten!

3 Jahre Bildröhrengarantie

Die GRUNDIG AG gewährt seit dem 11. 6. 1976 für alle **Inline**-Farbbildröhren ab Verkauf des Gerätes 3 Jahre Garantie. Für Geräte, die vor dem 11. 6. 1976 verkauft wurden, gilt die 3-Jahres-Garantie ebenfalls, wenn die Bildröhre nach diesem Datum defekt geworden ist.

Die Garantieabwicklung entspricht voll dem bisherigen Verfahren. Als Anspruchsgrundlage gilt nach wie vor die ordnungsgemäß ausgefüllte Bildröhren-Garantieurkunde zusammen mit der Original-Rechnung für das Fernsehgerät. Der Anspruch auf 3 jährige Bildröhrengarantie gilt unabhängig von den Angaben über die Laufzeit in der Garantieurkunde. Geräte ab Fertigungsmonat Juni 1976 besitzen bereits Garantieurkunden mit eingedrucktem Hinweis auf die 3 jährige Garantiezeit.

Aus nachfolgender Tabelle können Sie ersehen, welcher **Inline**-Bildröhren-Typ in welchem Gerät zum Einsatz kommt. Ebenso ist dort der Garantieträger mit angegeben (für diese Bildröhren gilt die 3-Jahre-Garantie-Regelung).

Bildröhren-Typ	Geräte-Typ Super-Color	Garantieträger
370 BDB 22	1510	GRUNDIG AG
420 ALB 22	1610, 1615, 1620, 1630	GRUNDIG AG
510 JEB 22	2010, 2200, 2230	GRUNDIG AG
560 HB 22 (s. Anm.)	2210, 2222, 2225, 2252 2252 R 4400, (W) 4600 (W) 3200	GRUNDIG AG
A 56—500 X	5200	jeweiliger Farbbildröhren- hersteller
A 66-500 X	5032 a R, 5052 a R, 5100 5105 a 6002, 6022 b, 6025, 6025 b 6045, 6045 b, 6065 6065 b, 6200, 6201, 6205 6800 7002, 7105, S 7150 Amalienburg 7150 Trutzenstein 7150, 7400 7592 a, (W) 7600, 7601, 7800 8025, 8062 a, 8062 b 8150, 8200, 8205, (W) 8250, W 8250 a, Amalienburg 8250 Trutzenstein 8250 8251, 8400, 8405, 8450, 8550, 8595, 8600, 8650, 8800, 8850, 8850 a S 8255, S 9000, S 9250	

Anm.: Die Geräte Super-Color 4400, (W) 4600 und W 3200 werden wahlweise mit dem Bildröhrentyp 560 HB 22 oder 560 ZB 22 bestückt. Diese sind nicht kompatibel.

Sono-clock 500

ein Uhrenradio in moderner Technik

Das Sono-Clock 500 (Bild 1) setzt die Reihe der GRUNDIG Uhrengeräte fort, die beginnend beim ersten Sono-Clock mit Zeigeruhr über die mechanischen Digitaluhren bis hin zu den präzisen Elektronikuhren führt. Abweichend vom bisher gewohnten Äußeren der Vorgängermodelle weist es eine völlig neuartige Formgebung des Gehäuses auf, aber auch in Aufbau und Schaltungstechnik stellt dieses Gerät eine Weiterentwicklung dar.

Mechanischer Aufbau:

Das Sono-Clock 500 besteht im Grunde aus zwei Bausteinen, der Elektronikuhr (Bild 2) und dem Empfängerchassis (Bild 3).

Die Uhr, eine eigenständige, voll austauschbare Schaltungseinheit, ist räumlich über der Chassisplatte angeordnet und ebenso wie Lautsprecher und Netztrafo über Steckanschlüsse mit dieser verbunden. Betriebsspannung und Taktfrequenz für den Uhrenmodul werden bei Normalbetrieb vom Trafo geliefert, der deshalb ständig an Netzspannung angeschlossen sein muß. Um eine Übertragung des durch Schwirren der Kernbleche und Wicklungen verursachten Geräusches auf das Gehäuse zu verhindern — dies würde besonders bei ausgeschaltetem Empfänger als sehr störend empfunden — besitzt der Trafo an allen Befestigungspunkten wärmebeständige Gummiunterlagen. Ein in seiner Auswirkung ähnlicher Effekt würde durch die Einstreuung des Trafo-Wechselfeldes in das Magnetsystem des Lautsprechers verursacht werden. Trafo und Lautsprecher sind deshalb möglichst weit voneinander getrennt und befinden sich beiderseits der Chassisplatte. Wegen der sehr begrenzten Raumverhältnisse im Sono-Clock 500 weist der Lautsprecher nur geringe mechanische Abmessungen auf, besitzt jedoch aufgrund einer speziellen Membran, die mit einer Stoffsicke versehen ist, eine niedrige Resonanzfrequenz bei großem Übertragungsbereich und ermöglicht so eine ausgewogene Klangwiedergabe.



Bild 1
Gesamtansicht

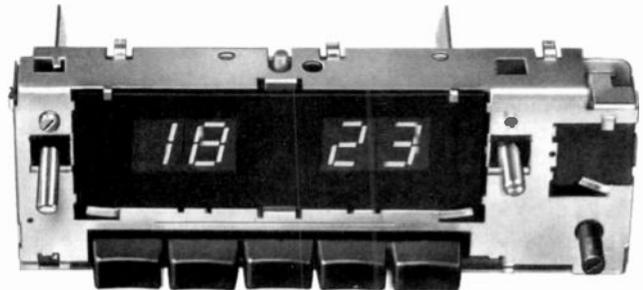


Bild 2 a
Uhrbaustein
Vorderansicht

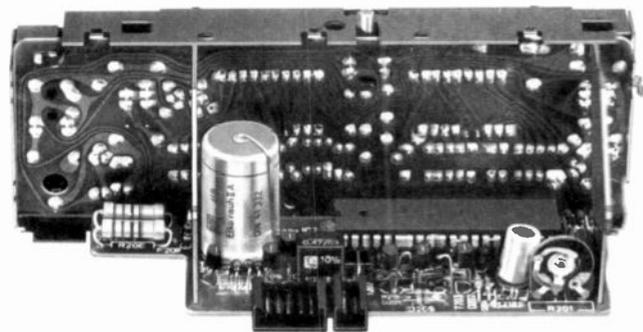


Bild 2 b
Uhrbaustein
Rückansicht

Eine bewährte kostensparende Technik wird bei der Herstellung und dem Einbau der Chassisplatte, die den gesamten Empfänger einschließlich des NF-Verstärkers und der Netz-

teile enthält, angewandt. Sie bildet zusammen mit der Netzanschlußplatte, Klangreglerplatte und Lautstärkeregerplatte während des Fertigungsdurchlaufs eine voll funk-

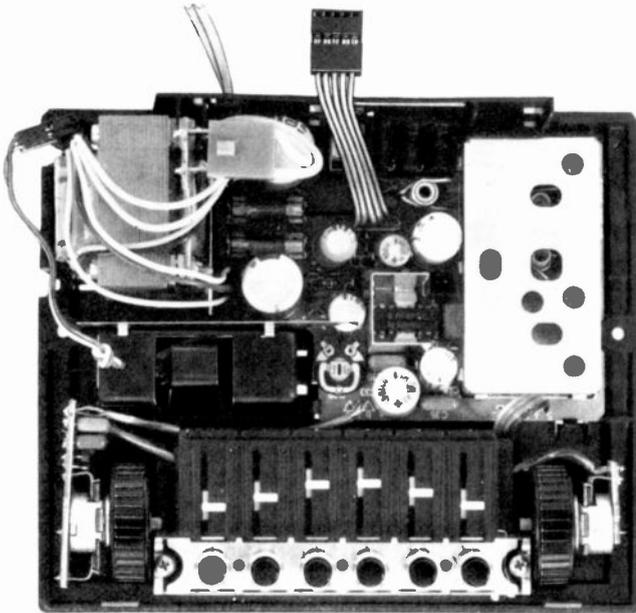


Bild 3 Empfängerchassis

tionsfähige prüfbare Einheit. Erst bei der Montage werden diese Reglerplatten nach Abbrechen in die entsprechend vorgesehenen Haltewinkel links und rechts des Stations-tastenaggregats eingesetzt. Die Chassisplatte selbst ist im Gehäuseunterteil mit Hilfe von Schnappvorrichtungen befestigt.

Empfängerschaltung (Gesamtschaltplan auf Seite 764)

Um bei möglichst niedrigen Produktionskosten eine gleichbleibend gute Qualität zu erzielen, werden im Rundfunkteil insgesamt drei „Integrierte Schaltungen“ für ZF, NF und Abstimmspannung eingesetzt.

Ein Leistungsnetzteil, bestehend aus der Sekundärleistungswicklung des Netztrafos, Gleichrichter GL 11 und Lade-Elko C 42, liefert die erforderliche Betriebsspannung für den Empfangsteil. Während der NF-IC direkt an C 42 angeschlossen ist, werden Mischteil und ZF-Verstärker über eine Stabilisierungsschaltung, die die im TBA 120 S enthaltene Zenerdiode verwendet, mit 12 V Gleichspannung versorgt. Abstimmspannungsnetzteil und Uhrenmodul werden aus einer eigenen Wicklung des Netztrafos gespeist und bleiben unbeeinflusst vom jeweiligen Betriebszustand des Empfängers. Dies ermöglicht einen relativ einfachen Aufbau des Abstimmspannungsnetzteiles mit Hilfe der Integrierten Schaltung TAA 550. Da dieser IC auch bei ausgeschaltetem Empfänger weiter in Betrieb bleibt, stellt sich an ihm eine von Netzspannungsschwankungen und Temperaturänderungen nahezu unabhängige Gleichspannung von 32...36 V ein, die mit R 26 auf 30 V \pm 100 mV reduziert wird. Die Kondensatoren C 37 und C 34 vermeiden das Entstehen von hochfrequenten Stör-

spannungen durch die Gleichrichterdioden D 13 und den IC TAA 550. Über das Abstimmaggregat, das die Programmierung von sechs verschiedenen Sendern ermöglicht, und nach einer weiteren Siebung durch C 27 gelangt die Abstimmspannung schließlich zu den Kapazitätsdioden im Mischteil. Die RC-Glieder R 15, R 19, R 21 und C 25 dienen der Entkopplung von Zwischenkreis und Oszillatorkreis

Das Empfangssignal wird dem Mischteil über Antennenbuchse und Eingangskreis zugeführt. Neben der Transformation der Eingangsspannung hat dieser Kreis die Aufgabe, außerhalb des UKW-Bereiches liegende Signale aufgrund seiner selektiven Wirkung abzuschwächen. Die Kreiskapazitäten C 11 und C 12 bestimmen die Anpassung des Mischteil-Eingangswiderstandes an den Antenneneingang. Nach einer Pegelanhebung in der HF-Vorstufe T 11, deren Kollektorkreis durch Ka-

pazitätsdioden auf die Empfangsfrequenz abstimbar ist, wird das Signal über C 16 an den Emitter des als selbstschwingender Mischer arbeitenden Transistors T 12 gelegt. Ebenso wie in der HF-Vorstufe erfolgt auch die Abstimmung des Oszillators durch Doppelkapazitätsdioden in Gegentaktschaltung.

Die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz, die als Mischprodukt entsteht, wird von dem ZF-Filter (b) mit Kreiskapazität C 23 ausselektiert und über eine Ankoppelwicklung an die beiden nachfolgenden Keramikschwinger abgegeben. Eventuell vorhandene Unsymmetrien der Schwingerdurchlaßkurven lassen sich durch entsprechenden Abgleich des ZF-Filterkorrigieren. Der Widerstand R 24 am Eingang des ZF-IC's wirkt als Abschlußwiderstand des zweiten Keramikschwingers.

Da der TBA 120 S einen aperiodischen ZF-Verstärker und einen Koinzidenz-Demodulator enthält, werden alle Signale, die an seinen Eingang gelangen, verstärkt und demoduliert. Es ist also von besonderer Wichtigkeit, durch geeignete Abschirmungen eine direkte Einstrahlung von HF-Signalen zu unterbinden. Im Sono-Clock 500 wurde deshalb eine spezielle Abschirmmechanik eingesetzt, die sowohl das Mischteil, als auch den FM-ZF-Verstärker beinhaltet. Der räumlich enge Aufbau und der enorme Pegelunterschied zwischen dem ZF-Kreis des Mischteiles und dem Demodulatorkreis würde ohne geeignete Abschirmmaßnahmen besonders vor dem Einsatz der Begrenzung zu magnetischen Verkopplungen führen. Für das Demodulatorfilter ist zur Vermeidung dieser Rückwirkung nur eine schalenkernähnliche Ausführung mit möglichst geringem magnetischem Streufeld zulässig.

Der Kondensator C 32 am NF-Ausgang Punkt 8 des TBA 120 S be-

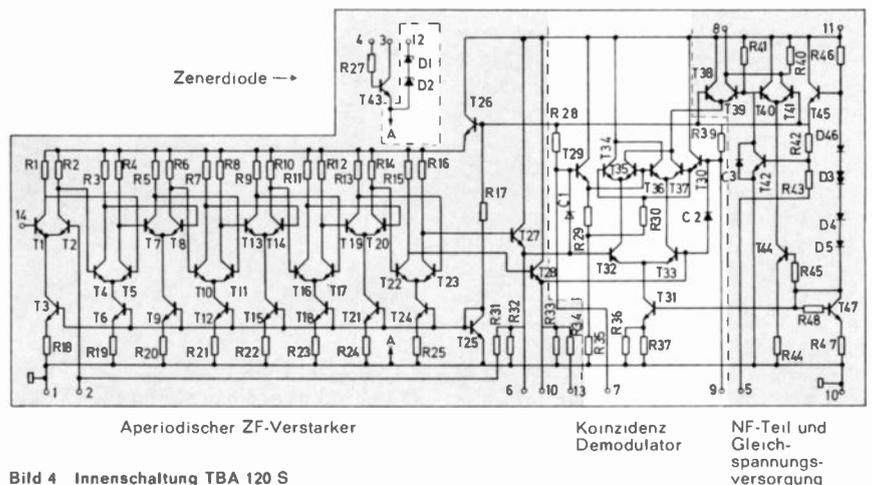


Bild 4 Innenschaltung TBA 120 S

wirkt zusammen mit dem Innenwiderstand der Schaltung eine der Deemphasis entsprechende Frequenzgangkorrektur. Das so vorbehandelte niederfrequente Signal wird über C 35 zur Klang- und Lautstärke-regelung und weiter zum Eingang des NF-IC-Verstärkers TCA 830 S gegeben. Zur Vermeidung von Kratzgeräuschen während des Einstellens der Lautstärke liegt der Schleifer des Drehpotentiometers über C 39 gleichspannungsfrei am IC-Eingang.

Am Widerstand R 34, der die Verstärkung der Integrierten Schaltung bestimmt, erfolgt die Einspeisung des Uhrenwecksignals. Man erhält dadurch unabhängig von der jeweiligen Schleiferstellung des Lautstärkeinstellers ein Alarmsignal konstanter Lautstärke.

Grundsätzlich dient C 46 zur Festlegung der oberen Grenzfrequenz des Übertragungsbereiches. Um jedoch Verstärker, Lautsprecher und Gehäuse klanglich aufeinander abzustimmen, ist bei geeigneter Dimensionierung von R 36, C 47, R 33 und C 43 eine Anpassung des Frequenzganges durch Anheben der Bässe und Höhen möglich. Neben R 37 und C 49 erhöht auch C 45 die Stabilität der Verstärkerschaltung und sichert so eine einwandfreie Funktion.

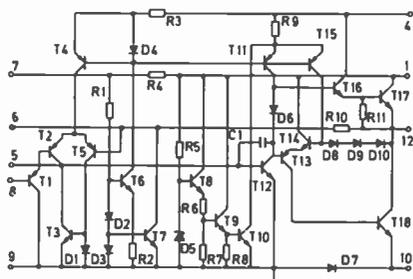
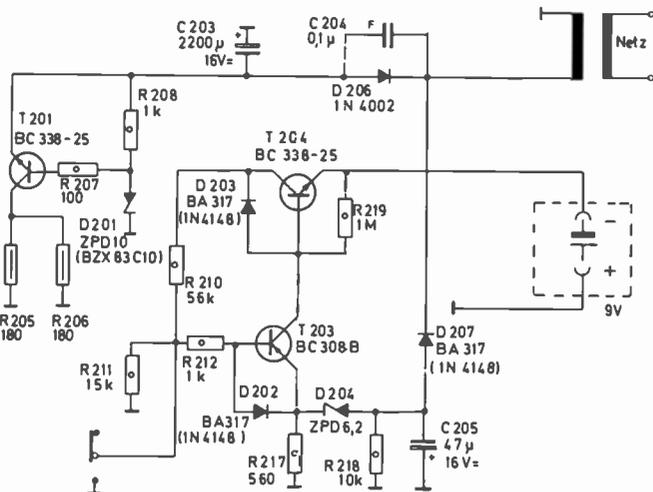


Bild 5 Innenschaltung TCA 830 S

C 44 ist Bestandteil einer elektronischen Siebung im Inneren des IC's, die die NF-Vorstufen mit einer brummfreien Betriebsspannung versorgt. Getrennte Masseanschlüsse für Vorstufen und Endstufe verhindern eine gegenseitige Verkopplung, verbessern die Schwingsicherheit und senken den Klirrfaktor. Volle Ausnutzung der Betriebsspannung und Steigerung des Endstufenwirkungsgrades gewährt eine spezielle Bootstrap-Schaltung, deren äußere Schaltelemente C 48 und R 35 bilden. Sie erlaubt bei Vollaussteuerung des IC's eine zusätzliche Anhebung des Treiberstromes und damit eine Verringerung der U_{CE} -Restspannung der Endstufentransistoren. Über C 51 wird das verstärkte NF-Signal ausgekoppelt und dem Lautsprecher bzw. der Ohrhörerbuchse, der der Widerstand R 38 zur Laut-

Bild 6 Schaltungsauszug Batterieumschaltung



stärkeanpassung vorgeschaltet ist, zugeführt.

Electronic-Uhr

In den Geräten Sono-Clock 21 und 31 wurde erstmals eine Electronic-Uhr eingesetzt. Da die Funktion und Bedienung dieser Uhr bereits in der Technischen Information 5/6 1975 erläutert wurde, beschränkt sich der nachfolgende Bericht auf schaltungstechnische Änderungen und Verbesserungen des neuen Moduls.

Zunächst sei hier die Erhöhung der Display-Helligkeit genannt. Neue lichtstarke Einzelanzeigen ersetzen die bisher verwendeten Doppel-Displays. Außerdem wird durch eine Verstärkung der Trafowicklung und durch Herabsetzen der Segmentwiderstände eine Erhöhung der Segmentströme erreicht. Dies hätte allerdings ein Überschreiten des zulässigen Maximalstromes der IC-Ausgänge 29 und 16, die die parallelgeschalteten Segmente der Stundenzeiger- bzw. Minutenzeigeranzeige betreiben, zur Folge. Es ist deshalb jeweils ein externer Treibertransistor T 101 und T 104 erforderlich.

Die Querstabilisierung durch zwei in Reihe geschaltete Zenerdioden zum Zwecke der Betriebsspannungsbegrenzung auf maximal 14 V wird durch eine Kombination von T 201, D 201 und zwei 1/2-Watt-Widerständen übernommen. Dabei muß die relativ hohe Verlustleistung bei Dunkelsteuerung der Anzeige und maximaler Netzspannung nicht mehr von zwei Zenerdioden aufgenommen werden, sondern verteilt sich auf beide Widerstände und führt dadurch zu einer geringeren Erwärmung.

Beim Ausschaltvorgang des Empfängers verursacht das plötzliche Abtrennen des Ladeelkos C 42 und der Betriebsspannung im IC TCA 830 einen Impuls, der über den Lautspre-

cher deutlich hörbar ist. Der Kondensator C 206 — eine sog. Miller-Kapazität — zwischen Kollektor und Basis des Schalttransistors T 206 bewirkt ein langsames Absinken der Versorgungsspannung und vermeidet somit diesen Knackeffekt.

Ebenfalls abgeändert wurde die Batterieumschaltung, um bei langsamen Netzausfällen eine Übernahme der Spannungsversorgung durch die Batterie mit Sicherheit zu gewährleisten. Bei Netzbetrieb erzeugen Gleichrichterdiode D 207 und Ladeelko C 205 aus der Betriebswechselspannung eine negative Sperrspannung, die über die Zenerdiode D 204 dem Emitter des T 203 unterlegt wird. Das Emitterpotential ist negativer als das Basispotential und sperrt deshalb diesen Transistor. Während die Emittersperrspannung die Differenz zwischen der Gleichspannung an C 205 und der Zenerspannung der Diode D 204 darstellt, ist die Basisspannung entsprechend dem Basisteilerverhältnis der Betriebsspannung und somit auch der Netzspannung direkt proportional. Das Emitterpotential ändert sich folglich bei abnehmender Netzspannung schneller als das Basispotential und sinkt bei ausreichend kleiner Netzspannung unter die Basisspannung ab. T 203 wird dadurch leitend und schaltet die Batterie über T 204 an den Uhrenbaustein. Diese Schaltung ist also unabhängig von den Entladezeiten der einzelnen Uhrennetzteile und ermöglicht ein sicheres Umschalten von Netz- auf Batteriebetrieb.

Beim Betätigen der Taste Alarm-Pause/Reset wird gleichzeitig mit der Umschaltung des IC-Anschlusses 3 auch die Basis des Transistors T 203 an Masse gelegt. Um bei Netzbetrieb eine unzulässig hohe Basis-Emitter-Sperrspannung von $> 5 V$ zu vermeiden, wird diese durch eine Zusatzdiode D 202 auf die Flußspannung von 0,6 V begrenzt.



GRUNDIG HiFi Studio RPC 500

ein Gerät der SUPER-HIFI-SERIE

HiFi nach DIN 45500

Das GRUNDIG HiFi-Studio RPC 500 (siehe Titelbild) ist eine gelungene Dreiweg-Kombination, bestehend aus Rundfunkteil mit HiFi-Endstufe, HiFi-Cassettengerät CN 830 und Dual-HiFi-Plattenwechsler 1228. Das bestechende Design sowie der Bedienungskomfort suchen ihresgleichen. Alles in allem eine Gerätekombination für Kunden, die nicht nur die bekannt gute GRUNDIG Qualität, sondern zugleich auch einfachste Bedienbarkeit wünschen. Die Forderung nach einfacher Bedienung erfüllt das Rundfunkteil durch zehn Stationstasten, die durch einen Vorwahlschalter mit UKW, Mittel- oder Langwelle belegt werden können. Im Werk werden die ersten fünf Stationstasten mit UKW, die nächsten drei mit MW und die letzten zwei mit LW belegt, entsprechend sind auch die Stationstasten mit austauschbaren farbigen Steckstiften gekennzeichnet. Die Farben der Steckstifte korrespondieren mit den Farben der Bereichsanzeige-Leuchtdioden. Jedem Gerät sind in der Verpackung Ersatz-Steckstifte beigelegt, so daß beim Einstellen der Sender auch die Belegart abgeändert werden kann. Leuchtanzeigen signalisieren die jeweils gedrückte Taste. Acht der Stationstasten können über die mit „ROTOR“ bezeichnete Buchse mit einem Steuergerät verbunden werden, das — einmal eingestellt — automatisch für eine stets optimale Ausrichtung der Rotor-Antenne sorgt. Dieser Anschluß ist selbstverständlich nur bei UKW wirksam, um unnötiges Drehen des Rotors bei MW- und LW-Empfang zu vermeiden. Auf eine Senderskala mit Handabstimmung wurde bewußt verzichtet, da viele Kunden den gewünschten Sender nicht erst suchen, sondern sofort abrufen möchten. Die Bedienung erfolgt fast ausschließlich über leichtgängige Tipptasten. Die Klangeinstellung erfolgt mit vier Schiebewiderständen, getrennt für Bässe (40

Hz), Tiefen (250 Hz), Präsenz (3 kHz) und Höhen (16 kHz). Ein Rauschfilter erlaubt das brauchbare Abspielen älterer Schallplatten. Bei der Ausgangsleistung des Gerätes von 2 x 30 W ist es wichtig, daß das Umschalten zwischen den einzelnen Programmquellen geräuschlos abläuft, was durch geeignete Zeitkonstanten der elektronischen Schalter erreicht wurde. Die Anzeige der Betriebszustände erfolgt größtenteils über Leuchtdioden. Für die Feldstärke und die Abstimmfrequenzanzeige sind je ein beleuchtetes Instrument vorhanden. Im UKW-Eingangsteil wird ein getrennter Oszillator verwendet, der optimal vom Mischer entkoppelt ist. In den AM-Bereichen regeln Fotowiderstände das Eingangssignal direkt am Antenneneingang. In Verbindung mit dem ebenfalls getrennt vom Mischer ausgeführten Oszillator sowie der ZF- und Vorstufenregelung wird eine hohe Spannungsfestigkeit des Eingangs erreicht. Äquivalent zum Aufbau des HF-Teils ist auch die Niederfrequenzseite ausgeführt: Differenzeingangsstufen, elkolose Lautsprecherausgänge, elektronische Schutzschaltungen für Überlast, Kurzschluß und thermische Überlastungen. Das eingebaute GRUNDIG HiFi-Cassettengerät CN 830 verfügt über einen Bandselektor zum Umschalten zwischen Eisenoxid-, Chromdioxid- und Ferrochromband, über automatische und manuelle Aussteuerungsmöglichkeit, schaltbares Dolby-NR-System, automatische Kopfreinigung sowie über zwei beleuchtete Anzeigeelemente mit Spitzenwertanzeige für die Aussteuerungskontrolle bei Aufnahme in dB- und Prozent-eichung sowie zur Pegelanzeige bei Wiedergabe. Eine genaue Beschreibung des CN 830 erfolgt im nächsten Heft. Das Gerät RPC 500 besitzt eine abnehmbare Klarsichthaube, welche das Cassetten-Deck und den Plattenwechsler vor Ver-

staubung schützt. Die einzelnen Baugruppen des Gerätes sind durch Steckverbindungen verbunden und lassen sich in der Fertigung einzeln vorprüfen. Dadurch ist trotz der umfangreichen Schaltung eine rationelle Fertigung, Prüfung und Voreinstellung der Gruppen möglich. Bild 1 vermittelt einen Blick in das geöffnete Gerät.

Der Gesamtschaltplan befindet sich nach der Seite 768.

Ein Teil der Baugruppen ist auch in anderen GRUNDIG HiFi-Geräten zu finden. Im folgenden werden die spezifisch neuen Schaltungsteile eingehend besprochen. Dabei fällt auf, daß man in der gesamten Schaltung besonderen Wert auf die Sicherheit gegen Beeinflussungen durch HF-Einstrahlung gelegt hat. Die Prüfung erfolgte mit den verschiedenen bekannten Methoden zur Ermittlung der Einstrahlungsfestigkeit und auch mit eingehenden Versuchen im Freifeld eines starken Kurzwellensenders. Die erzielten Ergebnisse kommen natürlich auch der Sicherheit gegen Netzstoßspannungen, wie Einschaltimpulsen von Kühlschränken oder Leuchtstofflampen zugute.

Empfangsteil

UKW-Empfangsteil:

Das von der Antenne aufgenommene Signal wird im UKW-Mischteil selektiert und auf die Zwischenfrequenz umgesetzt. Die Vorstufe ist mit dem Hochstromtransistor BF 414 (T 301) bestückt. Die Mischstufe arbeitet mit einer ZF-Neutralisation, um einen hohen Ausgangswiderstand und damit wenig Bedämpfung für das nachfolgende Vierkreisfilter zu erhalten. Auf das Vierkreisfilter folgt eine ZF-Stufe, die mit zwei zueinander komplementären Transistoren arbeitet (T 1/T 2). Der erste (T 1) ist auf niedriges Rauschen ausgelegt, während der zweite (T 2) die Leistung für das nachfolgende Keramikfilter bereit-

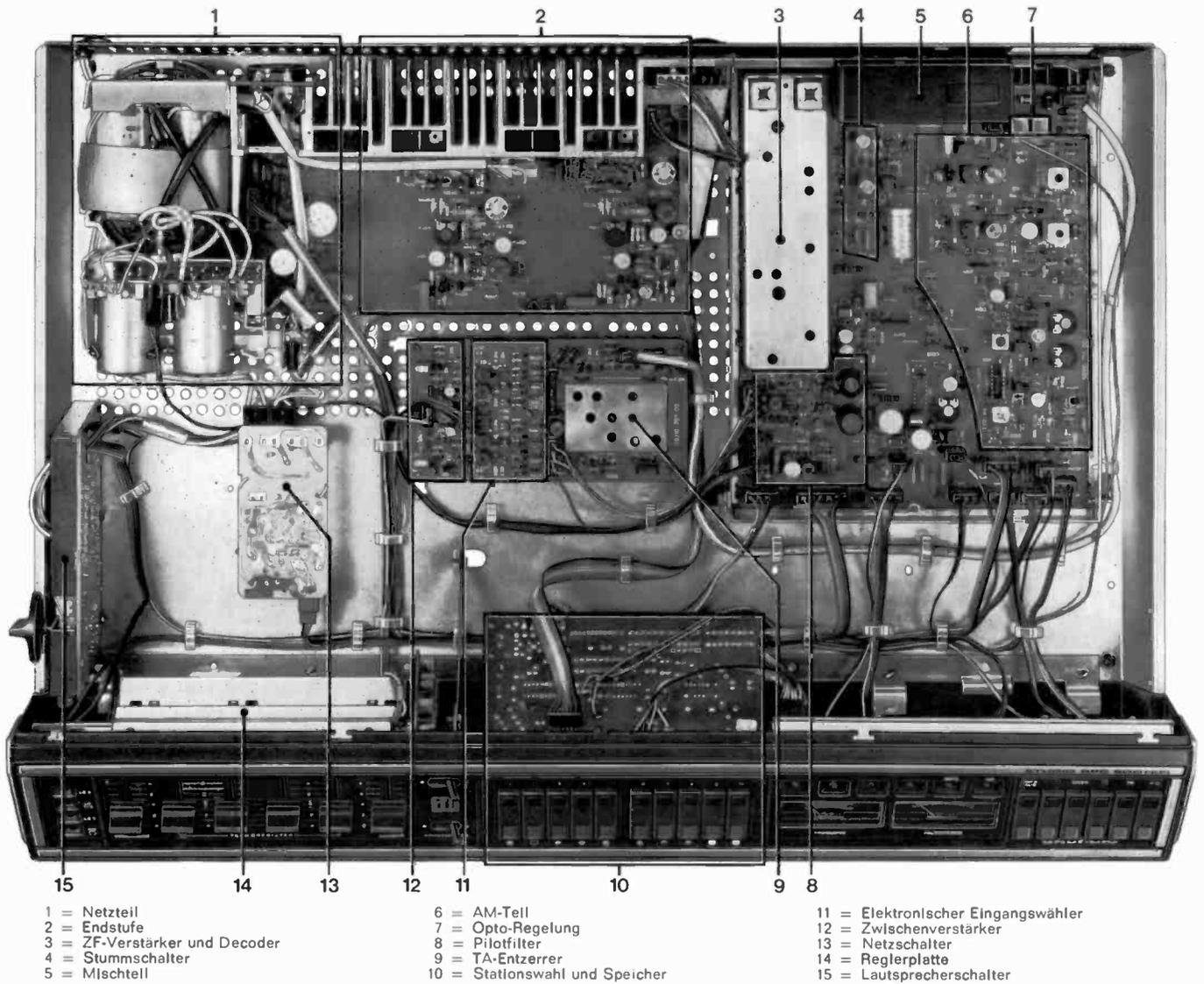


Bild 1 HIFI-Studio RPC 500 geöffnet

stellt, das auf den ZF-IC TCA 420 (IC 1) arbeitet. Nach Verstärkung und Demodulation in dem mit einem Bandfilter ausgestatteten Quadraturdetektor steht die Niederfrequenz am Ausgang des TCA 420 bereit. Die am selben Anschluß anfallende Nachstimmspannung wird dem Stabilisator-IC TCA 530 (IC 1002) zur Korrektur der Abstimmspannung zugeführt.

Über eine 114-kHz-Sperre führt der NF-Weg zum Stereodecoder MC 1310 P (IC 2), der die Kanalinformationen aufbereitet und die Stereo-Anzeige (LED D 2009) steuert. Der Decoder arbeitet nach dem Schalterprinzip und hat für den Trägerzusatz eine PLL-Schaltung zur phasengenauen, frequenzstarken Nachregelung. Die Niederfrequenz wird nach dem Deemphasis-Glied durch einen 19-kHz-Sperrkreis sowie aktive Filter von Pilottonresten und Nebenwellen befreit und danach dem Verstärkerteil zugeführt. (Eine ausführliche Beschreibung des PLL-Decoders erfolgt im nächsten Heft.)

Feldstärkeanzeige

Für eine Anzeige über einen weiten Eingangsspannungsbereich genügt es nicht, die Instrumentenspannung aus einer einzigen Stufe zu beziehen, da diese entweder bei kleinen Antennenspannungen keinen ausrei-

chenden Pegel liefert oder bei hohen Spannungen die Anzeigespannung begrenzt. Zur Erweiterung des Anzeigebereiches wird deshalb beim RPC 500 die Ansteuerung des Instruments aus zwei Quellen vorgenommen (Prinzipschaltung Bild 2).

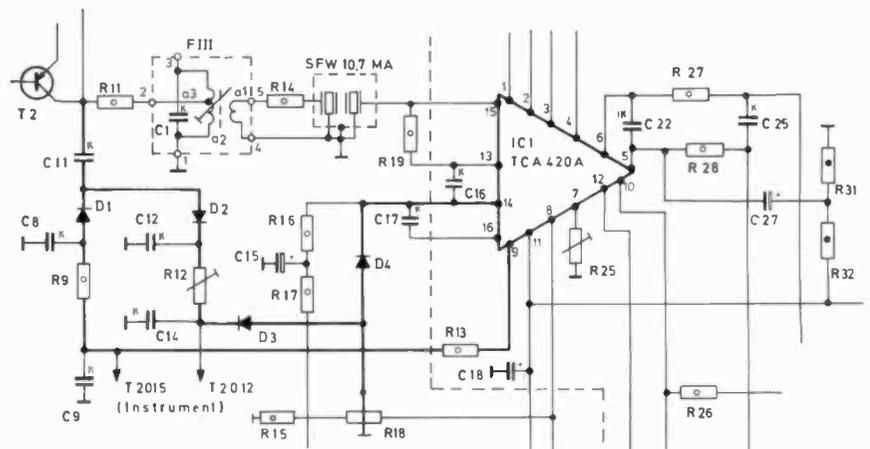


Bild 2 Prinzipschaltung (Schaltbildauszug)

Scharfabstimmung (AFC)

Für eine hubkonstante Scharfabstimmung muß die Nachstimmspannung der Abstimmspannung immer mit einem prozentual gleichen Anteil unterlegt werden. Wie schon in früheren GRUNDIG Geräten praktiziert, wird die AFC-Spannung dem Spannungsstabilisator TCA 530 (IC 1002) als Korrekturspannung über R 1129 bzw. R 1132 für die gesamte Abstimmspannung zugeführt. Bei jeder beliebigen Stellung der Abstimmpotentiometer bleibt dabei der Anteil der AFC unverändert. In Bild 3 ist die prinzipielle Funktionsweise angedeutet.

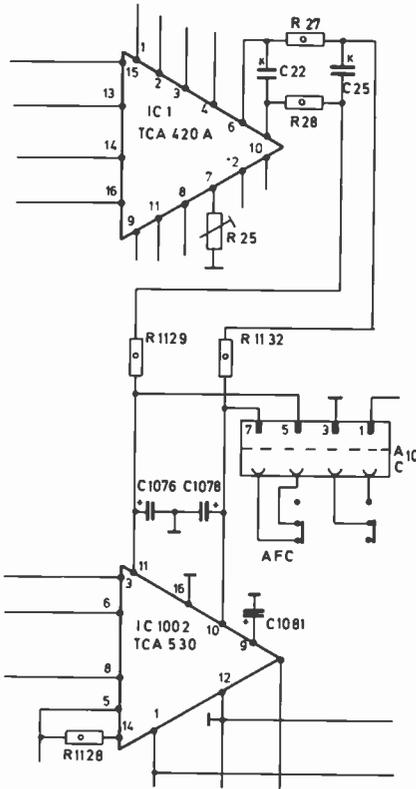
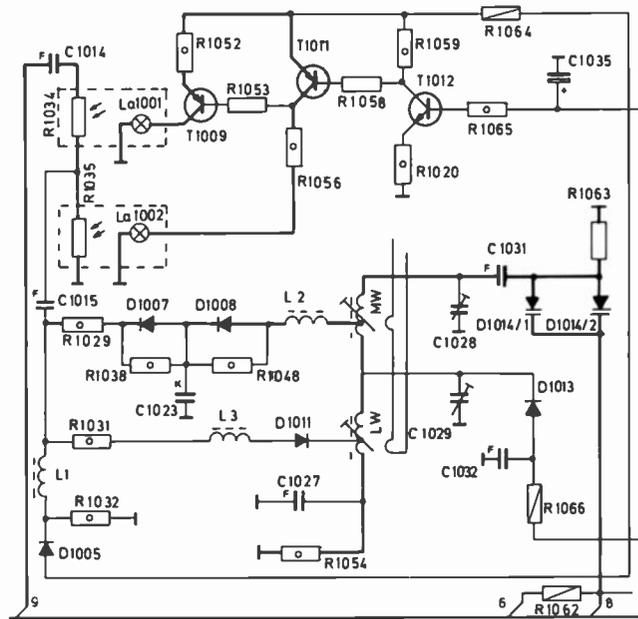


Bild 3 Scharfabstimmung

MW-LW-Empfangsteil

Der Mittelwellen- und Langwellenbereich werden wie bei UKW mit Kapazitätsdioden (D 1014 1...3) abgestimmt, um in Verbindung mit den Abstimmpotentiometern eine Sendervorwahl zu ermöglichen. Die Umschaltung zwischen MW und LW erfolgt mit Schalterdioden. Diese Schaltungstechnik wirft Probleme auf, wie sie bei Drehkondensator-Abstimmung mit mechanischer Umschaltung nicht bestehen. Beim Umschalten mit Dioden stören zwei Eigenschaften dieser Halbleiter: die Kapazität im gesperrten Zustand und der endliche Durchlaßwiderstand. Beide Effekte engen die Anwendbarkeit ein. Man benötigt deshalb an manchen Stellen Kunstschaltungen mit mehreren Dioden, die eine fast vollkommene Eliminierung der ungünstigen Eigenschaften ermöglichen.

Bild 4 Optoelektronische Verstärkungsregelung



Dazu gehören die Signalverträglichkeit für hohe Antennenspannungen, die endliche Entkopplungsdämpfung der Schalterdioden, Modulationsverfälschungen an den Schwingkreisen und die dynamische Kapazitätsänderung der Abstimmindioden.

Im Vorkreis sind zwei Kapazitätsdioden (D 1014 1 + 2) parallel geschaltet, da dort gegenüber dem Oszillator eine höhere Frequenzvariation gefordert wird.

Optoelektronische Verstärkungsregelung

Zum Schutz des Eingangskreises vor zu hohen Antennenspannungen ist zusätzlich zur üblichen Schwundregelung eine Schaltung mit Fotowiderständen (R 1034 und R 1035) direkt am Eingang vorgesehen. Sie sorgt für eine Begrenzung der Schwingkreisspannung, ohne die Güte und Selektion des Kreises anzutasten. Die Fotowiderstände arbeiten als variabler Längs- und Querteiler, sie werden über Lampen (La 1001 und La 1002) gegensinnig beleuchtet. Die Lampentreiber beziehen ihre Steuerspannung aus der Schwundregelung (Bild 4).

Mit dieser Schaltung ist es möglich, Antennenspannungen zu verarbeiten, die weit über dem Wert liegen, wie er an guten Hochantennen anzutreffen ist. Der Vorkreis liefert das Eingangssignal an den IC TCA 440 (IC 1001), der die Weiterverarbeitung übernimmt.

Die Demodulation erfolgt für hohen Wirkungsgrad bei geringer Kreisdämpfung mit einer Germanium-Golddrahtdiode AA 143 (D 1024). Die Regelspannung steuert das Instru-

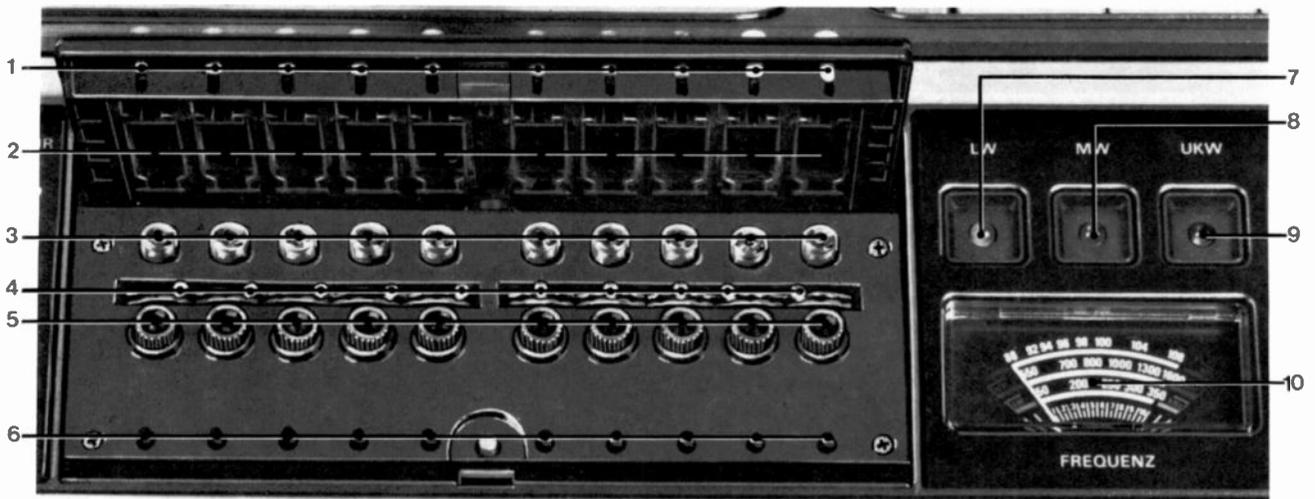
ment zur Feldstärkeanzeige, das elektronisch mit Transistoren für die Bereiche UKW und MW/LW umgeschaltet wird. Ein 5-kHz-Filter sorgt für einen möglichst störungsfreien Empfang durch die Unterdrückung von Interferenzen.

Stations-Umschaltung und Bereichsvorwahl:

Um die mit Potentiometern gespeicherten Abstimmspannungen anzuwählen, dienen die Bausteine SAS 580/590 (IC 1/2/3) als Schalter. Über Lämpchen (La 1...La 10) erfolgt eine Anzeige der gerade eingeschalteten Taste. Zur Vorwahl der Bereiche UKW, MW und LW dienen kleine Hebelschalter, die über den Abstimmpotentiometern unter einer Klappe am Bedienungspanel verborgen sind (Bild 5). Die Abstimmpotentiometer sind mit ausziehbaren Hülisen versehen, um das Abstimmen zu erleichtern. Der jeweils gewählte Bereich wird mit verschiedenfarbigen Leuchtdioden angezeigt (D 2004 = rot = UKW, D 2005 = grün = MW, D 2006 = gelb = LW).

Verstärkerteil: Umschaltung der Signalquellen

Zur Durchschaltung der verschiedenen Signalquellen dienen Diodenschalter (D 202...D 209), die alle gemeinsam auf die Basis der Transistoren (T 203 bzw. T 204) arbeiten. Besonderer Wert wurde auf eine hohe Sicherheit der Schalter gegen HF-Einstrahlung gelegt. Vorwiderstände (R 222... 225 bzw. R 231... 234) Kondensatoren (C 216... C 219 bzw. C 221... C 224) im Signalweg blocken die Hochfrequenz ab. Die nachfolgenden Transistoren (T 203 bzw. T 204) sind zusätzlich gegen



- | | | |
|---|--|---|
| <ol style="list-style-type: none"> 1. Auswechselbare farbige Steckstifte zur Kennzeichnung des vorgewählten Empfangsbereichs 2. Bedienungstasten zur Programmwahl (bei geschlossener Klappe) 3. Anzeigelämpchen (La 1 . . . La 10) | <ol style="list-style-type: none"> 4. Bereichsvorwahl 5. Abstimmpotentiometer mit herausziehbarer Hülse 6. Stationstasten (werden bei geschlossener Klappe durch die Bedienungstasten betätigt) | <ol style="list-style-type: none"> 7. D 2006 = Anzeige Langwelle gelb 8. D 2005 = Anzeige Mittelwelle grün 9. D 2004 = Anzeige UKW rot 10. Frequenzanzeiginstrument (mit den Bereichsanzeigen farblich zugeordneter Skalen) |
|---|--|---|

Bild 5 Stationsumschaltung und Bereichsvorwahl

Direkteinstrahlung mit einem Kondensator zwischen Basis und Emitter geschützt (C 229 bzw. 231). Zeitkonstanten, bestehend aus 47-k Ω -Widerständen und 4,7- μ F-Elkos, verzögern die Schaltspannung für die Dioden und sorgen für ein weiches Umschalten (Bild 6).

Vierfach-Klangregelung

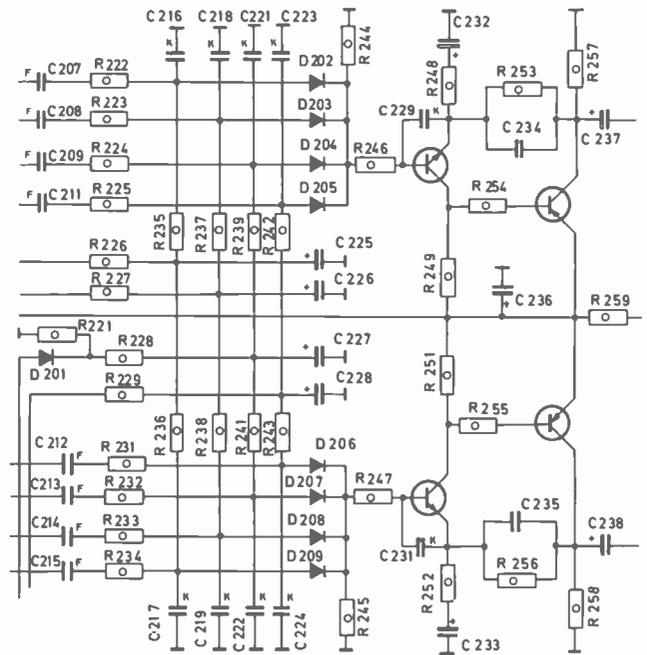
Das Gerät RPC 500 ist mit vier Schiebewiderständen ausgestattet, die eine individuelle Klangbeeinflussung ermöglichen. Bedämpfte LC-Kreise an R 465/R 466 bzw. R 469/R 471 sind in der Mittelstellung der Schieber ohne Wirkung, da der Reglermittelpunkt geerdet ist. Mit einem Schalter läßt sich die gehörliche Klangbeeinflussung abschalten, ohne daß dabei ein Pegelsprung auftritt.

Niederfrequenzendstufe

Der Endstufenblock hat im Eingang eine Differenzstufe und ist in den Ausgangsstufen mit Darlington-Transistoren bestückt. Diese Endstufe gleicht der des Studios 2020 bzw. 2240, welche bereits im Heft 4/75 der GRUNDIG Technischen Informationen beschrieben wurde. Der gesamte Baustein ist durch eine Übertemperatursicherung und eine Kurzschlußautomatik geschützt. Neben den üblichen Lautsprechernormbuchsen sind zwei voneinander entkoppelte Kopfhörerbuchsen vorgesehen, die gleichzeitigen Betrieb von zwei Hörern auch unterschiedlicher Impedanz gestatten.

Leuchtdioden am Ausgangsindicator signalisieren die jeweils mit einem Wahlschalter eingestellten Betriebszustände der Lautsprechergruppen oder der Kopfhörer.

Bild 6 Umschaltung der Signalquellen



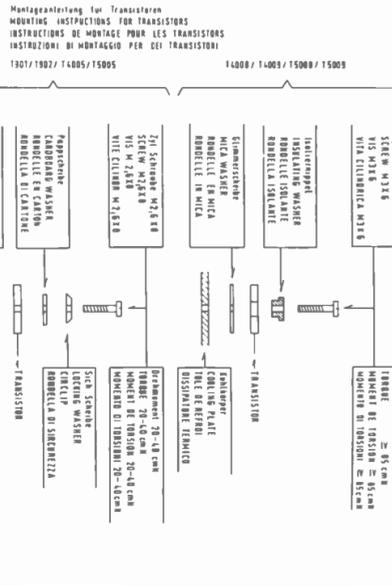
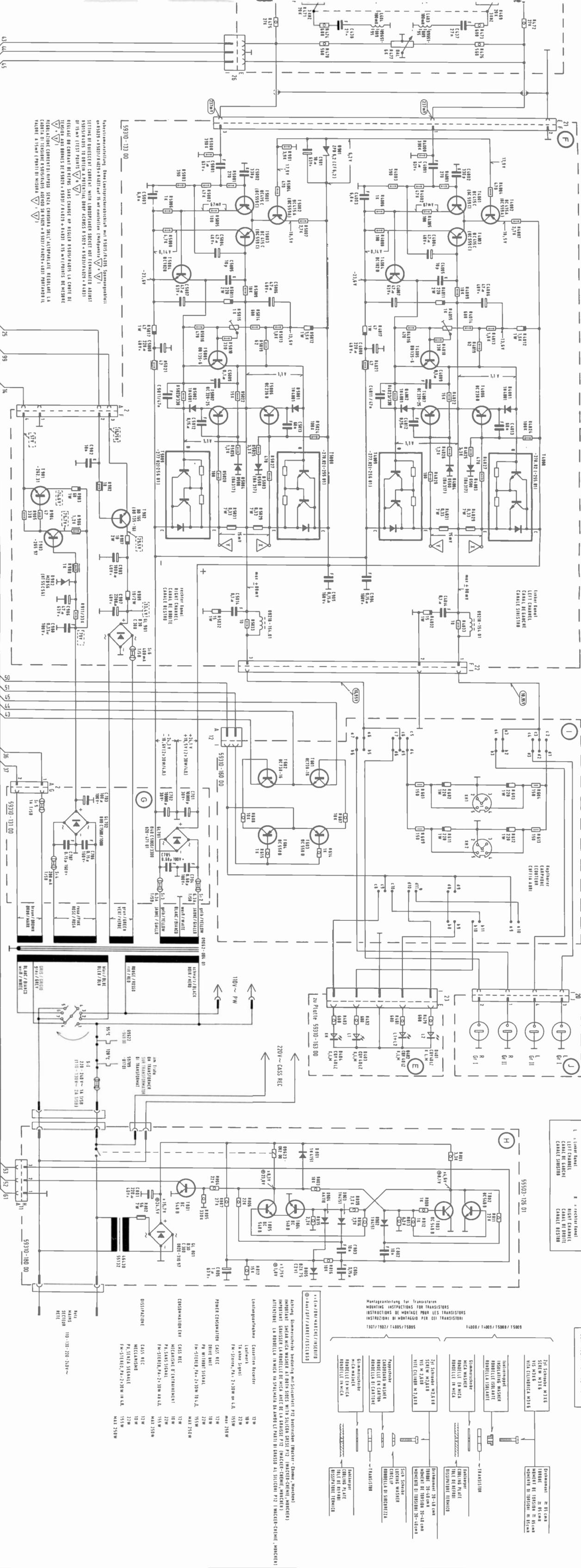
Stromversorgung und Netzschalter

Die Stromversorgung der Endstufen erfolgt mit zwei Spannungen unterschiedlicher Polarität gegen Masse. Damit entfallen die Auskoppelkaps. Voraussetzung ist allerdings eine sorgfältige Dimensionierung, damit über den Lautsprecher in Ruhezustand keine Ausgleichsströme fließen. Als Netzschalter dient ein Relais hoher Schaltleistung, das von einer eigensicheren, bistabilen Kippschaltung gesteuert wird. Bei Netzausfall und Wiederkehr der Spannung verbleibt die Schaltung im „Aus“-Zustand, um ein unkontrolliertes Einschalten des Gerätes zu verhindern.

Die Kippschaltung ist in jedem Zweig mit je zwei (redundanten) Transistoren bestückt. Die Betätigung der Schaltung erfolgt mit einer Tipptaste. Zum Schutz des Gerätes dienen Schmelzsicherungen und eine im Transformator befindliche Thermo-sicherung. Der Endstufenbaustein hat eine getrennte Thermo-sicherung, die den schon erwähnten Übertemperaturschutz gewährleistet.

Das Gerät erfüllt die bekannten Normen und Grenzwerte für Störstrahlung und die einschlägigen Sicherheitsbestimmungen.

(Dieser Beitrag erschien bereits in der „Funk-schau“ 1976/Heft 20.)



Consumption table:

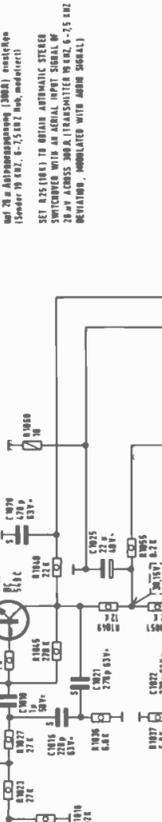
Category	Power (W)
Consumption (Cass. REC)	12W
Consumption (Tuner)	22W
Consumption (Speaker)	155W
Consumption (Microphone)	10W
Consumption (Cass. REC)	12W
Consumption (Tuner)	22W
Consumption (Speaker)	155W
Consumption (Microphone)	10W

Wichtige Hinweise:
 Achtung: Schließen Sie die Lautsprecher nicht an die Steckdosen an, wenn die Sicherung für die Lautsprecher nicht eingeschaltet ist.
 Attention: Ne raccordez pas les haut-parleurs aux prises de courant si le fusible pour les haut-parleurs n'est pas fermé.

Consumption table:
 Cass. REC: 12W
 Tuner: 22W
 Speaker: 155W
 Microphone: 10W

5001	5002	5003	5004	5005	5006	5007	5008	5009	5010
5011	5012	5013	5014	5015	5016	5017	5018	5019	5020
5021	5022	5023	5024	5025	5026	5027	5028	5029	5030
5031	5032	5033	5034	5035	5036	5037	5038	5039	5040
5041	5042	5043	5044	5045	5046	5047	5048	5049	5050
5051	5052	5053	5054	5055	5056	5057	5058	5059	5060
5061	5062	5063	5064	5065	5066	5067	5068	5069	5070
5071	5072	5073	5074	5075	5076	5077	5078	5079	5080
5081	5082	5083	5084	5085	5086	5087	5088	5089	5090
5091	5092	5093	5094	5095	5096	5097	5098	5099	5100

Antennebande Transmitter (Ant. 1000-1050 MHz)
Antenna band Transmitter (Ant. 1000-1050 MHz)
Bande de fréquences Transmetteur (Ant. 1000-1050 MHz)



Antennebande Receiver (Ant. 1000-1050 MHz)
Antenna band Receiver (Ant. 1000-1050 MHz)
Bande de fréquences Récepteur (Ant. 1000-1050 MHz)



Stromversorgung
Power supply
Alimentation



5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10



5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10



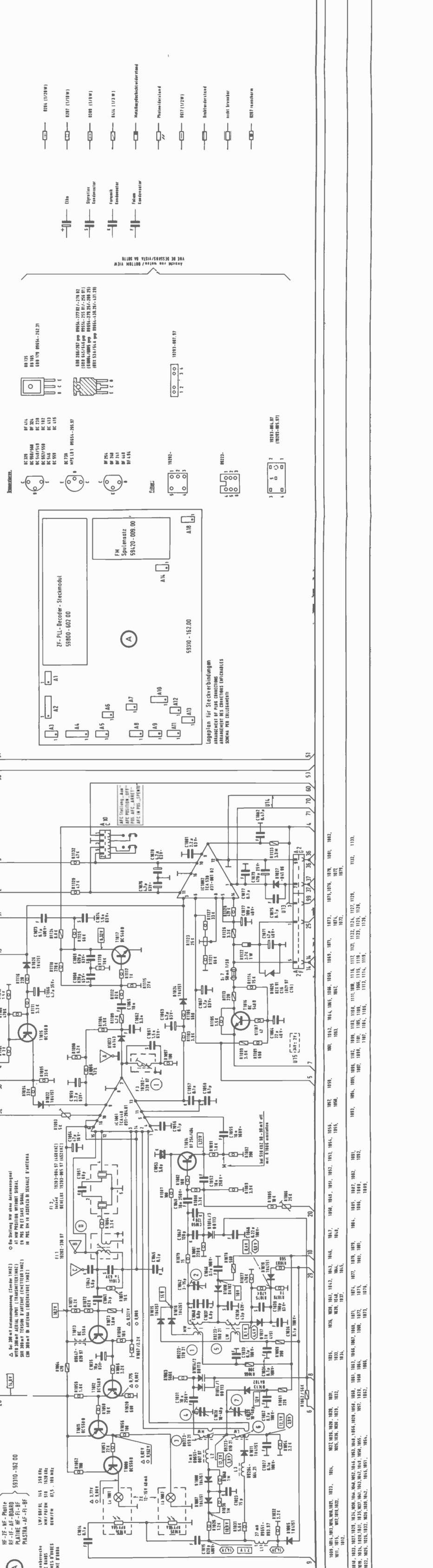
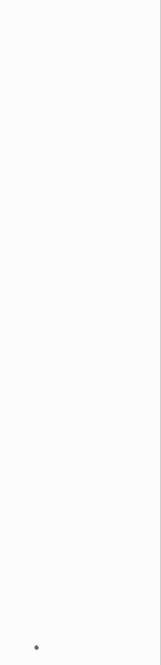
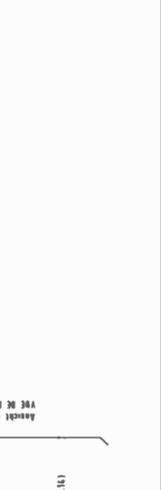
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10



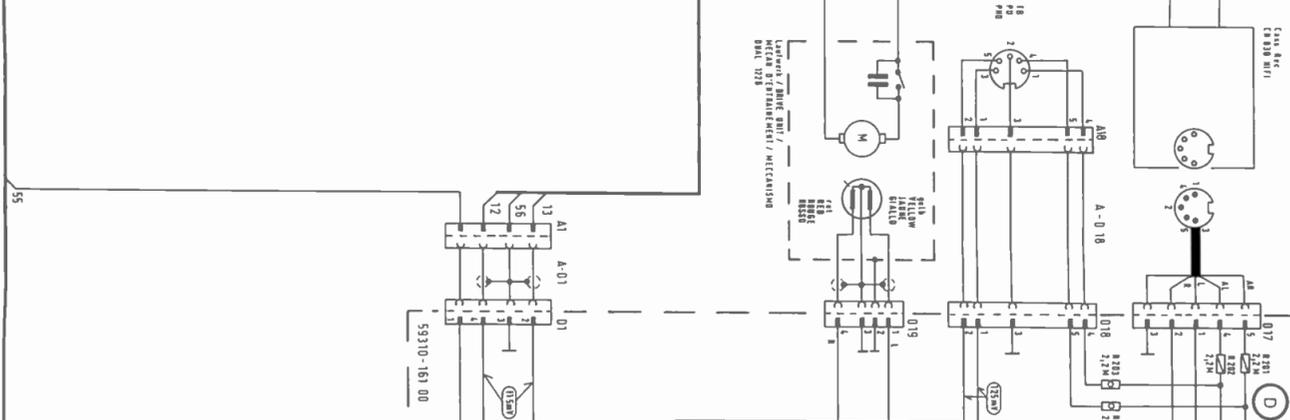
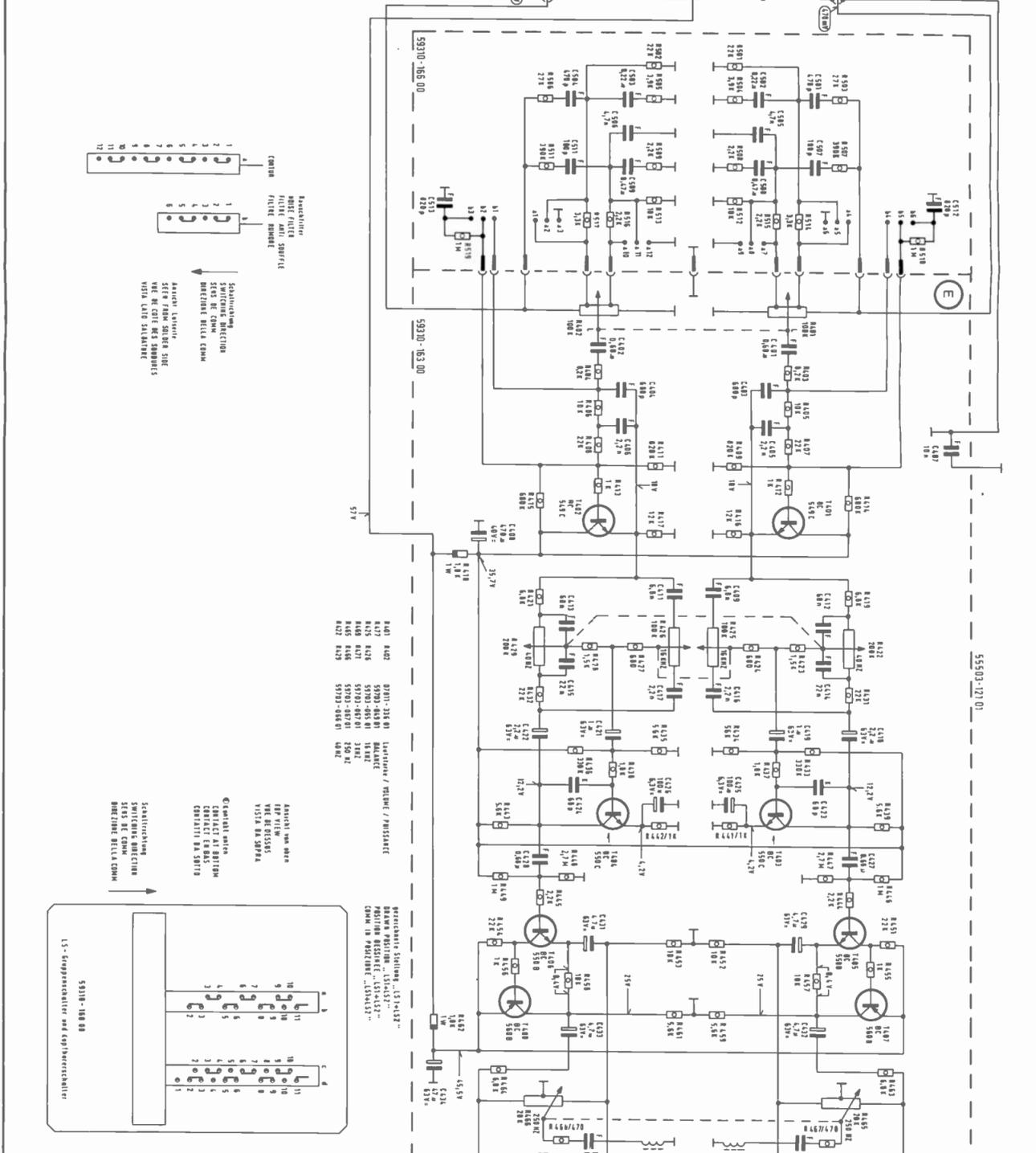
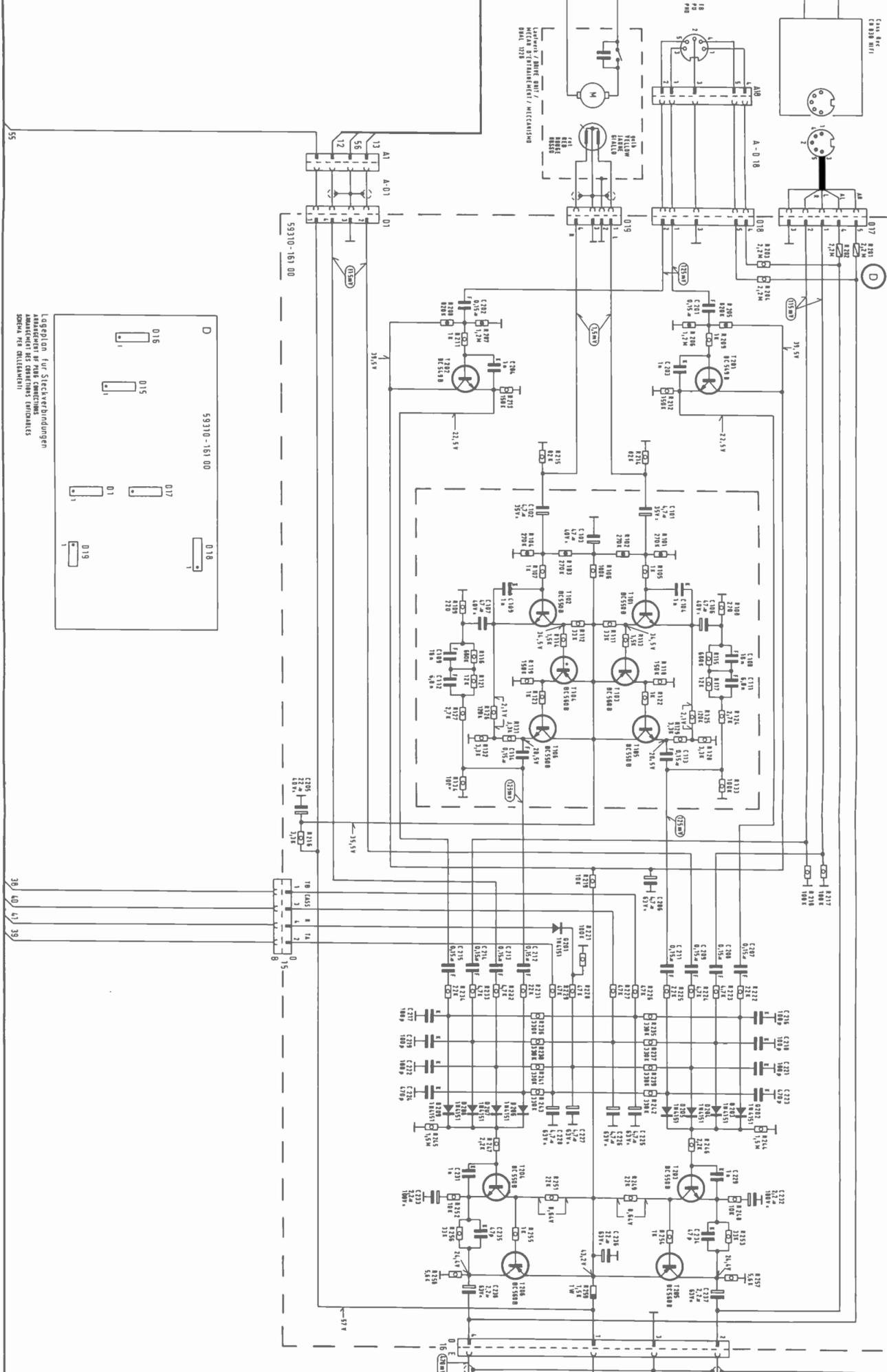
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10



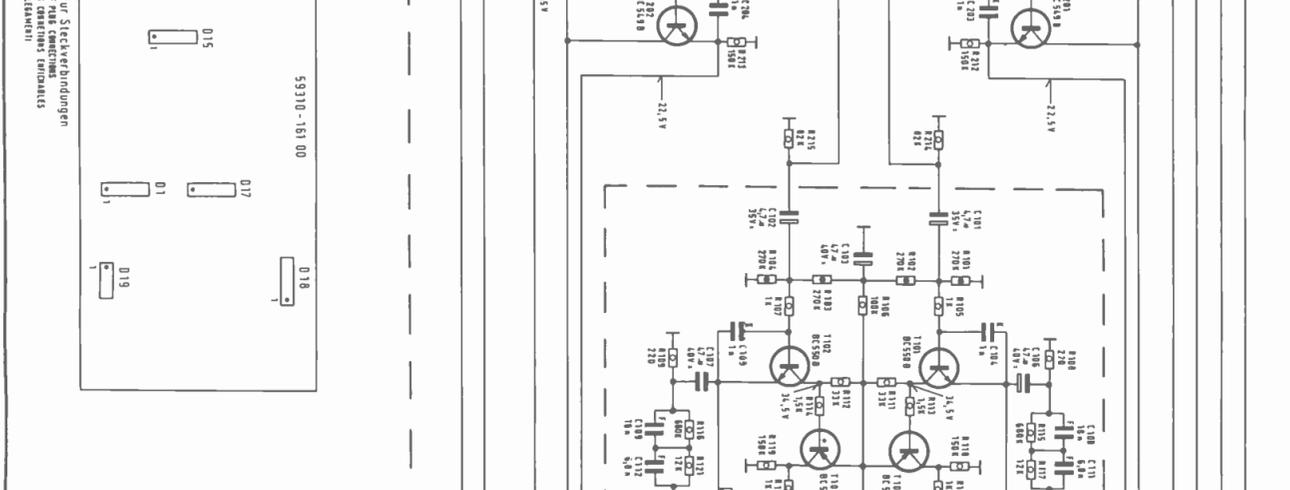
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10
5.1.2.3.4.5.6.7.8.9.10



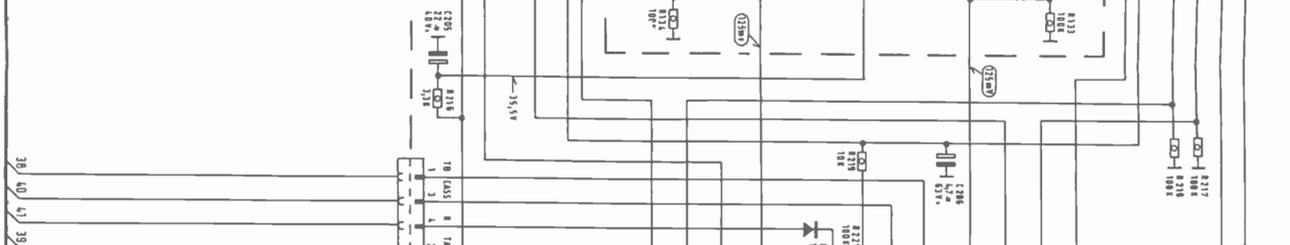
59310-162.00
ZF-PLL-Decoder (Block 59310-162.00)



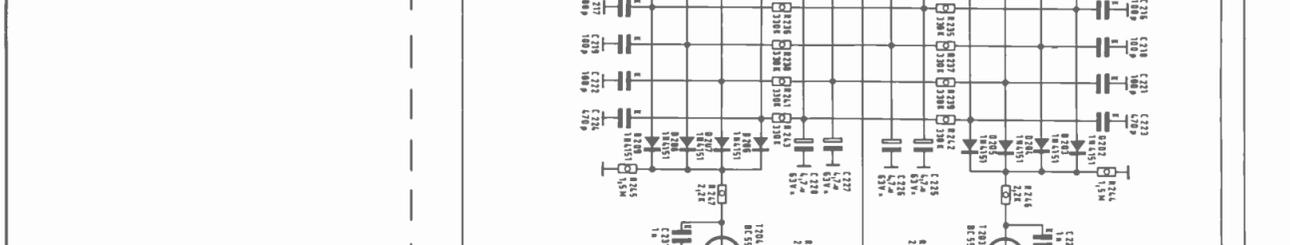
Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



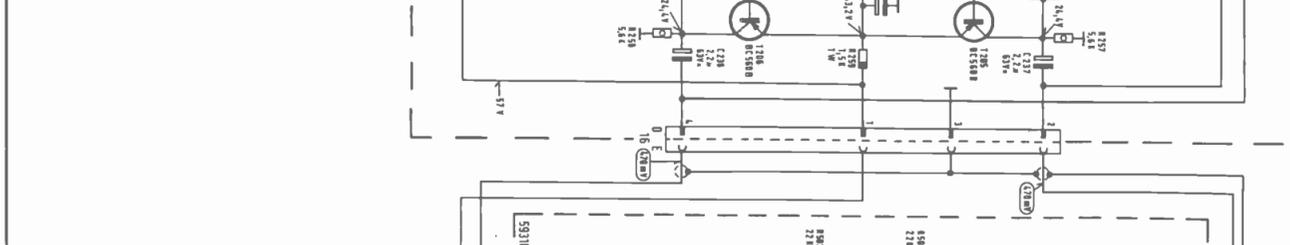
Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



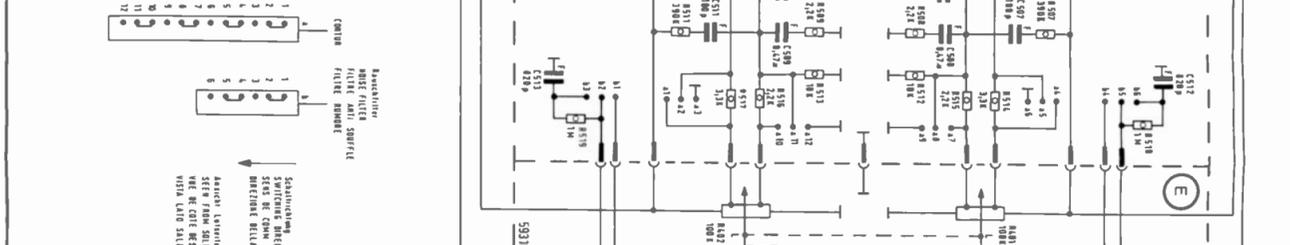
Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



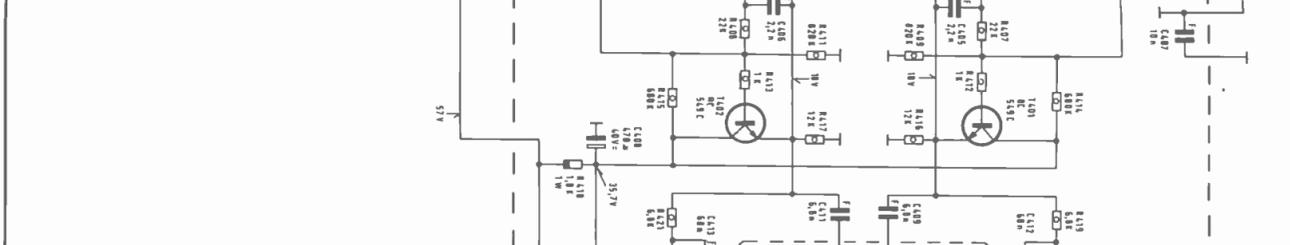
Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



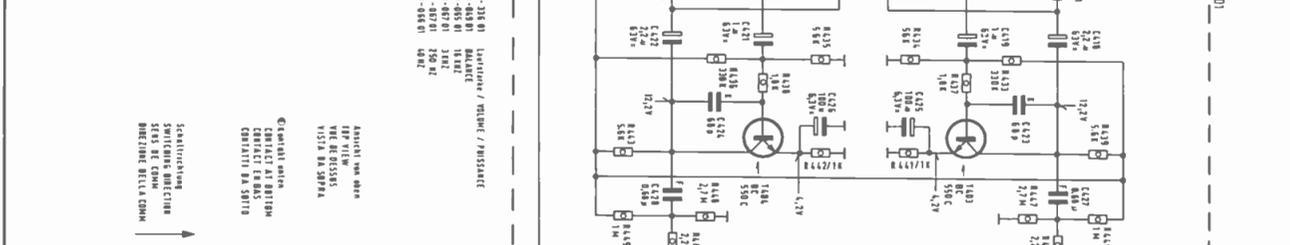
Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



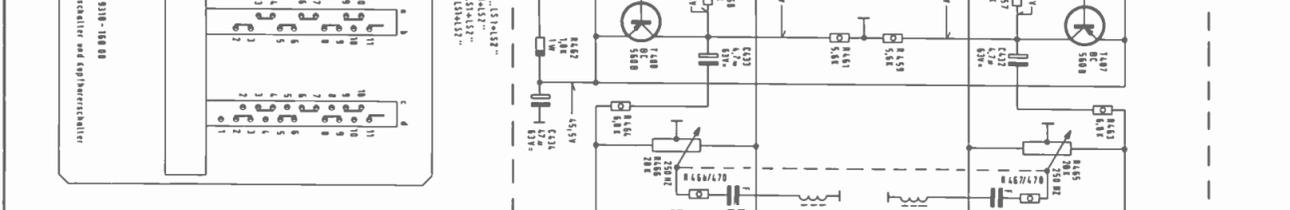
Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung



Legende für Steckverbindungen
 Anordnung der Pins
 Anschluss des externen Einbauelements
 siehe die Erläuterung

GRUNDIG Gleichstrom-Kleinstmotor

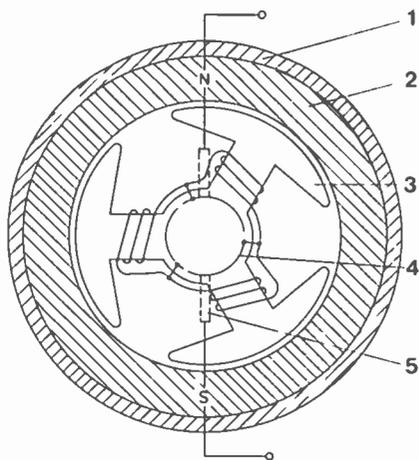


Bild 1 Kleinstmotor in natürlicher Größe

GRUNDIG Gleichstrom-Kleinstmotoren werden in großer Anzahl in Cassette- und Diktiergeräten eingebaut. Sie bestehen nach technologischen Gesichtspunkten aus einem Grundtyp, der lediglich durch unterschiedliche Windungszahlen auf die verschiedenen Betriebsspannungen wie 6 V, 9 V, 12 V usw. der Geräte angepaßt wird. Bild 1 zeigt den Motor in natürlicher Größe. Die Konstruktion ist großseriengerecht und ermöglicht für die wesentlichen Arbeitsgänge eine Automatenfertigung.

1. Aufbau und Wirkungsweise des GRUNDIG Gleichstrom-Kleinstmotors

Bild 2 zeigt den schematischen Aufbau eines Gleichstrommotors. Der Stator des Motors besteht aus einem Ringmagneten 2 und einem Weicheisenring 1 von solcher Wandstärke, daß keine magnetische Sättigung auftreten kann. Der Rotor 3 ist als Dreifach-T-Anker ausgeführt; eine



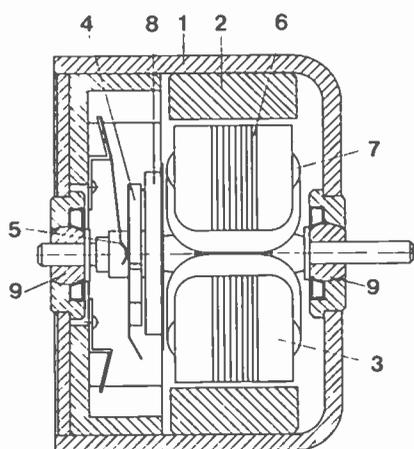
- 1 = Weicheisenring (Gehäuse)
- 2 = Ringmagnet
- 3 = Rotor
- 4 = Kollektor
- 5 = Bürstenfedern

Bild 2 schematischer Aufbau

Bauform, die in dieser Leistungsklasse fast ausschließlich angewendet wird. Die Stromzufuhr erfolgt

über Bürstenfedern 5, die an zwei um 180 Grad versetzte Punkte den Kollektor 4 berühren. Beim Stromdurchgang bildet sich an einem der drei Ankerschenkel ein Nordpol aus, während die beiden anderen Südpole darstellen. Die Wicklungen auf den Ankerschenkeln mit den beiden gleichnamigen Polen sind hintereinander geschaltet und liegen parallel zur Wicklung auf dem dritten Ankerschenkel. Bei gleicher Windungszahl folgt, daß die Wicklungen auf den Ankerschenkeln mit den beiden gleichnamigen Polen stets den halben Strom führen, wie die dritte Wicklung. Bei einem Gesamtstrom I beträgt der Strom durch die beiden hintereinander geschalteten Wicklungen $I/3$ und die dritte parallel liegende Wicklung $2 I/3$.

Bei der Drehung des Rotors 3 werden die einzelnen Wicklungen so geschaltet, daß stets derjenige Schenkel, der an einer Polmitte des Feldmagneten vorbeiläuft 2, umgepolt wird. Bei einem Umlauf des Rotors 3 ergeben sich jeweils sechs Umschaltungen. Die an jedem einzelnen Schenkel bei jeder Stellung wirksame Kraft hat stets dieselbe Richtung und trägt zum gesamten Moment bei.



- 1 = Weicheisenring
- 2 = Ringmagnet
- 3 = Rotor
- 4 = Kollektor
- 5 = Bürstenfeder
- 6 = Lamelliertes Dynamoblech
- 7 = Spulen
- 8 = 3-fach VDR-Widerstand
- 9 = Sinterbronzelager

Bild 3 konstruktiver Aufbau

Bild 3 zeigt den konstruktiven Aufbau des GRUNDIG Kleinstmotors. (Die Positionsnummern sind identisch mit den Nummern in Bild 2.) Der Stator besteht aus einem Ringmagneten 2 aus Bariumferrit, der in einem weichmagnetischen Gehäuse 1 befestigt ist. Der Magnet ist zweipolig diametral magnetisiert. Der Dreifach-T-Anker (Rotor 3) ist aus lamelliertem Dynamoblech 6 aufgebaut und mit drei Spulen 7 bewickelt.

Der dreiteilige Kommutator 4 besteht aus flachen Lamellen, die mit einer speziellen Goldlegierung beschichtet sind. Diese bewirkt eine Verringerung des mechanischen Verschleißes und verhindert die Korrosion an der Kontaktzone.

Die Bürstenkonstruktion besteht aus einem Kunststoffträger, auf dem zwei metallene Bürstenfedern 5 aufgeschweißt sind. Die Bürsten 5 bestehen aus einer Silberlegierung, die in Verbindung mit dem vergoldeten Kollektor eine hohe Standzeit und einen geringen Übergangswiderstand aufweisen. Zur Verringerung der Bürstenschwingungen werden die Kontaktfedern an der Rückseite mit einem dämpfenden Material beschichtet.

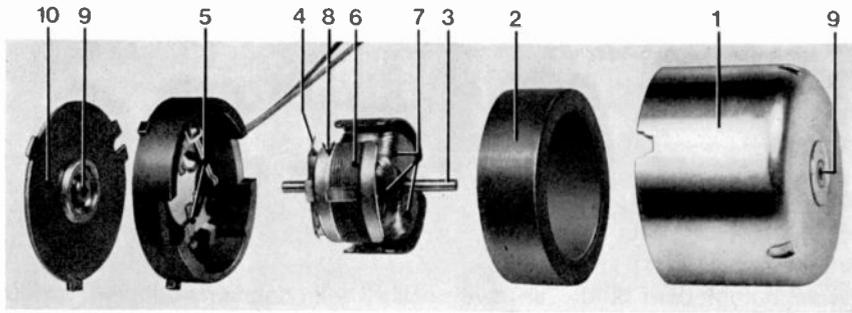
Unmittelbar hinter dem Flachkollektor ist ein scheibenförmiger Dreifach-VDR-Widerstand 8 eingebaut. Er dient zur Funkenlöschung und zur inneren Motorentstörung und bewirkt eine Erhöhung der Lebensdauer des Kollektors 4 und der Schleifbürsten 5.

Der Rotor 3 ist in zwei ölgetränkten selbstschmierenden Sinterbronzelagern 9 gelagert, die in Verbindung mit der gehärteten und polierten Welle einen geräuscharmen und wartungsfreien Lauf über die gesamte Lebensdauer gewährleisten.

Bild 4 zeigt den Motor in Einzelteilen.

2. Betriebskennlinie und technische Daten des GRUNDIG Motors

Das stationäre Betriebsverhalten des Motors wird durch Kennlinien wiedergegeben. Der charakteristische Verlauf dieser Kurven läßt sich aus den Grundgleichungen ermitteln. Die Motordrehzahl n ist dem Fluß- Φ



- 1 = Weicheisen-Gehäuse
- 2 = Ringmagnet
- 3 = Rotor komplett
- 4 = Kollektor
- 5 = Bürstenfedern
- 6 = Lamelliertes Dynamoblech
- 7 = Spulen
- 8 = 3-fach VDR-Widerstand (verdeckt)
- 9 = Sinterbronzelager
- 10 = Weicheisen-Abschlußplatte

Bild 4 Kleinstmotor zerlegt

umgekehrt proportional. Sie läßt sich mit der Gleichung

$$n = \frac{U_K - U_V}{\Phi} \cdot \frac{a}{pz}$$

darstellen.

Es bedeuten:

- n Drehzahl
- U_K angelegte Spannung
- U_V Wirkspannungsabfall am Anker und an den Bürsten
- Φ magnetischer Fluß
- 2 a Anzahl der Ankerstromzweige
- z Anzahl der Ankerdrähte
- p Polpaarzahl

Für das Drehmoment gilt:

$$M_n = I \Phi \frac{pz}{a} \eta_m$$

- mit M_n Drehmoment
- I Ankerstrom
- η_m mechanischer Wirkungsgrad

Bild 5 zeigt für eine gegebene Spannung den Verlauf von Drehzahl n, Strom I, Leistung P und Wirkungsgrad η in Abhängigkeit vom Drehmoment für den GRUNDIG Motor, Typ 39 720-108. Die Leerlaufdrehzahl ist Funktion der Betriebsspannung n, das Drehmoment Funktion des Stromes I und der Motorkonstanten. Der Motor entwickelt sein maximales Drehmoment beim Anlauf ($n = 0$), da der aufgenommene Strom hier am größten ist und nur von der Betriebsspannung und dem Rotorwiderstand abhängt. Mit zunehmender Drehzahl wird eine immer größere Gegenspannung in der Wicklung induziert, wodurch der Strom abnimmt ($I = (U-E)/R$). Der Betrag von E ist das Produkt aus Winkelgeschwindigkeit und den Motorkonstanten. Die Leerlaufdrehzahl ist erreicht, wenn die induzierte Gegen-EMK nahezu gleich der Betriebsspannung wird. ($U = E + RI$, der Leerlaufstrom hängt von den Reibungsverlusten ab.)

Eine wichtige Abhängigkeit ist der Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und Leerlaufdrehzahl. Im Leerlauf besteht eine weitgehende Proportionalität der beiden Größen. Im übrigen ergibt sich bei Änderung

der Spannung eine nahezu parallel verlaufende Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie. Der Nennpunkt beim Dauerbetrieb des Motors liegt im allgemeinen bei etwa 70 % der Leerlaufdrehzahl.

Technische Daten GRUNDIG Motor Typ 39720-108

Nennspannung	$U_N = 6 \text{ V}$
Nennstrom	$I_n \leq 75 \text{ mA}$
Leerlaufstrom	$I_o \leq 25 \text{ mA}$
Leistungsaufnahme	$P_I \leq 0,5 \text{ W}$
Rotor-Widerstand	$R_i = 22 \Omega$
Nenn Drehmoment	$M_n \geq 0,1 \text{ Ncm}$
Anlaufdrehmoment	$M_A \geq 0,5 \text{ Ncm}$
Nenn Drehzahl	$n_N = 2000 \text{ Upm}$
Leerlaufdrehzahl	$n_o = 2600 \text{ Upm}$
max. Wirkungsgrad	$\eta = 52 \%$
Umgebungs- temperatur	$\vartheta_K = -15 + 55^\circ \text{ C}$
max. zul. Lager- belastung (radial)	1,9 N
max. Axialspiel	0,4 mm
Mindestlebensdauer	2000 h
Abmessungen	(Bild 6)

3. Betriebsverhalten

Beim Einsatz dieses Motors in Cassettengeräten werden besonders hohe Anforderungen hinsichtlich der Drehzahlkonstanz und des Gleichlaufs gestellt. Die Drehzahlstellung erfolgt durch Änderung der angelegten Klemmenspannung über die Drehzahlspannungsabhängigkeit. Im Falle des Tonbandantriebs wird eine konstante Drehzahl auch bei Änderung

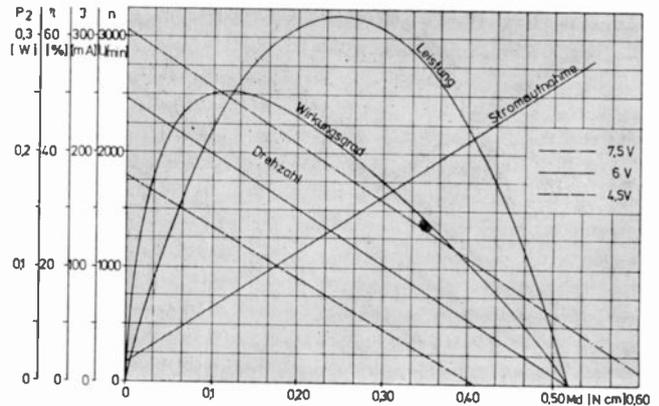


Bild 5 Betriebskennlinien Gleichstrom-Kleinstmotor Typ 39720-10800

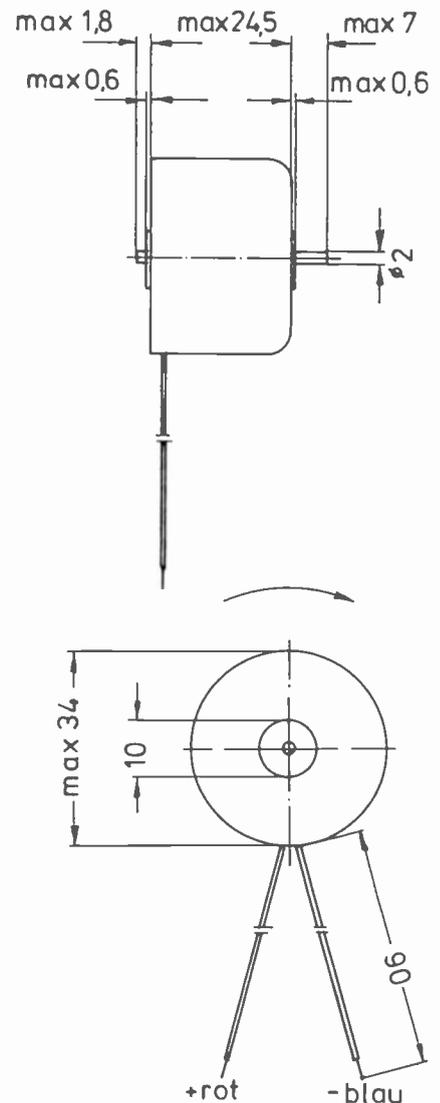


Bild 6 Abmessungen des Motors

rung der Batteriespannung und der Belastung gefordert. Die Drehzahl muß daher selbsttätig geregelt werden. Dies geschieht durch eine Kompensationsschaltung, die über einen Transistorverstärker die Nachführung der Motor-Klemmenspannung bei Stromänderung infolge Lastschwankungen bewirkt.

Der Gleichlauf des Gerätes wird durch die bei Dreifach-T-Ankern immer auftretende Polfühlbarkeit mehr oder weniger stark beeinflusst. Unter Polfühlbarkeit versteht man die relative Schwankung des gesamten am Anker wirksamen Momentes in Abhängigkeit von seiner Stellung. Sie ist eine Funktion der Magnetisierungsform des Ringmagneten. Durch Abwandlung der Magnetisierung ist eine Optimierung des Motorverhaltens erreichbar. Die radiale Magnetisierung ergibt den maximalen Gesamtfluß und damit das höchste Drehmoment. Durch die in der Rechteckverteilung der magnetischen Induktion vorhandenen Oberwellen wird auf den Anker ein Haftmoment ausgeübt. Es ergeben sich Anlaufschwierigkeiten und Laufunruhen. Wenn ein leichter Anlauf und ein kleiner Anlaufstrom gefordert werden, wird im allgemeinen die diametrale Magnetisierung angewendet. Durch Hinzunahme der dritten Oberwelle zur Sinusform der reinen diametralen Magnetisierung kann ein guter Kompromiß zwischen Moment- und Anlaufverhalten erreicht werden.

4. Betriebseinflüsse

4.1 Lebensdauer

Ein wichtiger Gesichtspunkt beim Einsatz von Gleichstrom-Kleinstmotoren ist die zu erwartende Lebensdauer, die im wesentlichen durch die Standzeit der Bürsten und dem Verschleiß am Kollektor bestimmt wird. Die Änderung der Drehzahl darf im praktischen Betrieb $\pm 2\%$ nicht übersteigen. Der Bürsten- und Kollektorverschleiß hängt von verschiedenen elektromagnetischen und mechanischen Parametern ab. Eine schlechte Kommutierung als Folge hoher Belastung und damit größerem Strom läßt vermehrte Funkenbildung entstehen. Die Rundlaufgenauigkeit, Oberflächengüte und Lamellenisolation des Kollektors haben Einfluß auf die Standzeit der Bürsten. Die Materialpaarung von Bürste und Kollektor, der Bürstenandruck sowie die Umfangsgeschwindigkeit des Kollektors spielen für die Lebensdauer des Motors eine entscheidende Rolle.

4.2 Geräuschentwicklung

Ein wichtiges Problem beim Antrieb von Cassettengeräten, insbesondere solcher mit eingebautem Mikrofon, stellt die Geräuschentwicklung dar. Die im Motor erzeugten Schwingungen werden teils als Luftschall abge-

strahlt, teils im Gerät als Körperschall weitergeleitet. Wegen der kleinen Oberfläche des Motors wirkt sich im eingebauten Zustand nur der Körperschall störend aus. Als Ursache für den Körperschall treten in erster Linie Bürstengeräusche auf, d. h. Schwingungen der Bürstefeder, die als Folge eines unrunder oder stufigen Kollektors entstehen. Andere Geräuschquellen können die Lager sein. Durch Verwendung von eng tolerierten Sinterlagern werden derartige Geräusche weitgehend vermieden. Schließlich treten beim Durchgang der Ankerschenkel unter den Polen periodische magnetische Rastmomente auf, die ebenfalls zu Schwingungen und damit zur Geräuschbildung beitragen können.

Obwohl die Abmessungen des Rotors relativ klein sind, werden bei den gestellten Anforderungen an die Schwingungsarmut die Rotoren ausgewuchtet. Die Richtwerte für die Auswuchtgüte sind in den VDI-Richtlinien 2060 festgelegt. Für den GRUNDIG Motor ergibt sich daraus bei einer Nennzahl von 2000 Upm und einer Auswuchtgüte von $Q = 1$ eine zulässige Restunwucht des Rotors von max. $5 \mu\text{m}$.

4.3 Störspannungen

Bei jeder Kommutierung treten an den Bürsten nicht zu vermeidende Funkenbildungen auf. Die dabei entstehenden hochfrequenten Störungen werden über angeschlossene Leitungen übertragen und in den umgebenden Raum direkt abgestrahlt. Als Gegenmaßnahme können angepaßte RC-Glieder und Drosseln vorgeschaltet oder direkt in den Motor eingebaut werden. Grundsätzlich gilt die Regel, die Störungen möglichst am Ort ihres Entstehens zu bekämpfen, was beim GRUNDIG Kleinstmotor konsequent durchgeführt wird. Als sehr günstig für die innere Motorentstörung haben sich Varistoren, d. h. spannungsabhängige Widerstände, erwiesen. Sie werden parallel zu den Ankerwicklungen geschaltet und sind direkt am Kollektor befestigt. Dadurch werden die Kommutierungsimpulse verringert und somit die Lebensdauer des Motors wesentlich erhöht.

Zusätzlich werden hochfrequente Störfelder durch Abschirmbecher mit magnetischer oder elektrischer Wirkung an der Ausbreitung gehindert. Durch eine definiert vorgeschriebene Einbaulage im Gerät wird die Ausbreitungsebene des Ankerquerfeldes so gelegt, daß Einstreuungen in empfindliche Schaltungselemente verhindert werden.

4.4 Erwärmung

Die Verlustleistung des Motors wird in Wärmeenergie umgesetzt. Von den verschiedenen Anteilen liefern die Kupfer- und Eisenverluste den wesentlichen Beitrag. Im stationären Betrieb stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen der den Motor aufheizenden Verlustenergie und der vom Motorkörper an die Umgebung abgeführten Wärmeenergie ein. Die dabei auftretende Endüberetemperatur des Motors hängt entscheidend von den Einbauverhältnissen im Gerät ab.

Die in den technischen Daten des Motors angegebenen Werte für die Umgebungstemperatur (Funktions-temperatur) beziehen sich auf Dauerbetrieb mit Nennwerten in ruhender Luft. Im Kurzzeitbetrieb kann der Motor auch für einige Zeit mit Überlast betrieben werden, ohne daß thermische Schäden auftreten.

Die kritischen Punkte bei Überlastung sind in erster Linie die Bürstenfedern, die thermoplastischen Kunststoffteile sowie die Wicklungs-isolation. Übergeordnet gelten für die zulässige Erwärmung die „Bestimmungen für elektrische Maschinen“ VDE 0730.

5. Einsatz des Motors

Der GRUNDIG Kleinstmotor kommt zur Zeit bei den Einheitslaufwerken der Radio-Recorder C 4100, C 4500, C 4800, C 6000 und C 6200 zum Einsatz. Zusammen mit der Motorreglungsschaltung und entsprechendem Dämpfungsmaterial wird er in einer Mu-Metallabschirmung fest eingesetzt und bildet so eine kompakte, leicht auswechselbare Baueinheit.

Bild 7 zeigt diesen Baustein.

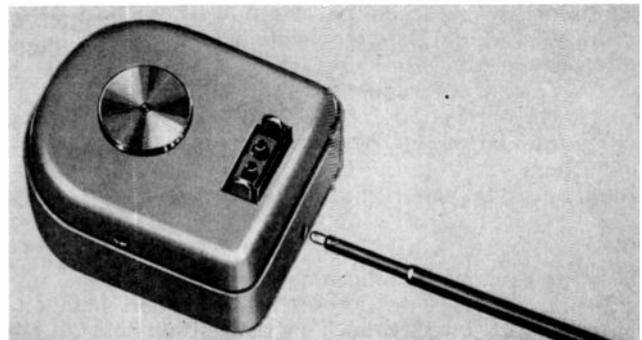


Bild 7
Motorbaustein kpl.

Offener GRUNDIG-Stereo-Kopfhörer GDHS 216



Bild 1

Mit dem offenen HiFi-Stereo-Kopfhörer GDHS 216 wird eine Lücke im Programmangebot an GRUNDIG Kopfhörern geschlossen, so daß allen Kunden der für seinen Verwendungszweck richtige Typ empfohlen werden kann.

Offene Kopfhörer lassen auch während des Hörens Unterhaltungen mit normaler Lautstärke zu und sind besonders geeignet zum Abhören von Kunstkopf-Stereofoniesendungen.

Diesen Kopfhörer zeichnen seine überraschend guten Klangeigenschaften trotz seines geringen Gewichts von nur ca. 250 Gramm sowie der niedrige Verkaufspreis aus.

Funktionsprinzip

Bei dem klassischen geschlossenen Kopfhörer ist zwischen der Kopfhörermembran und dem Trommelfell ein Hohlraum, der zur guten Übertragung der tiefen Frequenzen möglichst dicht nach außen abgeschlossen sein soll. Bei evtl. bestehenden Undichtigkeiten treten in dem Hohlraum bei den tiefen Frequenzen Druckverluste auf.

Diese notwendige Abdichtung erreicht man konstruktiv am leichtesten und für den Gebrauch in der

Praxis am zuverlässigsten, wenn die Ohren von den Kopfhörermuscheln völlig umschlossen werden. Die Polster der Kopfhörermuscheln liegen am Kopf auf und bewirken die gute Abdichtung bis hinunter zu sehr tiefen Frequenzen.

Akustisch sind solche Konstruktionen mit einigen Problemen behaftet. So stellt für tiefe Frequenzen der abgedichtete Hohlraum zwischen Membran und Trommelfell eine Druckkammer dar. Dies gilt bis zu Frequenzen, deren Wellenlänge in die Größenordnung der Hohlraumabmessungen gelangen. Oberhalb einer Übergangsphase arbeitet die Membran dann mehr wie im freien Schallfeld.

Durch dieses Verhalten können dann in dem Hohlraum zusätzlich Resonanzen oder auch Reflexionen auftreten, die den Frequenzgang ungünstig beeinflussen. Durch die geeignete Auskleidung des Innenraumes mit Dämpfungsmaterialien lassen sich entstehende Spitzen und Einbrüche im Frequenzgang reduzieren, so daß sich ein ausgeglichenes Klangbild ergibt.

Das oben Gesagte gilt auch für den Raum hinter der Membran, wo ja ebenfalls ein abgeschlossenes Volumen vorhanden ist.

Der offene Kopfhörer ist nun nicht einfach nur ein undicht gemachter geschlossener Hörer, sondern unterscheidet sich in einigen wesentlichen Punkten von diesem.

Die untere Grenzfrequenz des auf eine Schallwand gesetzten Schallgebers ist in erster Linie von den Abmessungen der Schallwand abhängig und sollte vom schwingenden Teil bis zum Rand der Schallwand $\lambda/4$ betragen, wobei λ die Wellenlänge der untersten zu übertragenden Frequenz bedeutet. Unterhalb der unteren Grenzfrequenz tritt dann ein akustischer Kurzschluß auf, d. h. der vor und hinter der Membran auftretende stets gegenphasige Druck gleicht sich aus. In einiger Entfernung ist kein Schall zu hören, obwohl sich die Membran bewegt.

Nähert man sich jedoch der Membran bis auf wenige Zentimeter,

dann ist der Schall trotzdem zu hören. Dieser Effekt wird beim offenen Kopfhörer ausgenutzt.

Zwischen Ohr und Membran darf sich also nur ein möglichst kleiner Abstand befinden. Dies wird durch schalldurchlässiges Schaumstoffmaterial erreicht.

Der Raum hinter der Membran ist mit der Außenluft verbunden. Nur die Hohlräume im Nahbereich hinter der Membran sind akustisch wirksam und werden zur Frequenzgangkorrektur für höhere Frequenzen ausgenutzt.

Aufbau

Der offene GRUNDIG Stereo-Kopfhörer GDHS 216 (Bild 1) arbeitet nach dem dynamischen Prinzip. Wie bei dynamischen Systemen üblich, bildet die Membran mit der Schwingspule das schwingfähige System. Die Schwingspule taucht zu ihrem größten Teil in den ringförmigen Luftspalt des Magnetsystems, bestehend aus Magnet, Magnettopf und Polplatte. Das schwingende System wird mittels einer Vliesscheibe bedämpft, um die Amplitude bei Eigenresonanz des schwingenden Systems zu reduzieren. Dadurch wird der Übertragungsbereich des Systems grundsätzlich verbreitert.

Durch die offene Bauweise bedingt, muß die Eigenresonanz des schwingenden Systems weiter zu tieferen Frequenzen hin verschoben werden als es bei geschlossenen Systemen erforderlich ist.

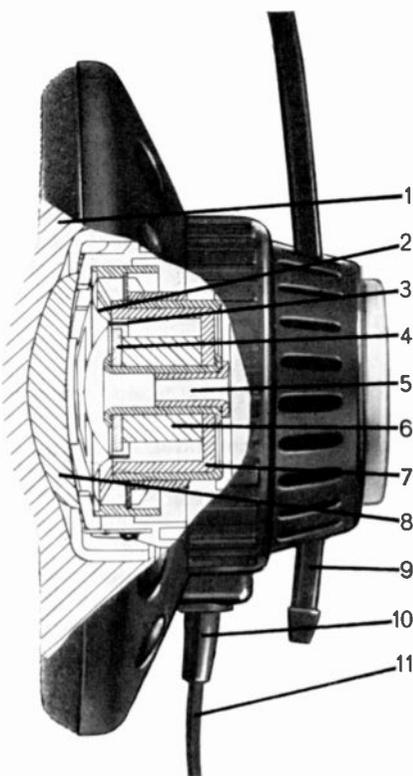
Die Eigenresonanz ergibt sich aus der schwingenden Masse, also Membran mit Schwingspule plus mit-schwingender Luft und den Federeigenschaften der Membran. Da sich die Masse nicht beliebig variieren läßt, ist eine besonders weiche Membran erforderlich.

Für den praktischen Einsatz ergeben sich Schwierigkeiten durch die weiche Aufhängung, weil die Führung der Schwingspule in dem sehr engen Luftspalt problematisch wird.

Durch zwei Maßnahmen läßt sich trotzdem die gute Tiefenwiedergabe bei einem nicht extrem tief abge-

stimmten System verwirklichen: Die Membranmasse wird durch die zusätzlich mitschwingende Luftsäule vergrößert, die sich im hinteren Teil des Magnetsystems befindet. Zweitens wird der beim Tragen des Kopfhörers entstehende Andruck dazu benutzt, um den Bereich um den Ohringang herum partiell abzudichten. Zu diesem Zweck befindet sich direkt unter dem großen Schaumpolster ein akustisch dichteres Schaummaterial, das durch den Andruck verdichtet wird, so seinen Strömungswiderstand erhöht und die partielle Abdichtung bewirkt. Das große Schaumpolster ist akustisch nahezu unwirksam und dient zum angenehmeren Tragen.

Bild 2 zeigt den Schnitt durch eine Kopfhörermuschel.



- 1 Polster aus akustisch unwirksamem Schaum
- 2 Membran
- 3 Schwingspule
- 4 Polplatte
- 5 Baßrohr
- 6 Magnet
- 7 Magnettopf
- 8 Polster aus akustisch wirksamem Schaum
- 9 Kopfhörerbügel
- 10 Kabeltülle
- 11 Kabel

Bild 2 Schnitt durch die Kopfhörermuschel

Der GDHS 216 ist besonders leicht und komfortabel ausgelegt und ist damit ein echter Langzeit-Kopfhörer.

Die Ohrpolster sind aus speziellem akustischem Schaumstoff. Sie können zum Reinigen abgenommen werden. Die Reinigung erfolgt am besten in handwarmer Feinwaschmittellauge.

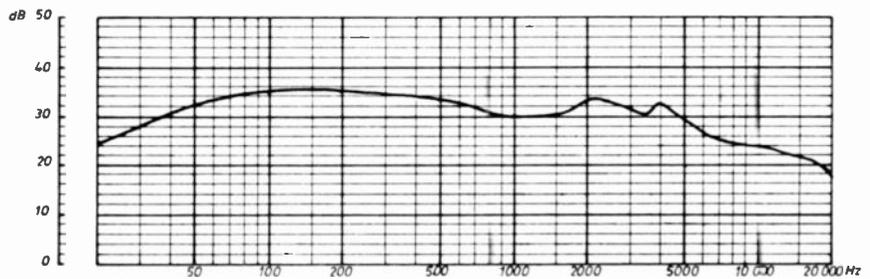


Bild 3 Frequenzgang

Das Polster auf dem Kopfhörerbügel aus Kunstleder hat einen angeschweißten Reißverschluß aus Plastikprofil, so daß es ohne Werkzeug zur Reinigung abgenommen werden kann.

Die Führung der Kopfhörerbügel erfolgt in geschlitzten Kugeln, wodurch der Druck immer auf die Achse der Kopfhörermuscheln erfolgt. So ist ein Verkanten der Kopfhörermuscheln bei verschiedenen Kopfformen ausgeschlossen.

Durch die geeignete Materialpaarung lassen sich die Kopfhörermuscheln zügig und ruckfrei verschieben.

Technische Daten

Der **Frequenzgang** wurde so ausgelegt, daß sich ein ausgewogenes Klangbild ergibt. Der Kurvenverlauf ist im wesentlichen frei von Resonanzspitzen. Die leichte Höhenabsenkung oberhalb von 12 kHz ist erwünscht, um störendes Rauschen zu unterdrücken.

Die in **Bild 3** dargestellte Kurve wurde mit dem Künstlichen Ohr Typ 4153 der Firma Bruel und Kjaer gemessen.

Individuell können sich leicht abweichende Klangeindrücke ergeben, da einmal die Meßtechnik noch Probleme hat und andererseits bei verschiedenen Kopfformen (breit oder schmal) verschiedene Andrucke entstehen, die sich auf die Tiefenwiedergabe auswirken können.

Die **Kopfhörerempfindlichkeit**, d. h. der am Künstlichen Ohr bei 1 V und 1 kHz erzeugte Schalldruck beträgt mind. 100 dB bezogen auf 20 μ Pa¹⁾. Die Empfindlichkeitsabweichung zwischen den beiden Kanälen darf max. 2 dB betragen.

Die **Impedanz** beträgt 400 Ω und ist damit für den Kopfhörerausgang der Verstärker angepaßt. Daher wird der GDHS 216 auch mit dem 5 poligen Normstecker nach DIN 45 327 ausgerüstet. Das Schaltbild ist in **Bild 4** dargestellt.

Bei einigen Geräten kann es durch die fehlende Anschlußbuchse notwendig sein, den Kopfhörer an die Lautsprecheranschlüsse des Verstärkers anzuschließen. Hierfür gibt es das GRUNDIG Adapterkabel 279. Es ist jedoch darauf zu achten, daß der Kopfhörer durch zu hohe Lautstärke nicht überlastet wird.

Die **maximale Belastbarkeit** beträgt 100 mW. Strenge Test's von über 300 h Dauer gewährleisteten diesen Qualitätsstand.

Der **Klirrfaktor** wird auf 333 Hz als Grundfrequenz bezogen und bei einem Schalldruck von 120 dB gemessen. Er liegt unter 1 %. Die Messung erfolgt ebenfalls am Künstlichen Ohr.

Datenübersicht

Übertragungsbereich:	20...20.000 Hz
Impedanz / Kanal:	400 Ω
Empfindlichkeit bei eingespeister Spannung:	> 100 Phon 1 V
Klirrfaktor k_{101} bei 333 Hz u. 120 Phon:	max. 1 %
max. Dauerlast:	100 mW
Gewicht incl. Stecker:	ca. 250 g

¹⁾ Pa = Pascal = Einheit des Druckes $\hat{=} N/m^2$, benannt nach dem französischen Mathematiker Pascal; siehe DIN 1301.

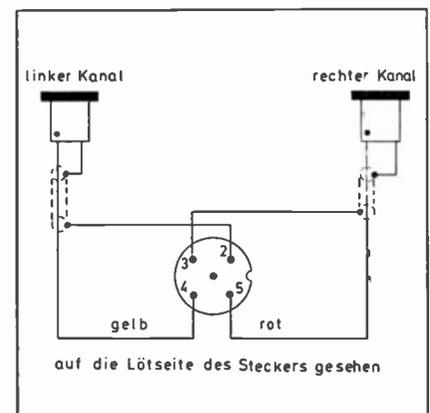


Bild 4 Schaltbild GDHS 216

Untersuchungen über den Tonband- und Tonkopfverschleiß

Der Komplex Tonband- und Tonkopfverschleiß hat durch die immense Verbreitung von Cassettengeräten und die Intensität ihrer Nutzung durch den Verbraucher in den letzten Jahren erneut an Aktualität gewonnen. Sichtet man das Handelsangebot an Tonbändern, insbesondere bei Cassetten, so ergibt sich ein sehr breites Spektrum bezüglich der Bandqualität. Dieses Tonband-Qualitätsspektrum ist von großem Einfluß auf die Gebrauchstauglichkeit der Geräte und auf die Lebensdauer der Tonköpfe.

Die Gebrauchstauglichkeit eines Tonbandgerätes kann durch Bandabrieb, der sich auf dem Tonkopf ablagert, beeinträchtigt und die Tonkopf-Lebensdauer durch Verwendung besonders aggressiver Bänder reduziert werden.

Im folgenden werden die den Tonband- und Tonkopfverschleiß bestimmenden Einflußgrößen an Hand einiger typischer Beispiele, insbesondere aus der Cassettengeräte-Technik, besprochen.

Der Tonbandverschleiß

Bei Betrachtungen über den Tonbandverschleiß ist zunächst von der technologischen Beschaffenheit des jeweiligen Tonbandes auszugehen. Alle modernen Tonbänder, sowohl die für Spulen- als auch die für Cassettengeräte, sind Schichtbänder, d. h. sie bestehen vom Aufbau her aus einer dünnen magnetisch aktiven Schicht, die auf eine Kunststoff-Trägerfolie, meist Polyester, aufgebracht ist. Die magnetisch aktive Schicht, auch Dispersion genannt, setzt sich aus sehr kleinen, meist nadelförmigen Partikeln, z. B.

aus Fe_2O_3 , CrO_2 u. ä. zusammen, die in ein Bindemittel eingebettet sind. Neuzeitliche Qualitätsbänder erhalten zwar als Endbearbeitung eine Oberflächenvergütung, sie haben jedoch trotzdem im Endeffekt die Wirkung eines sehr feinen Schleifbandes auf den Tonkopf. Die Schleifwirkung ist neben der Oberflächen-glätte der Magnetschicht noch von der Härte, der Größe und der Form der Magnetpartikel abhängig.

Chromdioxidbänder sind grundsätzlich schleifwirkungsmäßig aggressiver als Eisenoxidbänder. Sie bedingen bezüglich Bindemittelsystem und Oberflächenglättung einen speziellen Aufwand. Auch sind Stabilisierungsverfahren für CrO_2 -Bänder bekannt geworden, durch die magnetische Verluste über längere Zeiträume verringert werden sollen.

Bild 1 zeigt eine Gegenüberstellung der Magnetschicht-Oberfläche von Eisenoxid- und Chromdioxid-Band als Rasterelektronenmikroskop-Aufnahme bei 10 000 facher Mikroskopvergrößerung.

Über die Auswirkung der Schleifwirkung auf den Tonkopf wird im zweiten Teil berichtet.

Betriebsstörungen durch Bandabrieb

Bewertet man die Lebensdauer eines Bandes ausschließlich nach seinem mechanischen Verschleiß, so ist sie praktisch unbegrenzt. Bandhersteller geben als mögliche Durchlaufzahl bis zur mechanischen Zerstörung der Magnetschicht mehrere zehntausend Durchläufe an. Für eine ausreichende Betriebssicherheit muß die Magnetschicht im Temperaturbereich $-40^\circ C \dots +80^\circ C$ auf dem Trä-

ger fest haften bleiben und darf nicht abblättern. Die Haftfestigkeit der Magnetschicht läßt sich an einem scharfen Knick oder einer Knitterstelle (Faltstelle) relativ leicht prüfen. Andererseits aber können auch vor der mechanischen Zerstörung der Magnetschicht, die selbstverständlich zum Totalausfall führt, Beschädigungen wie Randwelligkeit, Dehnstellen, Knickstellen usw. entstehen, die zu Betriebsstörungen, wie Dropouts und Pegelschwankungen, führen.

Als besonders lästige Betriebsstörung ist der Bandabrieb anzusehen, insbesondere wenn er sich auf der Bandkontaktfläche des Tonkopfes ablagert. Hierbei handelt es sich in der Regel um einen Band-Fabrikationsfehler. Als Folge derartiger Bandabrieb-Ablagerungen auf dem Tonkopf tritt Pegelabfall insbesondere Höhenabfall ein. Da unter solchen Bedingungen ein gleichmäßiger Band-Kopfkontakt nicht mehr gegeben ist, ist auch ein qualitativ befriedigender Spielbetrieb nicht mehr möglich.

Das Vermeiden von Bandabrieb und damit von Betriebsstörungen durch Kopfverschmutzung ist eine der wichtigsten Forderungen an moderne Qualitätsbänder. Ursache des Bandabriebs ist eine unzureichende Abriebfestigkeit der Magnetschicht, wobei sich zwar nicht die ganze Magnetschicht, wohl aber kleine mikroskopische Partikel von der Schichtoberfläche ablösen. Bisher hat sich kein einfaches Meßverfahren zur Bestimmung der Abriebfestigkeit gefunden, das die Verhältnisse der Praxis genau genug wiedergibt. Aus diesem Grund wird der Bandabriebtest zur Kontrolle der Abriebfestig-

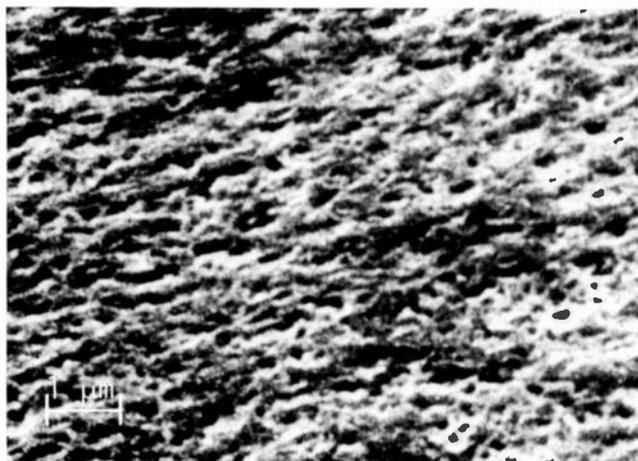


Bild 1 a Eisenoxidband

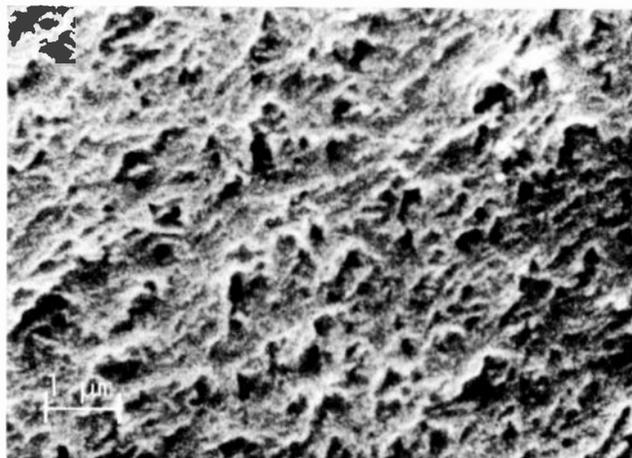


Bild 1 b Chromdioxidband

keit der Magnetschicht im betriebsmäßigen Zustand der Geräte vorgenommen. Dabei ist der Klimaeinfluß noch besonders zu berücksichtigen.

Üblich ist ein Test bei Normalklima 20/65 (20 °C Temperatur, 65 % rel. Feuchte) nach DIN 50 014 und bei feuchtwarmem Prüfklima 40/92 (40 °C Temperatur, 92 % rel. Feuchte) nach DIN 50 015 über jeweils 24 Stunden, wobei der Letztere selbstverständlich der Kritischere ist.

Die Abriebfestigkeit wird durch den auf Kopfverschmutzung zurückzuführenden Pegelabfall bestimmt, indem in festen Zeitabständen eine neue Eigenaufnahme jeweils bei einer tiefen und einer höheren Frequenz gemacht wird. Bild 2 zeigt ein derartiges Prüfungsergebnis am Beispiel zweier Cassettentonbänder. Die Prüfungsdauer betrug jeweils 24 Stunden, wobei alle 6 Stunden Zwischenmessungen bei 333 Hz und 6300 Hz gemacht wurden. Es wurde Prüfklima 40/92 angewendet. Bei der Prüfung wirkt sich eine eventuelle Kopfverschmutzung sowohl bei der Aufnahme, als auch bei der Wiedergabe auf das Prüfergebnis aus. Als max. zulässige Grenze für den Pegelabfall $U_{333\text{ Hz}}$ ist 3 dB und für den Frequenzgang $U_{333\text{ Hz}}/U_{6300\text{ Hz}}$ 6 dB anzusehen. In der Praxis äußern sich Kopfverschmutzungen dadurch, daß das Gerät nur noch wenig Höhen bringt und auch insgesamt immer leiser klingt. Der leichte Pegelanstieg bei Qualitätsbändern ist auf eine geringfügige weitere Verbesserung des Band-Kopfkontaktes in den ersten Betriebsstunden zurückzuführen.

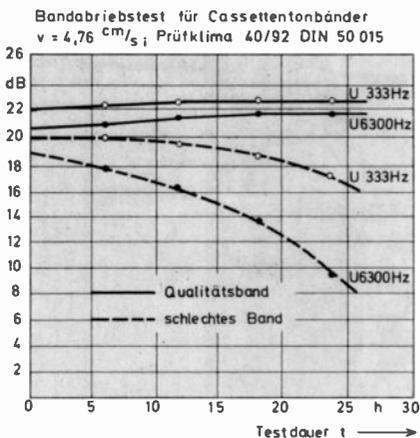


Bild 2 Kopfverschmutzungstest

Eine absolute Garantie gegen Kopfverschmutzungen durch Bandabrieb gibt es nicht, da auch heute noch gelegentlich Bänder mit unzureichender Abriebfestigkeit der Schicht in den Handel kommen. Diesem Übel Herr zu werden, gibt es folgende Möglichkeiten:

- a) Das prophylaktische Reinigen der Tonköpfe und der Bandführungsmittel in festen Zeitabständen.

Bewährt hat sich die Reinigung nach jeweils ca. 100 Betriebsstunden mit Watte oder Filz bzw. Wattestäbchen und reinem Alkohol. Watte oder Filz wird mit Alkohol getränkt und damit mit Hilfe eines Holzstäbchens (Zahnstocher o. ä.) die Tonkopf-Frontfläche berieben. Die beste Vorbeugung allerdings besteht in der ausschließlichen Verwendung von Qualitätsbändern.

- b) Die unter a) beschriebene Reinigung kann ebenfalls angewendet werden, sobald eine Kopfverschmutzung bereits eingetreten ist und dieselbe durch schlechte Aufnahmequalität festgestellt wird. Das die Verschmutzung verursachende Band ist umgehend aus dem Verkehr zu ziehen. Weitere Möglichkeiten zur Kopfreinigung bieten Reinigungsbänder bzw. Reinigungs-Cassetten. Sie sind beim Fachhandel erhältlich und entsprechend der beigefügten Anleitung anzuwenden (GRUNDIG Reinigungsband Typ 460 für Spulengeräte bzw. GRUNDIG Reinigungscassette Typ 461 für Cassettengeräte).

Der Tonkopf-Verschleiß

Die hohe Intensität der Nutzung von Cassettengeräten und die damit zusammenhängende Beanspruchung der Cassetten-Tonköpfe führte in der Frage der Tonkopf-Lebensdauer in den letzten Jahren erneut zu einer gewissen Aktualität. Mit dem Long-Life-Tonkopf konnte allerdings auch bei Cassettengeräten eine ausreichende Tonkopf-Lebensdauer sichergestellt werden.

Unter Tonkopf-Lebensdauer ist jene Zeit zu verstehen, während der ein Tonkopf unter normalen Gerätebetriebsbedingungen funktionsfähig bleibt und die vorgegebenen Toleranzen der Übertragungseigenschaften (Pegel, Frequenzgang usw.) nicht unterschreitet. Die Tonkopf-Lebensdauer wird durch den mechanischen Tonkopf-Verschleiß bestimmt. Das am Tonkopf vorbeigleitende Tonband wirkt wie ein feines Schleifband auf die Kontaktfläche und trägt über die Breite des Tonbandes Material vom Tonkopf ab. Der Materialabtrag an den Polen des Magnetkerns verringert dabei die Spalthöhe des Arbeitsspaltens und verändert damit die Übertragungseigenschaften des Aufnahme- und Wiedergabevorgangs. Insbesondere wird die HF-Vormagnetisierung beim Aufnahmevergang überproportional wirksam und verschlechtert die Höhenaufzeichnung allmählich. Ist die Verschlechterung der Aufzeichnungsqualität soweit fortgeschritten, da die vorgegebenen Übertragungseigenschaften unterschritten werden, indem der Frequenzgang beispielsweise das DIN-

Toleranzfeld verläßt, so ist ein Kopfwechsel erforderlich.

Die wichtigsten Einflußgrößen der Tonkopf-Lebensdauer sind:

- a) die konstruktiv-technologischen Voraussetzungen des Tonkopfes, insbesondere die Beschaffenheit der Bandkontaktfläche,
- b) die Eigenschaften der verwendeten Tonbänder,
- c) die Gerätebetriebsbedingungen, soweit sie die Kopf-Band-Wechselbeziehungen beeinflussen

Die theoretische Lebensdauererwartung wird durch eine Zuverlässigkeitsbestimmung statistisch ermittelt. Als Ausfallratenkurve für Produkte mit endlicher Lebensdauer gilt die bekannte Badewannenkurve.

Die Konstruktion von Long-Life-Tonköpfen trägt der Schleifwirkung des Tonbandes weitgehend Rechnung. Die Bandkontaktfläche besteht aus besonders abriebfestem Material.

Bild 3 zeigt die Bandkontaktfläche am Beispiel eines GRUNDIG Cassetten-Mono-AW-Kopfes und eines GRUNDIG Cassetten-Stereo-AW-Kopfes in Long-Life-Ausführung.

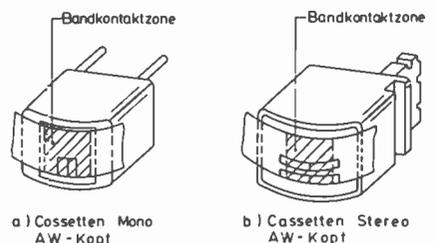


Bild 3 Bandkontaktflächen bei Cassetten-Köpfen

Unter den konstruktiv-technologischen Voraussetzungen ist neben der Beschaffenheit der Bandkontaktfläche vor allem die Spalthöhe des Arbeitsspaltens zu nennen. Der Materialabtrag durch das Tonband verringert die Spalthöhe und verändert damit den Wirkungsgrad beim Aufnahme- und Wiedergabevorgang. Bei früheren Untersuchungen wurde gefunden, daß bei einer Verringerung der Spalthöhe auf die Hälfte des Ausgangswertes oder darunter, nicht nur meßtechnisch, sondern auch subjektiv feststellbare Qualitätsverschlechterungen eintreten, indem die Höhenaufzeichnung wegen der verstärkenden HF-Vormagnetisierung um mehr als 4 dB abfällt. Wird die Spalthöhe durch weiteren Materialabtrag weiter und schließlich auf Null reduziert, so ergibt sich Totalausfall. Bei einer Ausgangsspalthöhe von beispielsweise 120 µm, wie sie bei Köpfen mit Eisenkern üblich ist, können also bis zu 60 µm abgetragen werden, bis sich eine subjektiv feststellbare Qualitätsverschlechterung bei Neuaufnahme zeigt.

Voraussetzung für die beschriebenen Auswirkungen auf den Höhen-

abfall ist ein gleichmäßiger Materialabtrag über die gesamte Bandbreite bzw. Bandkontaktfläche. Bei Spulengeräten wurde mit 9,53 cm/s Bandgeschwindigkeit je nach verwendeter Bandqualität bei GRUNDIG Long-Life-Tonköpfen ein Materialabtrag von $0,2 \mu\text{m}$ bis $1 \mu\text{m}$ je 100 Betriebsstunden gefunden. Bei Cassettengeräten liegen die Ergebnisse analog. Hier ist die Bandgeschwindigkeit mit 4,76 cm/s zwar nur halb so groß, jedoch wirken Cassettenbänder wegen des anderen Pigments und der geringeren Banddicke abschleißmäßig aggressiver, so daß die geringere Bandgeschwindigkeit, die ja bedeutet, daß in der gleichen Zeiteinheit weniger Bandmeter am Tonkopf vorbeilaufen, praktisch durch andere negative Eigenschaften der Cassettenbänder kompensiert wird.

Von den Pigmentunterschieden der Spulen- und Cassettenbänder sei noch die Teilchengröße und der Volumenfüllfaktor erwähnt. Moderne Qualitäts-Cassettenbänder, wie beispielsweise Fe_2O_3 -Bänder in LHS-Qualität (L = Low noise, H = High output, S = Super), haben wesentlich kleinere und vor allem dünnere Oxidteilchen und einen höheren Vo-

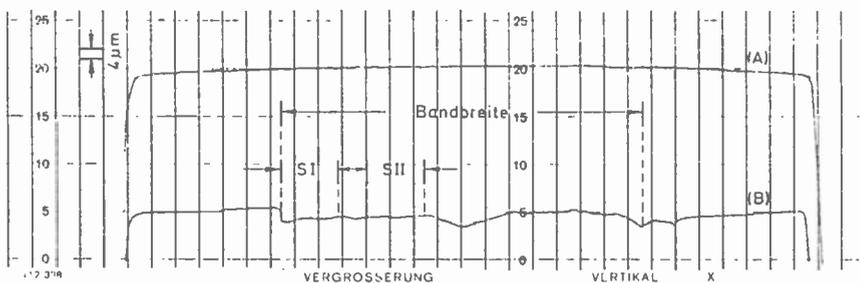


Bild 4 Oberflächenschriftbild (Verkleinerung eines Original-Meßstreifens) GRUNDIG Longlife-Cassetten-Stereokopf

lumenfüllfaktor, wodurch die Schleifwirkung infolge des höheren Oxidanteils an der Bandoberfläche ebenfalls größer wird.

Der Abschleiß, den ein Band über seine ganze Bandbreite in der Tonkopfoberfläche erzeugt, kann mit einem Oberflächenprüfgerät gemessen und als Oberflächenschriftbild sichtbar gemacht werden.

Bild 4 zeigt das Oberflächenschriftbild eines GRUNDIG Long-Life-Cassetten-Stereokopfes im Neuzustand (Kurve A) und nach 500 Betriebsstunden (Kurve B). Die Skaleneinheit der Ordinate beträgt $4 \mu\text{m}$. Die

Bandbreite und die Lage der beiden Systeme ist besonders angedeutet.

Bei dem Dauerversuch wurden fünf Qualitätscassetten C 90/ CrO_2 zirkulierend verwendet, so daß jede Cassette insgesamt 100 Stunden im Betrieb war. Aus dem Schriftbild ergibt sich ein Verschleißfaktor von $\leq 0,8 \mu\text{m}/100$ Betriebsstunden.

Bei Qualitätscassetten C 60/ Fe_2O_3 , C 90/ Fe_2O_3 und bei C 60/ CrO_2 sind die Ergebnisse wegen mannigfaltiger im einzelnen bereits angedeuteter Ursachen noch günstiger als bei dem oben näher beschriebenen Fall.

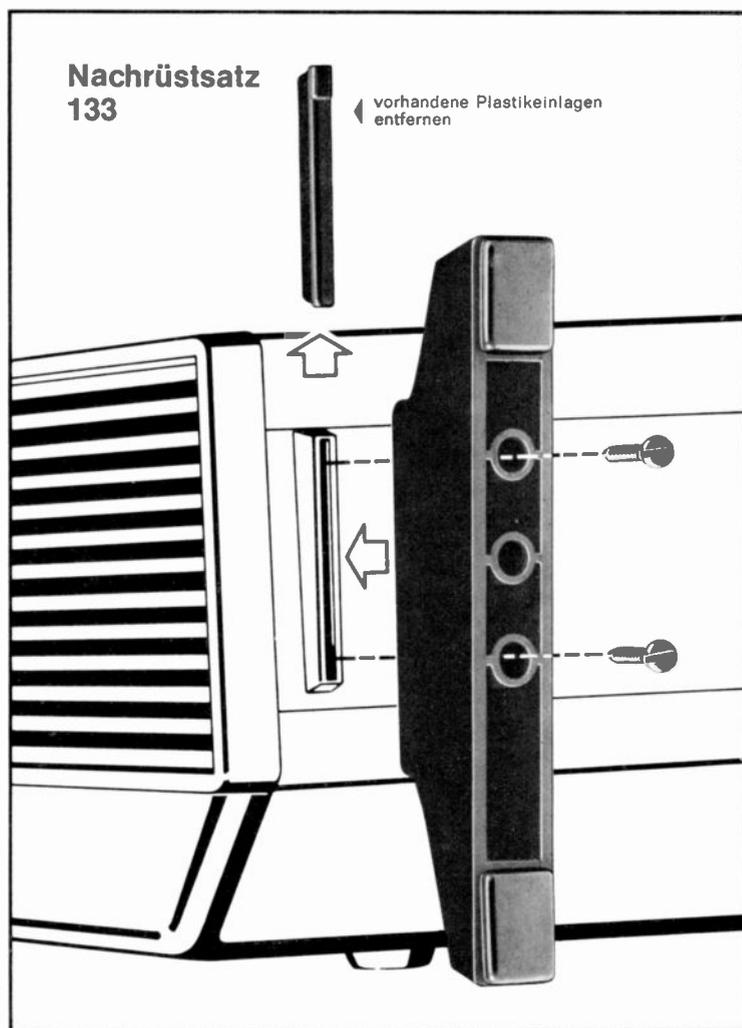
Dieser Beitrag wurde bereits in der Funkschau 1976/Heft 18 veröffentlicht.

Nützliches Zubehör für die Geräte TK 545/TK 547 und TK 745/TK 747

Im rauen Alltagsbetrieb erschien es manchmal wünschenswert, den Geräten TK 745 und TK 747, wenn sie überwiegend oder dauernd stehend betrieben werden, trotz vorhandener Stütze, noch größere Standfestigkeit zu verleihen. Aus diesem Grund wurden nun Füße entwickelt, die sich leicht nachträglich anbringen lassen und auch bei den Geräten TK 545 und TK 547 verwendbar sind. Durch das Anbringen der Füße stehen die Geräte nicht nur noch sicherer, sie werden auch optisch eindeutig aufgewertet. Den Geräten der laufenden Fertigung sind die Füße generell beigelegt, für alle vorher verkauften sind sie unter der Bezeichnung Nachrüstatz 133 erhältlich.

Die Montage ist denkbar einfach: Zuerst sind aus den angespritzten Füßen am Gehäuse die vorhandenen Plastik-Einlagen zu entfernen. An diese Stelle werden nun die neuen Füße montiert. Bei TK 745 und TK 747 sollten die Füße hinten auf Anschlag sitzen. Die beigelegten Schrauben brauchen nicht extra vorgebohrt zu werden. Durch kräftiges Eindrehen fressen sie sich von alleine in den zähen Kunststoff und halten dort auch sicher fest. Dabei ist es völlig ausreichend, auf jeder Seite nur zwei Schrauben einzudrehen.

R. F.



Nachträgliches Anbringen der Füße an einem TK 747

Für den jungen Techniker

Logische Schaltungen mit integrierten Schaltkreisen

Zähler und Vor-Rückwärtszähler

Zähler

Eine Teilerkette aus vier Flip-Flops erreicht erst nach 2^4 bzw. 16 Taktimpulsen wieder ihren Anfangszustand, d. h. mit vier Flip-Flops kann man anstatt von 0 bis 9 von 0 bis 15 zählen. Da dies beim Dezimalcode aber nicht erwünscht ist, werden die Zählerstellungen 10 bis 15 (die sog. Pseudotetraden) beim BCD-Code durch spezielle Schaltungsmaßnahmen unterdrückt, so daß immer nach 10 Eingangstakten ein Übertrag auf die nächste Dekade erfolgt. Dies kann z. B. durch eine Dekodierschaltung für die duale 9 erfolgen. Sobald die Dekade bis 9 gezählt hat, wird der Takteingang auf die Rücksetzleitung (Nullstellung) geschaltet, so daß der nächste Taktimpuls alle Flip-Flops auf 0 zurücksetzt. Beim Zurücksetzen des Flip-Flops mit der Wertigkeit 2^3 entsteht an dessen Q-Ausgang ein Übertragungsimpuls für die nächsthöhere Dekade, wodurch sich deren Zählerstand um eine Stelle erhöht. Die nächste Dekade enthält die gleiche Schaltung, so daß sich nach 100 Impulsen bei der zweiten Dekade der gleiche Vorgang abspielt. Es gibt viele Schaltungsmöglichkeiten, um zu erreichen, daß man mit vier Flip-Flops nur bis 9 anstatt bis 15 zählen kann, hier sollte nur das Grundprinzip dargestellt werden. Nach dem gleichen Verfahren läßt sich jedes andere, nicht durch zwei teilbare Teilverhältnis erzeugen. **Bild 1** zeigt die Schaltung einer Dekade eines BCD-Zählers mit Nullstellung und Übertrag.

Der beschriebene Zähler gehört zu den Asynchronzählern, weil seine einzelnen Stufen asynchron angesteuert werden. Das zweite Flip-Flop erhält seinen Taktimpuls vom Ausgang des ersten, das dritte vom Ausgang des zweiten usw. Das bedeutet, daß jedes höherwertige Flip-Flop um die Durchlaufzeit t später schaltet als das vorhergehende Flip-Flop mit der niedrigeren Wertigkeit. Daraus folgt, daß die maximale Zählgeschwindigkeit eines Asynchronzählers umso niedriger ist, je mehr Stufen er hat.

Diese Schwierigkeit kann durch die synchrone (gleichzeitige) Ansteuerung aller Flip-Flops behoben werden. Der Zähler, der dann entsteht, heißt demnach Synchronzähler. Der

Bild 1
Schaltung einer Zähldekade aus J-K-Flip-Flops

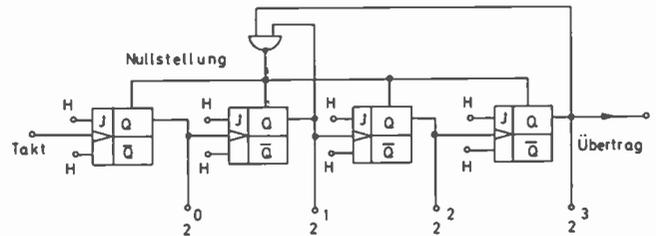


Bild 2
Dekade eines synchronen BCD-Zählers

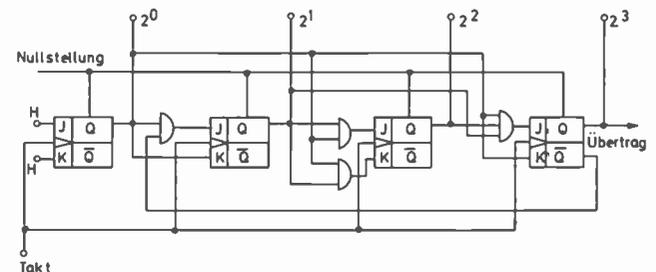
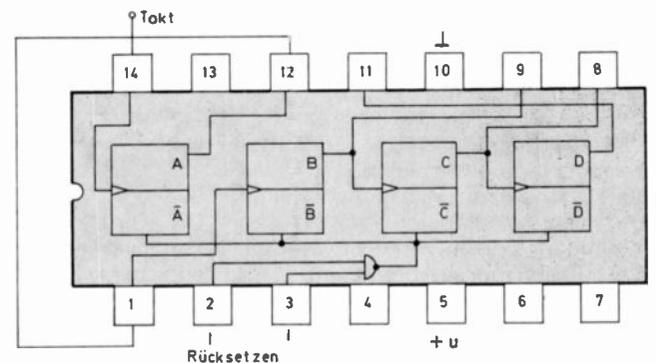


Bild 3
Schaltung eines asynchronen 4-Bit-Zählers



Nachteil des Synchronzählers liegt in dem erforderlichen höheren Schaltungsaufwand. Ein Asynchronzähler kann einfach durch Hintereinanderschalten beliebig vieler, gleichartiger Stufen (Flip-Flops) aufgebaut werden, beim Synchronzähler ist das nicht mehr möglich.

Beim Synchronzähler werden die Taktimpulse allen Flip-Flops gleichzeitig zugeführt, wodurch erreicht wird, daß sich die einzelnen Verzögerungszeiten nicht addieren. Es muß nur mit der Verzögerungszeit eines Flip-Flops gerechnet werden, d. h. die maximale Zählfrequenz ist unabhängig von der Länge des Zählers. Damit die Flip-Flops trotzdem in der gewünschten Reihenfolge kippen, müssen die J-K-Eingänge über Gatterschaltungen so angesteuert werden, daß der gewünschte Zählrhythmus entsteht. **Bild 2** zeigt eine Dekade eines synchronen BCD-Zählers.

Vor-Rückwärtszähler

In vielen Fällen ist es notwendig bzw. zweckmäßig, nicht vorwärts, sondern rückwärts zu zählen. Z. B. um bei einer Werkzeugmaschinensteuerung den Koordinatennullpunkt anzufahren. Hierzu wird von einem beliebigen Zählerstand bis auf 0 zurückgezählt.

Ein asynchroner Rückwärtszähler unterscheidet sich vom Vorwärtszähler nur dadurch, daß die höherwertigen Flip-Flops ihren Takt von \bar{Q} , anstatt vom Q-Ausgang erhalten. **Bild 3** zeigt die Schaltung eines asynchronen 4-Bit-Zählers.

Legt man in die Taktleitungen einen elektronischen Umschalter, welcher dafür sorgt, daß einmal die Q- und einmal die \bar{Q} -Ausgänge benutzt werden, so erhält man einen umschaltbaren Vor-Rückwärtszähler.

Optimale Entzerrungszeitkonstanten für Spulentonbandgeräte

1. Das Problem

Wesentliche Qualitätsmerkmale eines Spulentonbandgerätes sind unter anderen der

- Geräuschspannungsabstand und die Höhenaussteuerbarkeit.

Während der Geräuschspannungsabstand eines Tonbandgerätes ein Maß für die Rauschfreiheit einer Tonbandaufnahme ist, stellt die Höhenaussteuerbarkeit ein Maß für den Pegel dar, der bei hohen Frequenzen aufgezeichnet werden kann. Ist die Höhenaussteuerbarkeit z. B. deutlich geringer als es die hohen Frequenzanteile der aufzuzeichnenden Musik und Sprache erfordern, dann klingt die Aufzeichnung in den Höhen undurchsichtiger als das Original. In besonders ungünstigen Fällen können sehr störende Geräusche auftreten (z. B. „Spratzen“ bei weiblicher Sprache).

Da beide Größen über den Vormagnetisierungs-Arbeitspunkt und die Höhenentzerrungszeitkonstanten eng zusammenhängen, soll in den folgenden Zeilen versucht werden, die Entzerrungszeitkonstante für einen möglichst großen Geräuschspannungsabstand und für eine vorgegebene Höhenaussteuerbarkeit zu ermitteln. Die Optimierung wird für die Bandgeschwindigkeiten $v = 9,5$ cm/s und $v = 19$ cm/s durchgeführt.

2. Die Definition der Höhenaussteuerbarkeit

Während der Ruhegeräuschspannungsabstand eines Tonbandgerätes seit langem über den Vollaussteuerungspegel (gemessen bei $f = 333$ Hz und einem kubischen Klirrfaktor $k_3 = 3\%$) und den Pegel der Ruhegeräuschspannung eindeutig definiert ist, scheidet für die Definition der Höhenaussteuerbarkeit die Verwendung des Klirrfaktors aus, weil die Klirrspektren außerhalb des Übertragungsbereiches liegen und damit die übliche Klirrfaktormessung viel zu niedrige Klirrfaktoren vortäuscht.

Wegen dieser Schwierigkeit gibt es für die Höhenaussteuerbarkeit mehrere, zum Teil sehr unterschiedliche Meßmethoden, die hier kurz erläutert werden sollen.

2.1 Festlegung über die Abweichung von der linearen Aussteuerungskennlinie

Der Wiedergabepegel eines Tonbandgerätes hat in Abhängigkeit von dem Aufnahmepegel (z. B. gemessen an der Aufnahme-Buchse) etwa folgenden Verlauf:

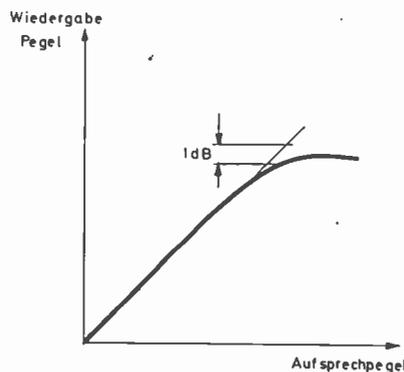


Bild 1 Aussteuerungskennlinie eines Tonbandgerätes, gemessen über Band

Die Kurve zeigt das bekannte Sättigungsverhalten des Magnetbandspeichers. Man hat nun auf rein empirischem Wege bei tiefen Frequenzen gefunden, daß eine Abweichung um 1,0 dB vom linearen Verlauf (siehe Bild 1) einem Klirrfaktor von $k_3 = 3\%$ entspricht. Analog hierzu legt man fest, daß die Höhenaussteuerbarkeit durch den Punkt bestimmt wird, in dem die Aussteuerungskurve um 1,0 dB vom linearen Fall abweicht.

Meßtechnisch erfordert diese Definition die sorgfältige Aufnahme der Aussteuerungskurve über einen ausreichenden Pegelbereich. Insbesondere bei kleinen Bandgeschwindigkeiten ist die Messung nicht unproblematisch, weil der Wiedergabepegel erheblich schwanken kann.

2.2 Definition der Höhenaussteuerbarkeit über den maximalen Pegel

Da die Methode nach 2.1 meßtechnisch nicht unproblematisch ist, benutzt man als eine weitere, meßtechnisch sehr einfache Definition der Höhenaussteuerbarkeit das Maximum der Aussteuerungskurve aus

Bild 1. Diese Methode führt insbesondere bei Geräten mit kombiniertem AW-Kopf schnell zum Ziel: Bei der Aufnahme wird der Pegel des 10-kHz-Signals um ca. 10 dB variiert; bei der Wiedergabe wird der maximale Pegel notiert. Für die Messung genügt ein einfacher Tongenerator und ein NF-Voltmeter.

2.3 Definition der Höhenaussteuerbarkeit über die Differenztondämpfung

Wie bereits weiter oben gesagt, ist die direkte Messung des Klirrfaktors k_3 nach den üblichen Methoden bei hohen Frequenzen nicht sinnvoll. Dagegen ist aber eine Messung der Differenztonverzerrungen nach der Zweiton-Methode möglich, die als eine allgemeine Darstellung der Klirrvverzerrungen aufgefaßt werden kann. In diesem Abschnitt soll kurz der Zusammenhang zwischen Klirrvverzerrungen und Differenztonverzerrungen dargestellt werden.

Es sei angenommen, daß die Aussteuerungskennlinie außer einem linearen Anteil nur noch einen kubischen Anteil enthält (diese Annahme trifft für den betrachteten Aussteuerungsbereich von Magnetbandspeichern mit HF-Vormagnetisierung recht gut zu):

$$u_o = a \cdot u(t) + c \cdot [u(t)]^3 \quad (1)$$

Ist $u(t)$ sinusförmig mit der Kreisfrequenz ω

$$u(t) = \hat{u} \cos \omega t \quad (2)$$

dann erhalten wir nach einigen Zwischenrechnungen aus (1):

$$u_o(t) = [a + \frac{3}{4} c \hat{u}^2] \hat{u} \cos \omega t + \frac{1}{4} c \hat{u}^2 \cdot \hat{u} \cos 3 \omega t \quad (3)$$

Da der Klirrfaktor k_3 als das Verhältnis des Effektivwertes der 3. Harmonischen zum Effektivwert des gesamten Signals definiert ist, ergibt sich für k_3 aus Gleichung (3):

$$k_3 = \frac{\frac{1}{4} c \hat{u}^2}{\sqrt{(a + \frac{3}{4} c \hat{u}^2)^2 + (\frac{1}{4} c \hat{u}^2)^2}}$$

Hieraus folgt wegen $a \gg c \hat{u}^2$ in erster Näherung

$$k_3 = \frac{c}{4a} \hat{u}^2 \quad (5)$$

Bei der Messung der Differenztonverzerrungen nach der Zweitenmethode werden zwei Signale mit dicht-beieinanderliegenden Kreisfrequenzen ω_1 und ω_2 verwendet. Gewöhnlich ist die Amplitude beider Signale gleich:

$$u(t) = \hat{u} \cos \omega_1 t + \hat{u} \cos \omega_2 t \quad (6)$$

Setzen wir wieder eine Aussteuerungskennlinie entsprechend Gleichung (1) voraus, dann entstehen außer den 3. Harmonischen zu ω_1 und ω_2 auch Kombinationsfrequenzen 3. Ordnung:

$$2 \omega_1 \pm \omega_2 \\ 2 \omega_2 \pm \omega_1$$

Der Vorgang soll noch etwas genauer untersucht werden. Hierzu setzen wir Gleichung (6) in Gleichung (1) ein:

$$u_o(t) = a [\hat{u} \cos \omega_1 t + \hat{u} \cos \omega_2 t] + c [\hat{u} \cos \omega_1 t + \hat{u} \cos \omega_2 t]^3$$

Nach einiger Zwischenrechnung erhalten wir das Ergebnis:

$$u_o(t) = [a \hat{u} + \frac{3}{4} c \hat{u}^3] [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t] + \frac{1}{4} c \hat{u}^3 [\cos 3 \omega_1 t + \cos 3 \omega_2 t] + \frac{3}{4} c \hat{u}^3 \cos (2 \omega_1 \pm \omega_2) t + \frac{3}{4} c \hat{u}^3 \cos (2 \omega_2 \pm \omega_1) t \quad (8)$$

Unterscheiden sich ω_1 und ω_2 nur um eine kleine Differenz $\Delta \omega$, dann liegen die Differenztöne entsprechend Gleichung (8) nahe bei ω_1 bzw. ω_2 . Es ist nämlich

$$2 \omega_1 - \omega_2 = \omega_1 + \Delta \omega \\ 2 \omega_2 - \omega_1 = \omega_2 - \Delta \omega.$$

Nach Gleichung (8) beträgt die Amplitude dieser Differenztöne, bezogen auf die Amplitude der Grundwelle:

$$\frac{3}{4} \frac{c}{a} \hat{u}^2, \quad (10)$$

unterscheidet sich also von der Näherung für den Klirrfaktor k_3 nur um den Faktor 3.

Geht man von einem Klirrfaktor $k_3 = 3\%$ bei tiefen Frequenzen entsprechend einer Klirrdämpfung von 30,5 dB aus, dann beträgt die hierzu gehörende Differenztondämpfung nach Gleichung (10) 20,5 dB. Der einfachen Messung wegen rundet man diesen Wert auf 20 dB ab.

Meßtechnisch erfordert die Differenztonmessung einigen Aufwand, weil zur Bestimmung der Differenztöne ein selektives Voltmeter notwendig ist.

Die Meßwerte, die man nach diesen drei Methoden erhält, unterscheiden sich bei 10 kHz je nach Bandgeschwindigkeit nur um 1...2 dB. Wegen der einfachen Messung wird deshalb in DIN 45 500, Bl. 4, die Methode nach Abschnitt 2.2 für die

Definition der Höhenaussteuerbarkeit benutzt. Die Norm fordert eine Mindestaussteuerbarkeit von $A = -15$ dB bei 10 kHz, bezogen auf den Vollaussteuerungspegel bei 333 Hz.

3. Anforderungen an die Höhenaussteuerbarkeit

Der Mindestwert der Höhenaussteuerbarkeit von $A = -15$ dB bei 10 kHz, bezogen auf den Vollaussteuerungspegel bei 333 Hz, ergibt bereits für eine Reihe von Anwendungsfällen eine befriedigende HiFi-Qualität, vorausgesetzt, daß auch die übrigen Parameter ein entsprechendes Niveau erreichen. Die erforderliche Höhenaussteuerbarkeit hängt zunächst einmal vom Amplitudenspektrum der aufzuzeichnenden Musik und Sprache ab. Hierzu sind in [1] sehr ausführliche statistische Untersuchungen über das Amplitudenspektrum des Programms NDR 2 durchgeführt worden, die einen Mindestwert von -15 dB für die Höhenaussteuerbarkeit als gerade brauchbar erscheinen lassen. Auf der anderen Seite sind z. B. in [2] Forderungen für die Höhenaussteuerbarkeit aufgestellt worden, die weit über die Mindestanforderungen nach DIN 45 500, Bl. 4, hinausgehen. Wegen der Vielschichtigkeit dieses Problems soll deshalb die Optimierung nicht nur für einen, sondern für mehrere Werte der Höhenaussteuerbarkeit durchgeführt werden.

4. Der Zusammenhang zwischen Geräuschspannungsabstand, Höhenaussteuerbarkeit und Entzerrungszeitkonstante

4.1 Die Methode

Gesucht ist die Größe des Geräuschspannungsabstandes als Funktion der Entzerrungszeitkonstante, und zwar für eine vorgegebene, auf den Vollaussteuerungspegel bezogene Höhenaussteuerbarkeit bei 10 kHz. Als Ausgangsdaten benutzen wir hierfür die Meßwerte der Bandhersteller, die allerdings in einer für die Lösung unserer Aufgabe noch nicht vollständigen Darstellung vorliegen (Bild 2, 3).

Die Daten sind mit einem normgerechten entzerrten Gerät ermittelt, und zwar beträgt die Entzerrungszeitkonstante $\tau = 90 \mu\text{s}$ bei $v = 9,5$ cm/s und $\tau = 50 \mu\text{s}$ bei $v = 19$ cm/s. Die einzelnen Größen haben folgende Bedeutung:

A_{333} = Vollaussteuerungspegel bei 333 Hz, gemessen bei einem Klirrfaktor $k_3 = 3\%$ und bezogen auf den Bandfluß-Bezugspegel 250 nWb/m ($v = 9,5$ cm/s) bzw. 320 nWb/m ($v = 19$ cm/s).

A_{10} = Maximaler Pegel bei 10 kHz, gemessen nach der Methode aus Abschnitt 2.2 und bezogen auf den jeweiligen Bezugspegel.

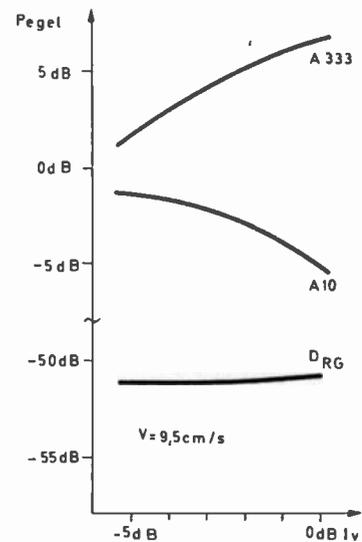


Bild 2 Wiedergabepegel und Geräuschspannung als Funktion des Vormagnetisierungsstromes I_v

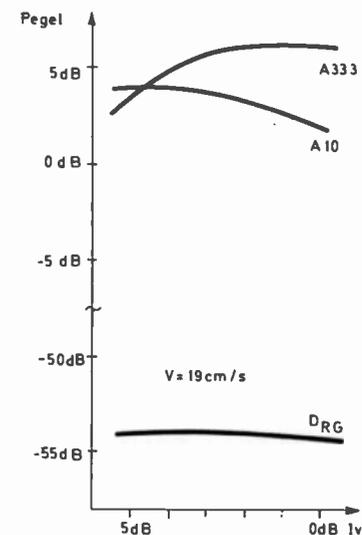


Bild 3 Wiedergabepegel und Geräuschspannung als Funktion des Vormagnetisierungsstromes I_v

D_{RG} = Ruhegeräuschpegel, bezogen auf den jeweiligen Bezugspegel. Die Messung der Geräuschspannung erfolgt nach DIN 45 512, Bl. 2 (bewertete Spitzenspannungsmessung nach DIN 45 405).

Der verwendete Sprechkopf hat eine Spaltbreite von $5 \mu\text{m}$ und eine Spurbreite von 2,2 mm.

In einem Beispiel bestimmen wir nun den Geräuschspannungsabstand und die zugehörige Entzerrungszeitkonstante für den Vormagnetisierungsstrom $I_v = 0$ dB und die Bandgeschwindigkeit $v = 9,5$ cm/s. Die auf den Vollaussteuerungspegel bezogene Höhenaussteuerbarkeit A sei mit -15 dB vorgegeben (Mindestwert aus DIN 45 500, Bl. 4). Aus Bild 2 entnehmen wir für $I_v = 0$ dB folgende Werte:

$$\begin{aligned} A_{333} &= 6,7 \text{ dB} \\ A_{10} &= -5,0 \text{ dB} \\ D_{GR} &= -50,8 \text{ dB} \end{aligned}$$

Hieraus erhalten wir eine bezogene Höhenaussteuerbarkeit $A = -5,0 \text{ dB} - 6,7 \text{ dB} = -11,7 \text{ dB}$, die allerdings nicht dem vorgegebenen Wert von -15 dB entspricht.

Wir müssen deshalb die Entzerrung so ändern, daß sich die gewünschte Höhenaussteuerbarkeit einstellt. Hierzu betrachten wir Bild 4, das den Frequenzgang eines Wiedergabeverstärkers zeigt (die Eisenverluste des Wiedergabekopfes sind nicht berücksichtigt, weil sie bei dieser Betrachtung keinen Einfluß auf das Ergebnis haben).

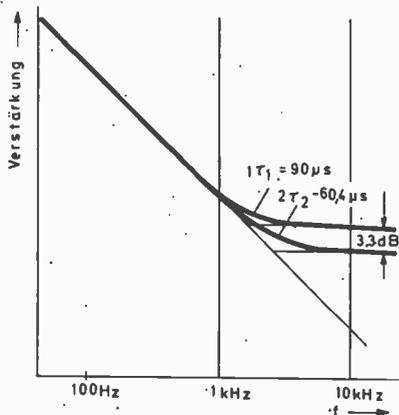


Bild 4 Frequenzgang eines Wiedergabeverstärkers mit den Zeitkonstanten $\tau_1 = 90 \mu\text{s}$ und $\tau_2 = 60,4 \mu\text{s}$

Zur Kurve 1 aus Bild 4 gehört die Zeitkonstante $\tau_1 = 90 \mu\text{s}$. Dem maximalen Pegel bei 10 kHz entspricht ein bestimmter maximaler Bandfluß, dessen Größe typisch für das Band ist. Damit ist aber auch das Verhältnis zwischen maximalem Bandfluß bei 10 kHz und dem Vollaussteuerungs-Bandfluß bei 333 Hz fest vorgegeben. Eine Änderung der Höhenaussteuerbarkeit von $-11,7 \text{ dB}$ auf -15 dB kann deshalb nur durch eine zusätzliche Absenkung des Wiedergabe-Frequenzganges um $3,3 \text{ dB}$ bei 10 kHz erfolgen. Wir erhalten so Kurve 2 mit der neuen Zeitkonstanten τ_2 , die sich explizit aus der Pegeländerung $\Delta A = -3,3 \text{ dB}$ berechnen läßt. Hierzu benötigen wir den Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers für eine beliebige Zeitkonstante τ :

$$U(f) \sim \frac{1}{f} \cdot \sqrt{1 + (2\pi f \tau)^2} \quad (12)$$

Für zwei verschiedene Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 ergibt sich aus Gleichung (12) das Spannungsverhältnis

$$\frac{U(f, \tau_2)}{U(f, \tau_1)} = \sqrt{\frac{1 + (2\pi f \tau_2)^2}{1 + (2\pi f \tau_1)^2}} \quad (13)$$

Da das Spannungsverhältnis $U(f, \tau_2)/U(f, \tau_1)$ als Pegelmaß ΔA vorliegt,

muß Gleichung (13) logarithmiert werden:

$$20 \cdot \log \frac{U(10 \text{ kHz}, \tau_2)}{U(10 \text{ kHz}, \tau_1)} = \Delta A = 20 \cdot \log$$

$$\sqrt{\frac{1 + (2\pi \cdot 10 \text{ kHz} \tau_2)^2}{1 + (2\pi \cdot 10 \text{ kHz} \tau_1)^2}}$$

Auflösung nach τ_2 ergibt:

$$\tau_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ kHz}} \cdot \sqrt{[1 + (2\pi \cdot 10 \text{ kHz} \tau_1)^2] \cdot 10^{\frac{\Delta A}{10 \text{ dB}} - 1}} \quad (15)$$

Für $\tau_1 = 90 \mu\text{s}$ folgt hieraus

$$\tau_2 = 15,9 \mu\text{s} \cdot \sqrt{32,98 \cdot 10^{\frac{\Delta A}{10 \text{ dB}} - 1}} \quad (16)$$

In unserem speziellen Beispiel erhalten wir mit $\Delta A = -3,3 \text{ dB}$ aus Gleichung (16) die Zeitkonstante $\tau_2 = 60,4 \mu\text{s}$.

Da die höheren Frequenzanteile bei diesen Zeitkonstanten (Kurve 2) aus Bild 4) stärker abgesenkt werden als bei $\tau_1 = 90 \mu\text{s}$, ändert sich auch der Ruhegeräuschspannungspegel, bezogen auf den Bandfluß-Bezugspegel. Die Änderung der Geräuschspannung als Funktion der Zeitkonstanten ist in Bild 5 dargestellt, und zwar gemessen für die DIN-Leerband-Bezugscharge DP26 LHC 264 Z und die Bandgeschwindigkeiten $v = 9,5 \text{ cm/s}$ bzw. 19 cm/s . Für $\tau_2 = 60,4 \mu\text{s}$ ermittelten wir aus Bild 5 eine Veränderung des Geräuschspannungspegels um $\Delta U_{RG} = -2,4 \text{ dB}$.

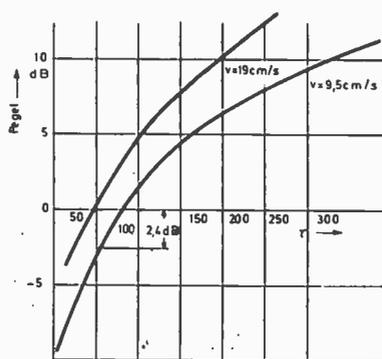


Bild 5 Änderung der Geräuschspannung als Funktion der Höhenentzerrungszeitkonstante

Damit haben wir alle Größen beisammen, um den Geräuschspannungsabstand für die vorgegebene, bezogene Höhenaussteuerbarkeit $A = -15 \text{ dB}$ zu ermitteln. Er beträgt

$$\begin{aligned} D &= A_{333} - D_{RG} - \Delta D_{RG} \\ &= 6,7 \text{ dB} + 50,8 \text{ dB} + 2,4 \text{ dB} \\ &= 59,9 \text{ dB} \end{aligned}$$

Dieser Rechengang wird für verschiedene Vormagnetisierungsströme i_v

und verschiedene bezogene Höhenaussteuerbarkeiten wiederholt. Die Ergebnisse sind in Bild 6 ($v = 9,5 \text{ cm/s}$) und Bild 7 ($v = 19 \text{ cm/s}$) dargestellt.

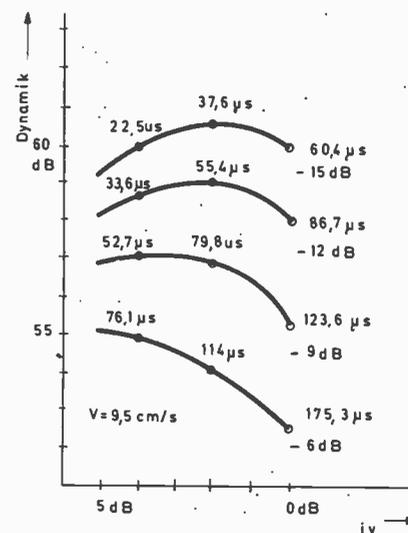


Bild 6 Geräuschspannungsabstand (Dynamik) als Funktion des Vormagnetisierungsstromes i_v bei $9,5 \text{ cm/s}$. Parameter ist die Höhenaussteuerbarkeit A .

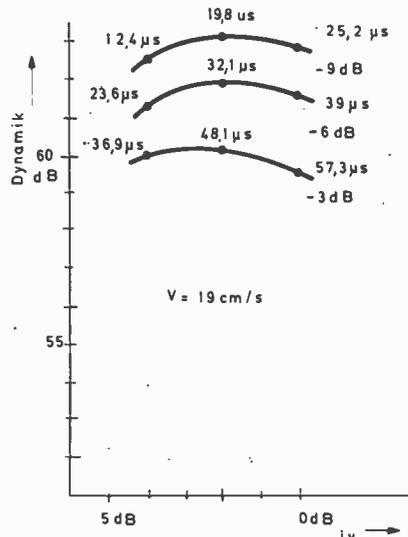


Bild 7 Geräuschspannungsabstand (Dynamik) als Funktion des Vormagnetisierungsstromes i_v bei 19 cm/s . Parameter ist die Höhenaussteuerbarkeit A .

3.2 Diskussion der Ergebnisse

Die Kurven des Geräuschspannungsabstandes zeigen ein Maximum, das bei der Bandgeschwindigkeit $v = 19 \text{ cm/s}$ relativ flach ist. Wieweit die Optimierung überhaupt erfolgreich war, läßt sich auf folgende Weise überprüfen: Die Verbesserung der Höhenaussteuerbarkeit von z. B. -15 dB auf -12 dB könnte auch so erreicht werden, daß man bei tiefen Frequenzen um 3 dB weniger aussteuert. In diesem Fall sinkt der Geräuschspannungsabstand um 3 dB ab. Betrachten wir nun die Kurven in

Bild 6 und 7, dann erkennen wir, daß die Verringerung des Geräuschspannungsabstandes z. T. wesentlich kleiner ist als die Verbesserung der bezogenen Höhenaussteuerbarkeit.

Insbesondere bei $v = 19$ cm/s trägt die Minderung des Geräuschspannungsabstandes nur etwa die Hälfte der Verbesserung der Höhenaussteuerbarkeit. Die Optimierung war also erfolgreich.

Weiterhin wollen wir prüfen, ob die zur Zeit genormten Entzerrungszeitkonstanten — $\tau = 90 \mu\text{s}$ für $v = 9,5$ cm/s und $\tau = 50 \mu\text{s}$ für $v = 19$ cm/s — die heutigen Magnetbänder optimal zu nutzen gestatten: Bei der Bandgeschwindigkeit $v = 9,5$ cm/s (**Bild 5**) erhalten wir für $A = -9$ dB und die genormte Zeitkonstante $\tau = 90 \mu\text{s}$ einen Arbeitspunkt, der schon recht nah beim Maximum des Geräuschspannungsabstandes liegt.

Wollen wir den Geräuschspannungsabstand auf Kosten der Höhenaussteuerbarkeit und unter Beibehaltung der Zeitkonstanten $\tau = 90 \mu\text{s}$ verbessern, dann gelangen wir in Arbeitspunkte, die immer weiter vom Maximum des Geräuschspannungsabstandes entfernt liegen. Optimale Arbeitspunkte sind in diesem Fall nur zu erreichen, wenn auch die Entzerrungszeitkonstante geändert wird. Aus **Bild 6** entnehmen wir z. B. für $A = -12$ dB, $I_v = -2$ dB und $\tau = 55,4 \mu\text{s}$ eine Verbesserung des Geräuschspannungsabstandes um ca. 1,5 dB gegenüber dem Arbeitspunkt $A = -12$ dB, $I_v = 0$ dB und $\tau = 90 \mu\text{s}$. Allerdings wird im neuen Arbeitspunkt die Gefahr von Aussetzern wegen des geringeren HF-Vormagnetisierungsstroms etwas größer.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die Zeitkonstante $\tau = 90 \mu\text{s}$ für eine Auslegung mit guter Höhenaussteuerbarkeit durchaus optimal ist. Für eine Auslegung in Richtung eines großen Geräuschspannungsabstandes auf Kosten geringerer Höhenaussteuerbarkeit ergibt die gültige Zeitkonstante $\tau = 90 \mu\text{s}$ keine optimalen Arbeitspunkte. Insgesamt darf man aber den Nutzen einer weiteren Verbesserung des Geräuschspannungsabstandes nicht überschätzen, wenn der Zahlenwert erst einmal deutlich über 55 dB liegt. Im allgemeinen stehen dem Tonbandamateur nämlich nur Signalquellen zur Verfügung, deren Ruhegeräuschspannungsabstand betriebsmäßig eher bei 50 dB und darunter als bei 55 dB liegt.

Bei der Bandgeschwindigkeit $v = 19$ cm/s ist der Arbeitspunkt mit $I_v = -1$ dB, $\tau \approx 50 \mu\text{s}$ und $A = -3$ dB nahezu optimal. Eine Vergrößerung

des Geräuschspannungsabstandes auf Kosten der Höhenaussteuerbarkeit erscheint nicht sinnvoll, weil der Geräuschspannungsabstand sowie schon größer als 60 dB ist.

Ein Vergleich von **Bild 6 mit 7** zeigt deutlich die Verbesserung des Geräuschspannungsabstandes, die man beim Übergang auf die höhere Bandgeschwindigkeit erzielt. Für eine bezogene Höhenaussteuerbarkeit $A = -6$ dB ist der maximal erreichbare Geräuschspannungsabstand bei $v = 19$ cm/s bereits 7 dB größer als bei $v = 9,5$ cm/s. Dabei ist noch nicht berücksichtigt, daß der optimale Arbeitspunkt bei $v = 9,5$ cm/s kaum nutzbar ist. Die übliche Auslegung von Tonbandgeräten ergibt allerdings einen wesentlich kleineren Unterschied des Geräuschspannungsabstandes bei den beiden Bandgeschwindigkeiten. Dafür ist aber die Höhenaussteuerbarkeit bei $v = 9,5$ cm/s erheblich geringer als bei $v = 19$ cm/s.

Zum Schluß sollen noch kurz drei Gesichtspunkte gestreift werden, die bisher nicht berücksichtigt wurden:

1. Alle Überlegungen gelten selbstverständlich entsprechend für andere Spurbreiten als die zugrundegelegte Breite von 2,2 mm. Der relative Verlauf der Kurven aus **Bild 6 und 7** bleibt erhalten, es ändert sich nur die absolute Größe des Ruhegeräuschspannungsabstandes.
2. Auf dem Markt werden seit kurzem Bänder angeboten, deren elektroakustische Eigenschaften gegenüber dem DIN-Bezugsbandleerteil noch einmal deutlich verbessert sind, insbesondere im Bezug auf den maximalen Pegel. Dieser nimmt bei tiefen und hohen Frequenzen etwa gleichviel zu, so daß die Kurven aus **Bild 6 und 7** in erster Näherung nur um die Verbesserung des maximalen Pegels nach oben verschoben werden.
3. Die Ruhegeräuschspannung soll in Zukunft bei Heimtonbandgeräten nicht mehr nach DIN 45 405 (bewertete Spitzenspannungsmessung), sondern nach IEC 268-3 (Effektivwertmessung, Bewertung durch die A-Kurve) gemessen werden. Diese Änderung wird den relativen Verlauf der Kurven aus **Bild 6 und 7** ebenfalls nur unwesentlich beeinflussen. Dafür verbessern sich alle Zahlenwerte des Ruhegeräuschspannungsabstandes um etwa 9 dB.

Dieser Beitrag erschien bereits in der Funkschau 17/76.

Literatur

1. Jakubowski, H.: Analyse des Programm-Materials des Hörrundfunks. Rundfunktechnische Mitteilungen, Band 15 (1971), Heft 6, Seiten 275 — 284.
2. McKnight, J. G.: The distribution of peak energy in recorded music, an its relation to magnetic Recording System. Journal of the Audio Engineering Society, Band 7 (1959), Nummer 2, Seiten 60 — 71.

GRUNDIG
electronic



Die GRUNDIG AG, Geschäftsbereich Electronic, hat den oben gezeigten Katalog aufgelegt. Dieser Katalog informiert über die verschiedenartigen Fernsehkameras, Bildwiedergabegeräte, Schalt- und Mischeinrichtungen sowie Übertragungstechniken, die zur Planung und Einrichtung von modernen Fernsehanlagen zur Verfügung stehen.

Er gibt auch Auskunft über Videorecorder und Datensichtgeräte. Alle Artikel sind übersichtlich dargestellt und detailliert erläutert.

Dieser Gesamtkatalog wird gegen Voreinsendung der Schutzgebühr von DM 5.— auf das Postscheckkonto Nr. 36379-850 Postscheckamt Nürnberg mit dem Vermerk „Katalog Prof. Fernsehen“ versandt.

VZ 71 und AZ 71

**zwei Bausteine zur Einkopplung von Video- und Audio-
signalen in Farbfernsehgeräte ohne Netztrennung**

Video-Zusatz VZ 71 und Audio-Zusatz AZ 71 sind zwei Bausteine, die die direkte Einkopplung von Video- und Audiosignalen in Farbfernsehempfänger ermöglichen, die keine Netztrennung haben. Der VZ 71 wird in den Empfänger eingebaut. Ohne die übrige Funktion des Gerätes zu stören, erlaubt er die videofrequente Einspeisung eines Fernsehsignals. Geräte, die mit dem VZ 71 ausgerüstet sind, erhalten deshalb den Zusatz „VM“ — Video-Monitor —, z. B. GRUNDIG Super Color 1510 VM oder GRUNDIG Super Color 6205 VM.

Der Baustein AZ 71 gestattet zusätzlich zur Einkopplung eines Videosignals die Einkopplung eines Audiosignals. Dieser Baustein ist ein selbständiges Gerät und kann an beliebiger Stelle einer Anlage eingefügt werden.

Beide Bausteine ermöglichen den Aufbau eines sehr preisgünstigen Übertragungs- und Wiedergabe-Systems für Farbfernsehsignale und zugehörige Audiosignale.

Farbfernsehempfänger haben normalerweise keine Netztrennung, d. h. Chassis und somit die Schaltung eines solchen Gerätes sind im Betrieb leitend mit dem Netz verbunden. Die berührbaren Antennenbuchsen sind über Trennkondensatoren, gegebenenfalls vorhandene Kopfhörer- oder Lautsprecherbuchsen über kleine Trenntransformatoren von der Schaltung und damit vom Netz getrennt.

Soll für Sonderanwendungen ein Videosignal und evtl. zusätzlich ein Audiosignal in einen Farbfernsehempfänger eingekoppelt werden, sind Schutzmaßnahmen erforderlich, die die sichere Trennung zwischen Einspeisestelle und Netz gewährleisten. Im einfachsten Fall ist das ein Netztrenntransformator für das gesamte Gerät. Es ist dann lediglich eine kleine Zusatzschaltung erforderlich, die den Empfänger von Normalbetrieb auf Wiedergabe eines videofrequent eingespeisten Fern-

sehsignals umschaltet. Der Nachteil ist, daß der notwendige Netztrenntransformator sehr groß ist. Deshalb ist dieses Verfahren bei den kleineren Portable-Geräten praktisch nicht anwendbar.

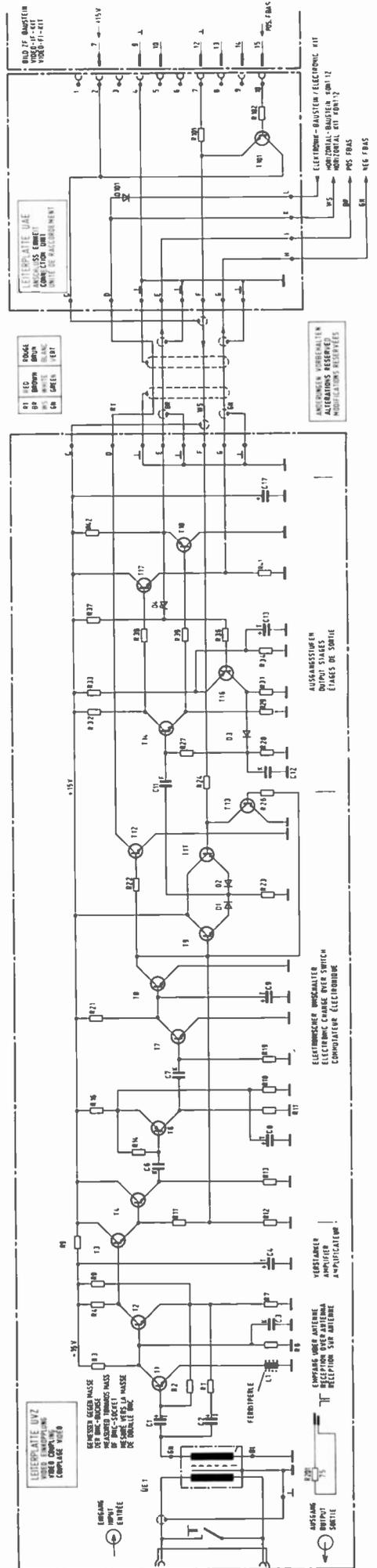
Eine andere Möglichkeit ist der Einsatz von Videotrenntransformatoren. Solche Signaltransformatoren lassen sich wegen ihrer geringen Abmessungen auch in kleinere Farbfernsehgeräte gut einbauen. Die erforderliche große Bandbreite von etwa 1 Hz bis über 5 MHz wird durch zusätzliche Verstärker erreicht. Für eine evtl. Audioeinkopplung kann der Videotrenntransformator mitbenutzt werden, wenn das Audiosignal in Form eines 3,5-MHz-FM-Signals zuvor dem Videosignal überlagert wurde.

Der Video-Zusatz VZ 71

Der Videozusatz VZ 71 enthält einen Videotrenntransformator mit nachfolgendem Verstärker. Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung. Der Transformator ist entsprechend den Sicherheitsvorschriften für eine Prüfspannung von 4000 V_{eff} ausgelegt. Seine Eingangswicklung besteht aus drei Windungen einer spannungsfesten Koaxialleitung, deren Abschirmung mit der Schaltungsmasse verbunden ist. Durch diese Maßnahme wird eine sehr große Gleichtakterdrückung erreicht, die bei 5 MHz immer noch größer als 50 dB ist.

Der mit zwei HF-Transistoren (T 1 und T 2) bestückte eigentliche Verstärker ist so stark gegengekoppelt, daß sein Eingangswiderstand verschwindend klein wird. Der Gegenkopplungszweig R 1 — C 2 ist noch vor dem Eingangstrennkondensator C 1 angeschlossen. Durch diese Maßnahme wird der Übertragungsbereich zu sehr tiefen Frequenzen hin erweitert, da die Gegenkopplungsspannung am Kernwiderstand des Transformators mit abnehmender Frequenz immer kleiner wird.

Bild 1 Schaltplan VZ 71



Der Arbeitswiderstand R 4 am Kollektor von T 2 bestimmt die Verstärkung. Er ist so gewählt, daß die Signalspannung am Kollektor von T 2 bereits größer als $3 V_{SS}$ ist. Da dieser Punkt relativ hochohmig ist, trennt der Emitterfolger T 3 die nachfolgenden Schaltungsteile vom eigentlichen Verstärker. Der Arbeitswiderstand des Transistors T 1 ist als Spannungsteiler ausgebildet. Durch diese Maßnahme wird eine eventuelle niederfrequente Schwingneigung unterdrückt. Der Widerstand R 8 bestimmt den Arbeitspunkt des Verstärkers. Er ist so gewählt, daß der Verstärker auch bei stark unterschiedlichen Stromverstärkungsfaktoren des Transistors T 1 noch im linearen Teil seiner Aussteuerkennlinie arbeitet.

Der Eingangsübertrager arbeitet praktisch im Kurzschluß. Sein Eingangswiderstand ist im gesamten Übertragungsbereich so klein, daß der mit der Eingangswicklung in Serie liegende Abschlußwiderstand R 201 alleine den Eingangswiderstand bestimmt. Die Rückflußdämpfung ist bis $10 \text{ MHz} \geq 30 \text{ dB}$. Deshalb können bedenkenlos mehrere Geräte hintereinander geschaltet werden, wobei nur am letzten Gerät die gesamte Kette durch den dortigen Abschlußwiderstand abgeschlossen wird. Parallel zur Eingangswicklung des Übertragers liegt — unmittelbar an den Anschlußbuchsen — ein Schalter, mit dem die Eingangswicklung überbrückt werden kann. Als Anschlußbuchsen wurden BNC-Buchsen gewählt, die ausreichende mechanische Festigkeit mit ausgezeichnete elektrischer Qualität verbinden.

Wird kein Eingangssignal auf den Eingang des VZ 71 gegeben oder ist die Eingangswicklung durch den parallelliegenden Schalter kurzgeschlossen, schaltet der Video-Zusatz den Farbfernsehempfänger automatisch auf Normalbetrieb um. In diesem Fall wird nur das ihm zugeführte Antennensignal wiedergegeben. Das positive FBAS-Ausgangssignal des Bild-ZF-Bausteins (mit überlagertem 5,5-MHz-FM-Signal) wird am Anschlußpunkt 15 abgenommen und über den Trennemitterfolger T 101 und den Entkopplungswiderstand R 24 auf den Schalttransistor T 11 des elektronischen Umschalters gegeben. T 11 ist bei Normalbetrieb leitend, T 9 gesperrt, so daß das FBAS-Ausgangssignal des Bild-ZF-Bausteins an R 23 weitergegeben wird.

Wird jedoch ein Eingangssignal auf den Eingang des VZ 71 gegeben, steuert der Verstärker über den Trennemitterfolger T 4 das Ampitendensieb T 6 — T 7 an. Bereits Ein-

gangsspannungen von 0,2 bis $0,5 V_{SS}$ genügen, um den Kollektor von T 7 nach Masse durchzuschalten. In diesem Fall ist T 8 gesperrt und T 13 leitend. Damit wird das FBAS-Ausgangssignal des Bild-ZF-Bausteins hinter dem Entkopplungswiderstand R 24 nach Masse kurzgeschlossen. Auf den Widerstand R 23 gelangt statt dessen über den Entkopplungswiderstand R 11 und den jetzt leitenden Schalttransistor T 9 des elektronischen Umschalters das Ausgangssignal des Verstärkers. T 11 ist gesperrt.

Am Kollektor von T 8 ist zusätzlich der Transistor T 12 angeschlossen, dessen Kollektor nach Masse durchgeschaltet wird, wenn am Emitter von T 3 ein ausreichend großes Ausgangssignal zur Verfügung steht. Damit wird der Horizontal-Baustein des Farbfernsehempfängers auf kleine Regelzeit-Konstante umgeschaltet (Recorderbetrieb). Die Trenndiode D 101 verhindert Rückwirkungen auf den Elektronik-Baustein.

Vom Ausgangspunkt des elektronischen Umschalters (R 23) wird dessen Ausgangssignal über C 11 auf die Basis des Transistors T 14 gegeben. Am Emitter von T 14 wird ein positives FBAS-Signal über den Ausgangsemmitterfolger T 18 abgenommen, am Kollektor von T 14 ein negatives FBAS-Signal über den Ausgangsemmitterfolger T 17. Der Arbeitspunkt des Ausgangsverstärkers wird über eine Regelschaltung mit Differenzverstärker so nachgesteuert, daß der Synchronpegel auch bei Änderung des Signalmittelwertes praktisch konstant bleibt. Dazu ist am Emitter von T 18 der Transistor T 16 angeschlossen, dessen Emitter auf konstantem Potential liegt. Nur die Synchronimpulse öffnen den Transistor T 16, so daß an seinem Kollektor — stark vergrößert — die Synchronimpulsspitzen des Ausgangssignals zur Verfügung stehen. Über den Haltekreis D 3 — (R 28 // C 12) wird aus diesem Signal eine Spannung erzeugt, die über den Entkopplungswiderstand R 27 die Basis von T 17 so nachsteuert, daß der Synchronpegel am Ausgang konstant bleibt. Die Z-Diode D 4 vergrößert hierbei den Aussteuerbereich des Differenzverstärkers T 16. Diese Schaltung, die als „weiche Klemmschaltung“ bezeichnet wird, regelt niederfrequente Übertragungsfehler des Eingangstransformators ebenso aus, wie etwa dem Signal überlagerte Brummstörungen. Bei Übertragung eines V-Rechtecks ist die Dachschräge kleiner als 3%. Der Eingangskondensator C 11 der Ausgangsstufen ist so bemessen, daß die Dachschräge eines H-Rechtecks ebenfalls kleiner als 3% ist.

Von den Emitterfolgern T 17 und T 18 werden die beiden Ausgangssignale auf die Stufen des Fernsehempfängers gegeben, die im ungeänderten Gerät das positive bzw. das negative Ausgangssignal des Bild-ZF-Bausteins weiterverarbeiten. Die normalerweise an den Anschlußpunkten 14 und 15 des Bild-ZF-Bausteins angeschlossenen Leiterbahnen werden beim Einbau des VZ 71 in den Fernsehempfänger durchgetrennt.

Die Betriebsspannung von $+15 \text{ V}$ liefert der Farbfernsehempfänger. Sie wird am Anschlußpunkt 7 des Bild-ZF-Bausteins abgegriffen. Die Stromaufnahme beträgt $55 \dots 65 \text{ mA}$. Der Anschluß erfolgt über die abgesetzte Leiterplatte UAE, die auf die lötlseitigen Anschlußstifte des Bild-ZF-Bausteins aufgelötet wird.

Der Video-Zusatz VZ 71 hat keinerlei Einstellorgane. Wird auf seinen Eingang ein Videosignal gegeben, schaltet der VZ 71 den Farbfernsehempfänger automatisch auf Wiedergabe dieses Signals um. Die Verstärkung des VZ 71 ist so bemessen, daß die an den Farbfernsehempfänger abgegebenen Signale ihre Sollgröße von jeweils $3 V_{SS}$ erreichen, wenn dem Eingang des VZ 71 ein normgerechtes positives Videosignal von $1 V_{SS}$ zugeführt wird, durch die Eingangswicklung des Übertragers also ein Signalstrom von $1 V_{SS} : 75 \Omega = 13,3 \text{ mA}_{SS}$ fließt. Ist das betreffende Gerät in eine Kette mehrerer Geräte eingeschaltet, kann es durch Kurzschließen der Eingangswicklung des Übertragers durch den parallelliegenden Schalter zwangsweise auf Wiedergabe eines HF-mäßig empfangenen Signals umgeschaltet werden.

Bild 2 zeigt die Schaltung der Leiterplatte UVZ, Bild 3 den in ein Farbfernsehgerät vom Typ Super Color 6205 eingebauten Video-Zusatz VZ 71.

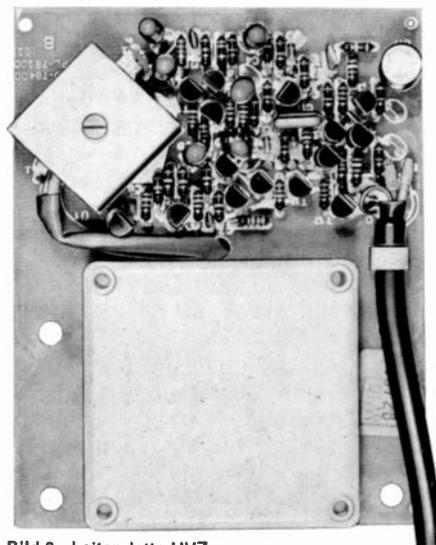


Bild 2 Leiterplatte UVZ

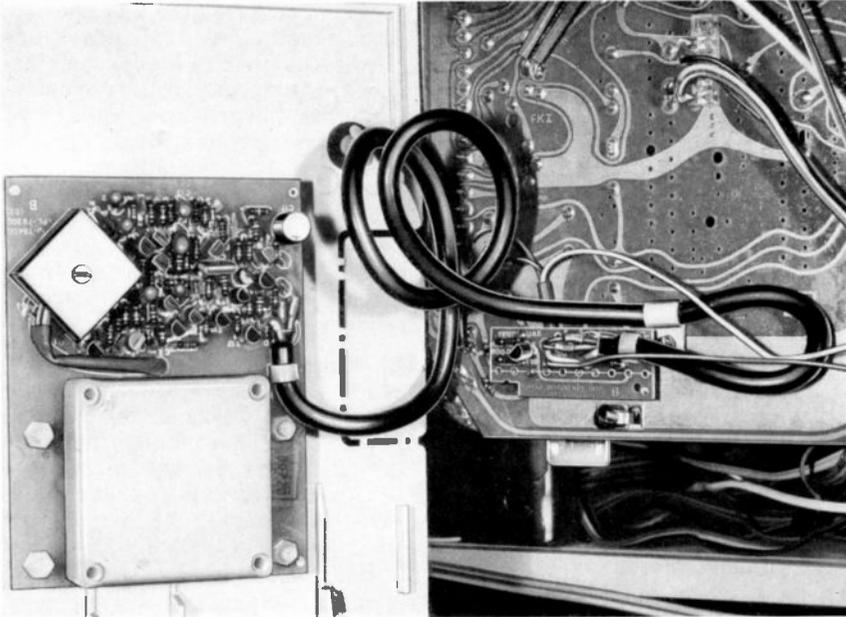


Bild 3 VZ 71 eingebaut in Super-Color-Farbfernsehgerät

Der Audio-Zusatz AZ 71

Soll zusätzlich zum Videosignal ein Audiosignal in den Farbfernsehempfänger eingekoppelt werden, so bietet sich als besonders einfache Lösung die Überlagerung des Videosignals mit einem 5,5-MHz-Träger an, der durch das Audiosignal in seiner Frequenz moduliert ist. Das kombinierte Signal, das dem Empfänger zur Weiterverarbeitung angeboten wird, entspricht weitestgehend dem normalen Ausgangssignal des Bild-ZF-Bausteins bei HF-Betrieb. Selbstverständlich müssen aus dem Videosignal vor der Überlagerung mit dem 5,5-MHz-FM-Signal alle 5,5-MHz-Anteile herausgefiltert werden, um Störungen sicher zu vermeiden. Im Fernsehempfänger werden beide Signale voneinander getrennt und das FM-Signal im Ton-ZF-Baustein demoduliert.

Durch dieses Verfahren ergibt sich ein besonderer Vorteil für größere Anlagen, in denen mehreren Empfängern ein und dasselbe Videosignal und Audiosignal zugeführt werden soll. Es ist lediglich am Anfang der in Serie geschalteten Empfänger ein 5,5-MHz-Modulator erforderlich, um alle Geräte mit dem kombinierten Signal zu versorgen.

Der 5,5-MHz-FM-Modulator, das 5,5-MHz-Filter für den Videozweig, die notwendigen Verstärker und eine Stromversorgungsschaltung sind in dem Audio-Zusatz AZ 71 zusammengefaßt. Bild 4 zeigt seine Schaltung.

In den Videozweig ist ein Tiefpaß mit einer ersten Polfrequenz von 5,5 MHz eingefügt. Seine Nutzbandsbreite beträgt 4,8 MHz. Die durch den Tiefpaß unvermeidlich hervorgerufenen Laufzeitverzerrungen im Durchlaßbereich werden durch den nachgeschalteten Allpaß mit entge-

gegengesetztem Laufzeitgang wieder ausgeglichen. Bis 4,8 MHz schwankt die Summenlaufzeit um einen mittleren Wert von etwa 450 ns. Die Schwankungen sind bei niedrigen Frequenzen sehr klein und erreichen erst in der Nähe der Grenzfrequenz ihre größten Werte mit etwa -60 und $+85$ ns. Da der Eingangswiderstand und der Ausgangswiderstand des Filters in der Nähe der Grenzfrequenz erheblich vom Wellenwiderstand abweichen, sind dem Filter Trennverstärker vor- und nachgeschaltet, die sowohl am Eingang als auch am Ausgang für eine ausreichend große Rückflußdämpfung von mehr als 30 dB sorgen, so daß bedenkenlos längere Leitungen angeschlossen werden können. Der Wellenwiderstand des Filters braucht deshalb auch nicht an den Wellenwiderstand der Leitungen angepaßt zu werden. Um mit nicht zu großen Kondensatoren arbeiten zu müssen, wurden die Anpassungswiderstände des Filters zu 270Ω gewählt. Die durch die Anpassungsschaltungen entstehenden Übertragungsverluste gleicht der Ausgangsverstärker wieder aus.

Vor dem Ausgangsverstärker wird dem Videosignal, aus dem durch den Tiefpaß alle Frequenzanteile um 5,5 MHz entfernt wurden, das 5,5-MHz-FM-Signal zugeführt, aus dem seinerseits durch den Schwingkreis L 7 alle störenden Oberwellen herausgefiltert wurden. Dieses Signal wird im 5,5-MHz-FM-Modulator erzeugt und über den Emitterfolger T 6 und den Koppelkondensator C 14 auf den Abschlußwiderstand R 9 des Videofilters gegeben. Der auf 5,5 MHz freischwingende Oszillator T 8 wird durch die kapazitiv an den Oszillatorschwingkreis L 8 angekoppelte Diode D 4 in seiner Frequenz moduliert. Die Modulationsspannung erhält D 4 über den Entkopplungswiderstand R 32 vom Audioverstärker, der mit den Transistoren T 9 und T 7 bestückt ist. Der Emitterfolger T 9 sorgt für einen ausreichend großen Eingangswiderstand des Audiozweiges. Deshalb können gegebenenfalls auch hochohmige Quellen direkt angeschlossen werden. Der mögliche Eingangsspannungsbereich ist mit $0,1 \dots 2 V_{\text{eff}}$ sehr groß. Der Spannungsteiler am Emitter von T 9 ermöglicht die Anpassung des eigentlichen Audioverstärkers T 7 an die unterschiedlichsten Eingangsspannungen. T 7 verstärkt das ihm angebotene Signal, wobei der parallel zum Emitterwiderstand R 17 liegende Kondensator C 16 die nötige Preemphasis mit einer Zeitkonstanten von $50 \mu\text{s}$ bewirkt (die Ton-ZF-Bausteine haben eine gegenläufige Deemphasis, so daß über alles ein praktisch konstanter Frequenzgang entsteht): Der Vorwiderstand R 23 begrenzt den ansteigenden Frequenzgang der Verstärkung auf eine Grenzfrequenz von etwas mehr als 15 kHz, damit nicht evtl. überlagerte hochfrequente Rauschspannungen unnötigerweise mitverstärkt werden.

Video- und Audioeingang entsprechen den Festlegungen nach DIN 45482 (Entwurf), d. h. beide Eingänge sind in einer gemeinsamen 6-poligen Buchse nach DIN 45322 zusammengefaßt. Der AZ 71 ist damit für den direkten Anschluß an Recorder geeignet. Über die gemeinsame An-

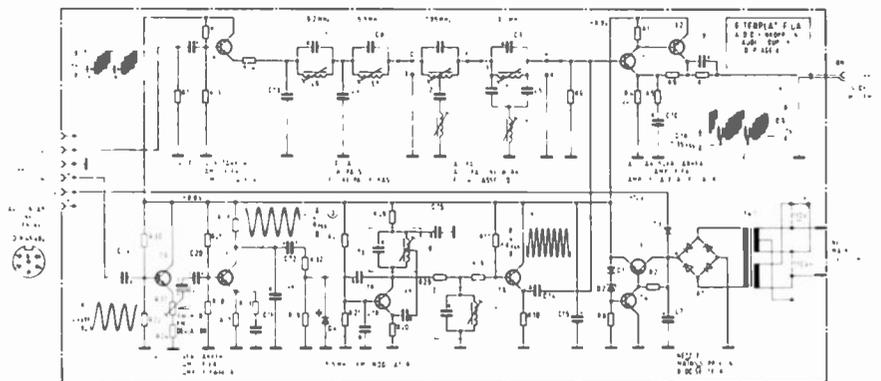


Bild 4 Schaltbild AZ 71

...se kann der Zusatz vom aus mit der notwendigen annung versorgt werden. "alle genügt es, den AZ 71 Recorder-Anschlußkabel" Recorder zu verbinden. Der ir das kombinierte Video-5-MHz-FM-Signal ist eine e, so daß die Verbindung ig eines VZ 71 über ein mit BNC-Steckern ver-Ω-Kabel erfolgt.

... 71 nicht notwendiger r an einem Recorder be- den muß, ist ein zusätz- eil eingebaut, das bei ab- betrieb oder bei Betrieb ler die Stromversorgung Der dauernd kurzschluß- ansformator TR 1 kann umgeschaltet werden, Z 71 an 100...125 oder /-Netzspannung betrie- kann. Die gleichgerich- rspannung wird auf den C 7 gegeben. Auf den densator gelangt übr- e bei Recorderbetrieb er gelieferte Versor- ng, wobei die Diode Gleichrichter GR 1 eine ng sicher verhindern. öllig ohne Bedeutung, l an einem Recorder : oder gar an beiden betrieben wird. Die g an C 7 schwankt stark.

...schwingende 5,5-MHz- pannungsschwankun- urde der eigentlichen AZ 71 eine einfache schaltung mit den 3 und T 4 vorgeschal- bsspannung beträgt der Stabilisierungs- 8,8 V.

...stellwiderstand R 31 io-Zusatz AZ 71 kei- gselemente. Dieser } am jeweiligen Auf- i der Erstinbetrieb- stellt werden, daß zhub von ± 30 kHz gibt. Zur Einstellung leich mit einem nor- IF-Signal, wobei der mit dem Video-Zu- gerüstete Farbfern- requentem auf HF- altet wird. R 31 wird laß in beiden Be- der gleiche Laut- entsteht. (Achtung! Fernsenders ist net, da bei ihm der 11 kHz beträgt!)

... kann in unmittel- Recorders aufge- wird dabei zweck- er ein Recorder- it dem Recorder

verbunden. Das Gehäuse des AZ 71 hat vier Gummifüße, die für festen Stand sorgen.

Der AZ 71 kann aber auch an der Rückwand des mit dem Video-Zusatz VZ 71 nachgerüsteten Farbfernsehempfängers befestigt werden. Befestigungsteile liegen jedem AZ 71 bei. In diesem Fall ist der Recorder normalerweise weiter entfernt, so daß der AZ 71 über das mitgelieferte Netzkabel zur Stromversorgung an das Netz angeschlossen werden kann. Die Verbindung zwischen AZ 71 und VZ 71 erfolgt über ein ebenfalls beigefügtes 50 cm langes BNC-BNC-Kabel.

Als dritte Möglichkeit ergibt sich selbstverständlich ein völlig getrennter Aufbau, bei dem der AZ 71 an beliebiger Stelle untergebracht wird. Ein oder mehrere Farbfernsehempfänger werden über 75-Ω-Kabel am Ausgang des AZ 71 angeschlossen, wobei bei mehreren Empfängern das Signal jeweils an den Eingängen der VZ 71 durchgeschleift wird. Nur der letzte VZ 71 ist dann mit einem 75-Ω-Widerstand abgeschlossen.

Das Videosignal und das Audiosignal erhält der AZ 71 über getrennte Leitungen. Jedem AZ 71 liegt für diese Anschlußart ein Adapter-

kabel bei, das den getrennten An- schluß eines Videosignals an einer BNC-Buchse und eines Audiosignals an einer 5-poligen Buchse nach DIN 41 524 (3 + 5 gegen 2 beschaltet) ge- stattet.

Soll innerhalb einer größeren Kette von Farbfernsehempfängern, die alle mit einem Video-Zusatz VZ 71 aus- gerüstet sind, von einer bestimmten Stelle ab ein anderes Audiosignal (z. B. Erklärungen in einer Fremd- sprache) dem bereits vorhandenen Videosignal hinzugefügt werden, ist an dieser Stelle ein weiterer Audio- Zusatz AZ 71 in die Kette einzu- schalten, auf den dann das neue Audiosignal gegeben wird.

Trotz des relativ großen schaltungs- technischen Aufwands konnte der AZ 71 auf einer nur 57,5 x 115 mm großen Leiterplatte aufgebaut wer- den. Er ließ sich deshalb in ein Ge- häuse aus schlagfestem Polystyrol einsetzen, das die Abmessungen 65 x 40 x 120 mm hat. Bild 5 zeigt die Leiterplatte UAZ, die bereits in das Gehäuseunterteil eingesetzt ist. Bild 6 zeigt den AZ 71 an der Rück- wand eines Farbfernsehgerätes vom Typ Super Color 6205 VM befestigt und mit dem Eingang des VZ 71 ver- bunden.

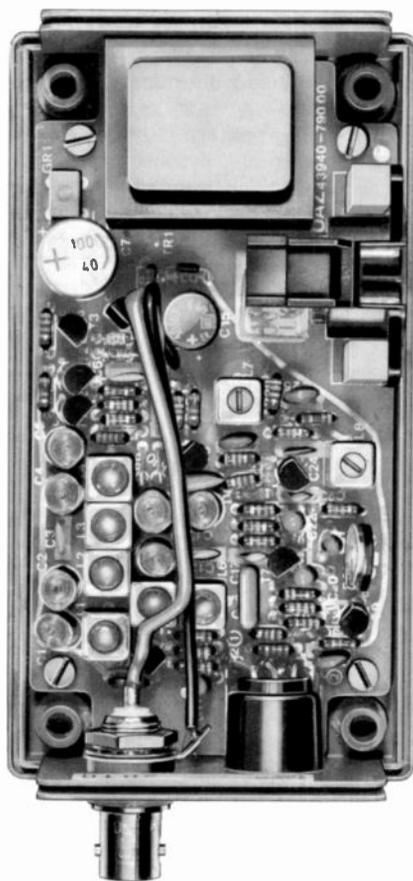


Bild 5 Leiterplatte UAZ

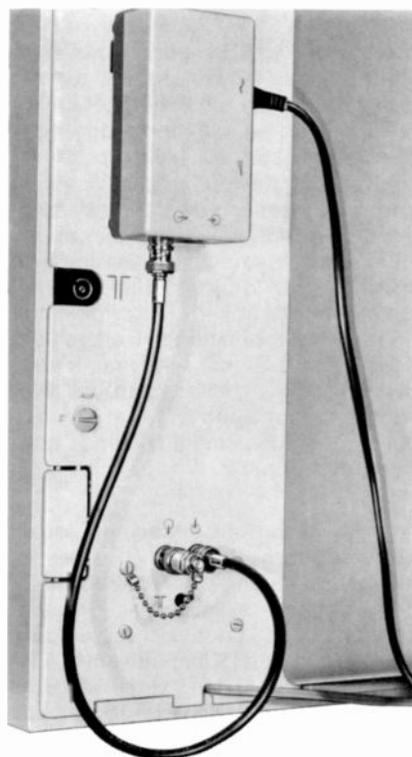


Bild 6 AZ 71 auf Rückwand aufgesetzt

Synchronex SX 33

Ein Baustein zur Fremdsynchronisation von Fernsehkameras

Beim Betrieb mehrerer Fernsehkameras — z. B. als Livekameras, Film- und/oder Diaabtaster — in Verbindung mit einem Videorecorder besteht nicht selten der Wunsch, die einzelnen Videosignale miteinander zu mischen. Für eine einwandfreie Mischung jedoch ist es unerlässlich, die einzelnen Bildsignalquellen synchron zu betreiben, so daß die richtige Phasenlage der Horizontal- und Vertikalimpulse gegeben ist.

Zu diesem Zweck müßte jeder Bildsignalquelle ein Synchronisiersignal zugeführt werden. Da Videorecorder aufgrund ihrer — noch — zu großen Zeitfehler nicht horizontalfrequent synchronisiert werden können, werden sie als synchronisierende Bildsignalquellen verwendet.

Als Synchronisierquellen kommen natürlich auch alle anderen Geräte, wie Fernsehkameras, öffentliches Fernsehen usw. in Frage, die normgerechte BAS-, FBAS- oder S-Signale liefern.

Aus dem (F)BAS-Signal einer Synchronisierquelle werden die für die Synchronisation von Fernsehkameras geeigneten Signale abgeleitet. Synchronex SX 33 (Bild 1) ist für eine solche Anwendung vorgesehen und so konzipiert, daß ein anliegendes (F)BAS-Signal die synchrone Erzeugung der verschiedenen Impulse bewirkt, was durch eine Signallampe angezeigt wird (Anzeigelampe Fremdsynchronisation). Bei fehlendem (F)BAS-Signal wird auf Internbetrieb umgeschaltet, darüber hinaus ist eine Sperrung der Fremdsynchronisation möglich und auch fernsteuerbar.

In Verbindung mit einfachen Verteilerverstärkern (z. B. FIV-Platte) ist dieser Baustein zum Aufbau kompakter und preiswerter Fernseh-Taktgeber geeignet. So ist er z. B. Bestandteil der Kompaktregie AVR 1000, die in einer der nächsten GRUNDIG Technische Informationen beschrieben wird. Als mögliche weitere Anwendung wäre auch der direkte Einsatz in FA-32-Anlagen denkbar, um diese durch (F)BAS-Signale zu synchronisieren. Dabei könnte der eingebaute Taktgeber (FT-Platte) unmittelbar ersetzt werden (eine Verdrahtungs-Änderung wäre jedoch erforderlich), da Syn-

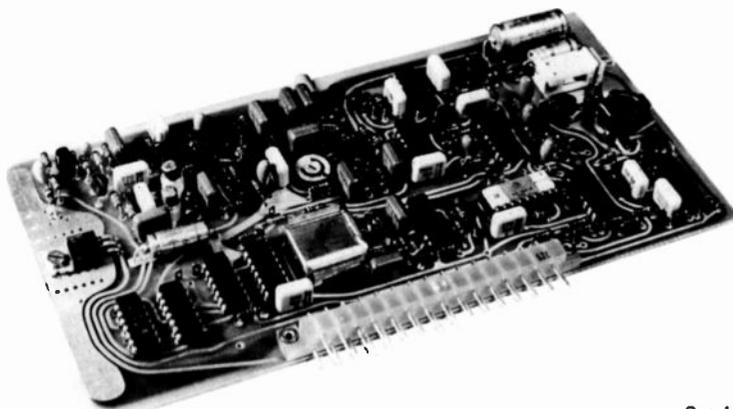


Bild 1
Synchronex SX 33

chronex SX 33 nicht nur das Synchronsignal, sondern auch das Ausstastsignal sowie Horizontal- und Vertikalimpulse abgibt.

Funktionsweise

Die einzelnen Schaltungsgruppen sind auf einer steckbaren Leiterplatte angeordnet und als Blockschaltbild in Bild 2 wiedergegeben.

Die Basis bildet der Taktgeber, dessen Taktfrequenz, bei Fremdsynchronisation durch das (F)BAS-Signal, von dem über entsprechende horizontal- und vertikalfrequente Phasenvergleichsschaltungen nachgesteuerten Oszillator erzeugt wird. Fehlt dieses extern zugeführte Signal, so wird automatisch auf den internen Quarzoszillator umgeschaltet. Eine entsprechende Schaltung wird aus dem externen H-Impuls abgeleitet.

Schaltungsdetails

Im Amplitudensieb (S-Separator) wird aus dem (F)BAS-Signal das zur Weiterverarbeitung erforderliche Synchronsignal abgetrennt.

Dieses Synchronsignal (S-Signal) setzt sich aus horizontal- und vertikal-frequenten S-Impulsen zusammen. Wie aus den Impulsdigrammen A und B (Bild 3) für das erste und zweite Teilbild zu ersehen ist, wird der Vertikalimpuls durch Impulse mit halber Horizontalimpulsperiode unterbrochen. Darüber hinaus gehen ihm sogenannte Ausgleichsimpulse (Trabanten) voran bzw. folgen ihm nach.

Durch diese Impulsfolge im Bereich des Vertikalimpulses werden von Teilbild zu Teilbild gleiche Bedingungen für die Gewinnung des V-Synchronimpulses mittels Integration geschaffen. Andererseits können diese Ausgleichsimpulse auf einfache Weise unterdrückt werden, um die für den H-Phasenvergleich erforderlichen H-Synchronimpulse abzuleiten. Hierzu wird mit dem S-Signal ein monostabiler Multivibrator (H-Separator) angesteuert, dessen Impulsbreite so gewählt wurde, daß alle während der „V-Lücke“ auftretenden Halbzeilen-Trabanten unterdrückt werden (Bild 3). Das Aus-

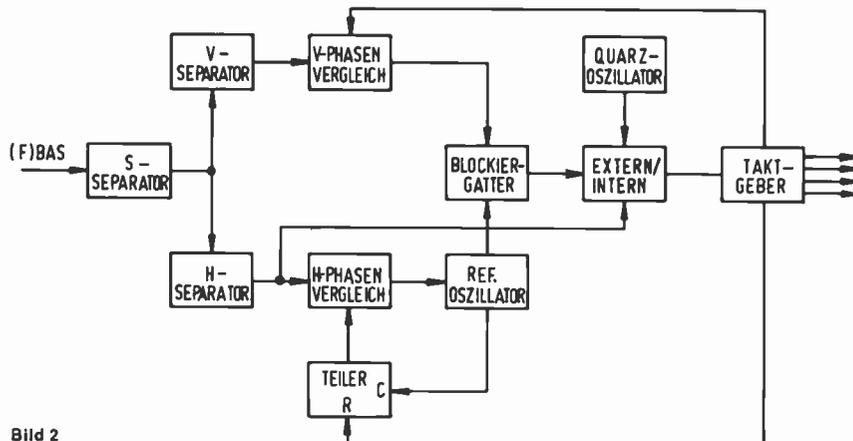
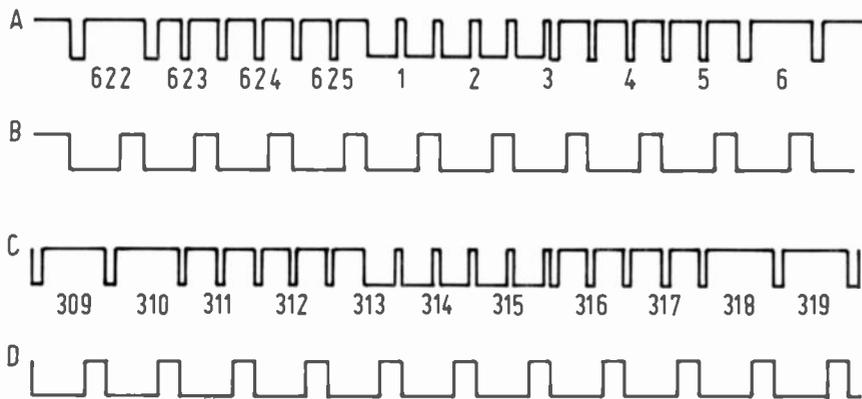


Bild 2
Blockschaltbild



A und C: S-Signal des 1. bzw. 2. Teilbildes
B und D: Ausgangssignale des H-Separators

Bild 3 Trabantenunterdrückung

gangssignal wird über einen Impulsformer der H-Phasenvergleichsschaltung T 12 zugeführt und dort mit der Trapezspannung verglichen, die aus den internen H-Impulsen, mit Hilfe des Schalters T 16 und des als Konstantstromquelle geschalteten Transistors T 14 erzeugt wird (Bild 4). Die dem Ausgang des H-Phasenvergleichs entnommene Regelspannung (Bild 5) wird über einen Impedanzwandler zur Nachsteuerung des Referenz-Oszillators eines astabilen Multivibrators verwendet.

Durch den Phasenvergleich von internen und externen H-Impulsen ist die exakte Phasengleichheit dieser Impulse gewährleistet. Infolge der Verkopplung von Horizontal- und Vertikalfrequenz, die ja Vorausset-

zung für das angebotene (F)BAS-Signal ist, weist die Phase zwischen internen und externen V-Impulsen somit ebenfalls einen konstanten, jedoch von den Anfangsbedingungen abhängigen und damit willkürlichen Wert auf. Die Phasengleichheit dieser Impulse kann nur über einen V-Phasenvergleich mit entsprechender Beeinflussung der Taktfrequenz erreicht werden. Hierzu wird aus dem Synchronsignal, das am Ausgang des S-Separators zur Verfügung steht, über eine Integrationsschaltung (V-Separator) der externe V-Impuls gewonnen. Nach einer Impulsformung, bei der die durch die Integration bedingte Verzögerung berücksichtigt wird, werden externer und interner V-Impuls Koinzidenzgatter zugeführt, die mit Hilfe von H-Impulsen

(Bild 6) die V-Impulse des zweiten Teilbildes unterdrücken.

Warum das erforderlich ist, soll im folgenden näher erläutert werden: Bei allen Zeilenormen mit Zwischenzeile wird das Gesamtbild in zwei Teilbilder zerlegt, die so versetzt sind, daß die Zeilen des zweiten Teilbildes zwischen die Zeilen des ersten fallen. Welche zeitliche Zuordnung müssen nun die Vertikalimpulse zu den Horizontalimpulsen aufweisen, wenn bei der Synchronisierung der Ablenkgeräte ein Zwischenzeilenraster zustandekommen soll? Nehmen wir an, die Vorderflanke des ersten Vertikalimpulses stimmt mit der Vorderflanke des ersten Horizontalimpulses überein. Würde der nächste Vertikalimpuls ebenfalls mit einem Horizontalimpuls zusammenfallen, so wäre das zweite Teilbild mit dem ersten in der Lage auf dem Bildschirm identisch. Während des Ablaufs einer Zeile bewegt sich der Elektronenstrahl auf der Bildröhre in vertikaler Richtung um einen Zeilenabstand des Teilbildes bzw. um den doppelten Zeilenabstand des Vollbildes weiter. Der zweite Vertikalimpuls muß daher, zeitlich gesehen, gegenüber den Horizontalimpulsen um den halben Zeilenabstand eines Teilbildes, also um eine halbe Horizontalimpulsperiode versetzt sein.

Für alle ungeraden Zeilenzahlen ist dies gewährleistet. Bei 625 Zeilen folgt der Vertikalimpuls des zweiten Teilbildes nach 312,5 Zeilen (siehe Bild 3). Sollen also interne und externe V-Impulse einer Phasenvergleichsschaltung zugeführt werden, so müssen es notwendigerweise die Impulse des gleichen Teilbildes sein, weshalb entweder die des ersten oder — wie in Bild 6 gezeigt — die des zweiten Teilbildes unterdrückt werden.

Den V-Phasenvergleich übernimmt ein RS-Flip-Flop, das bei Nicht-Koinzidenz der beiden V-Impulse durch den internen V-Impuls gesetzt wird und über ein Blockiergatter die Taktimpulse sperrt. Die Frequenzteilung des nachgeschalteten, integrierten Taktgebers wird daraufhin so lange unterbrochen, bis der externe V-Impuls die Blockierung durch Rücksetzen aufhebt (Bild 7). Durch die Unterbrechung der Frequenzteilung für eine Zeit, die der Phasenverschiebung des internen zu externen V-Impulses entspricht, wird auf diese Weise Phasengleichheit erreicht.

Der H-Phasenvergleich wird hierdurch nicht gestört, da die Phasenverschiebung der V-Impulse und damit die Taktfrequenzblockierung nach Bild 6 einem ganzzahligen Vielfachen der H-Impulsperiode entsprechen.

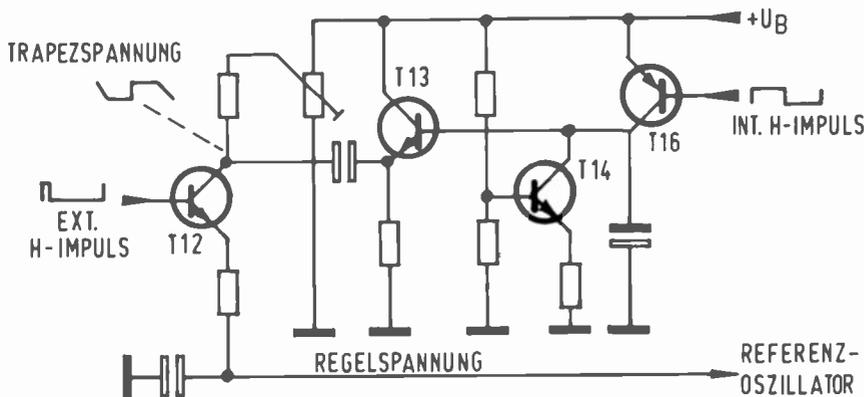


Bild 4 Phasenvergleichsschaltung

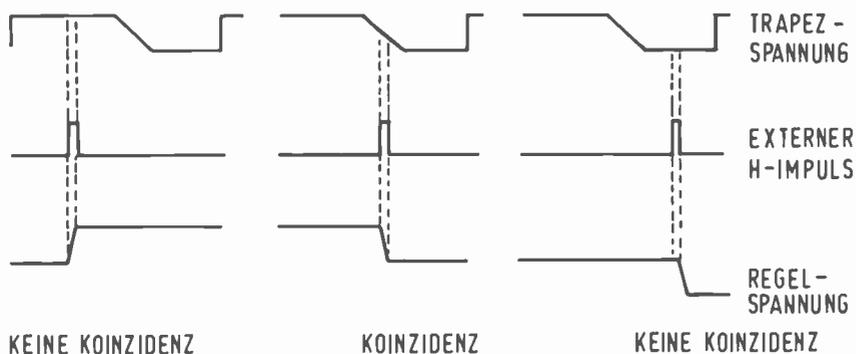
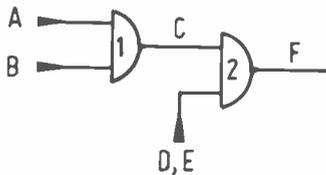
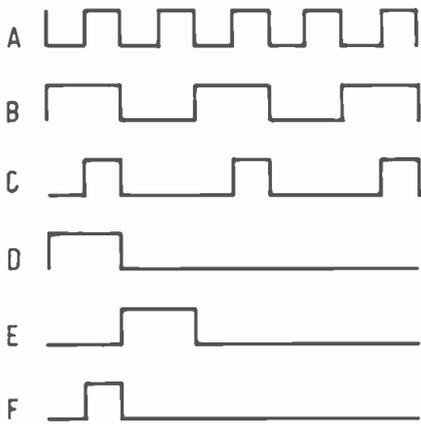
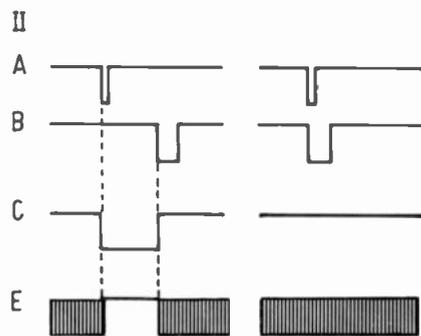
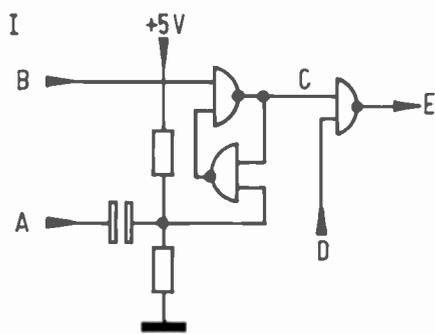


Bild 5 Regelspannung der H-Phasenvergleichsschaltung



- A = 31 250 Hz
- B = 15 625 Hz
- C = Ausgang Gatter 1
- D, E = V-Impulse des 1. bzw. 2. Teilbildes
- F = Ausgang Gatter 2

Bild 6 Unterdrückung der V-Impulse des 2. Teilbildes



- I = RS-Flip-Flop mit Blockiergatter
- II = Impulsdiagramm
- A = interner V-Impuls
- B = externer V-Impuls
- C = Ausgang RS-Flip-Flop
- D = Taktimpulse
- E = Taktimpulse nach Blockiergatter

Bild 7 V-Phasenvergleich

Während der Blockierung der Frequenzteilung, die bis zu zwei Vertikalperioden, der Dauer eines Vollbildes entsprechend, andauern kann, darf der H-Phasenvergleich nicht unterbrochen werden. Aus diesem Grund kann der interne H-Impuls hierfür nicht aus dem integrierten Taktgeber abgenommen werden,

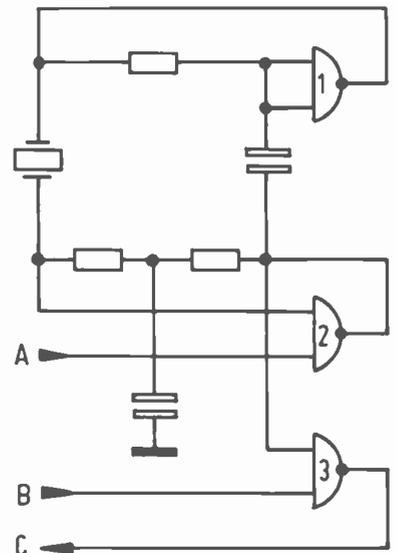
sondern wird über einen 48er Teiler unmittelbar aus der Taktfrequenz erzeugt. Um die Koinzidenz der beiden internen H-Impulse zu gewährleisten, wird dieser Teiler mit dem H-Impuls aus dem Taktgeber gesetzt.

Zur Gewinnung der für die automatische Extern-Intern-Umschaltung erforderlichen Gleichspannung wird mit den Ausgangsimpulsen des H-Separators ein wiedertriggerbarer, monostabiler Multivibrator angesteuert. Mit der am Ausgang anliegenden Schaltspannung wird der Quarzoszillator gesperrt und der Referenzoszillator freigegeben. Gleichzeitig wird die Anzeigelampe für Fremdsynchronisation eingeschaltet. Bei fehlendem (F)BAS-Signal wird in analoger Weise der Referenzoszillator gesperrt und der Quarzoszillator freigegeben.

Die Schaltung des Quarzoszillators wird mit drei NANDgattern realisiert, wobei Gatter 3 gleichzeitig zum Umschalten der Taktimpulse von Quarz- bzw. Referenzoszillator dient (Bild 8).

Für die Bildzerlegung mit 625 Zeilen beträgt die Taktfrequenz 750 kHz und entspricht dem normalen Betriebsfall, sofern die Videosignale der durch Synchronex SX 33 syn-

chronisierten Kameras mit dem Videosignal des öffentlichen Fernsehens oder eines Videorecorders gemischt werden sollen. Auf diese Zeilennorm ist der Baustein serienmäßig eingestellt. Er kann jedoch auf andere Normen, die den technischen Daten zu entnehmen sind, umgestellt bzw. umgerüstet werden.



- A = Schaltspannung
- B = Taktimpulse des Referenzoszillators
- C = Taktimpulse nach Umschaltgatter

Bild 8 Quarzoszillator

Technische Daten für Synchronex SX 33

Schaltbild: Seite 795

Stromversorgung	+ 10 V + 24 V für Anzeigelampe
Leistungsaufnahme	4 W
Temperaturbereich	- 10° C ... + 40° C
Bildzerlegung	625 Zeilen umstellbar auf 525 Z, umrüstbar auf 735/875 Z mit Rüstsatz 9.43209-1810 umrüstbar auf 312 Z
Fremdsynchronisation	Extern-intern-Umschaltung automatisch mit Anzeige
Umschaltzeit	≤ 10 ms
Synchronisierzeit für V	≤ 40 ms
Phasenverschiebung zwischen internen und externen H/V-Impulsen	≤ 1 μs (bei normgerechtem S-Signal mit Trabanten, sonst ist V-Phasenlage abhängig vom externen V-Sync.-Impuls)
Sperrung	
Fremdsynchronisation	fernsteuerbar
Eingangssignale	
(F)BAS-Signal	1 V _{SS} positiv an 75 Ω normgerecht (Horizontal- und Vertikalfrequenz verkoppelt)
Ausgangssignale	
S-Signal	≤ 4 V _{SS} negativ an 1 kΩ
A-Signal	≤ 4 V _{SS} negativ an 1 kΩ
V-Impuls	≤ 4 V _{SS} negativ an 1 kΩ
HA-Impuls	≤ 4 V _{SS} negativ an 1 kΩ
H-Impuls	≤ 4 V _{SS} negativ an 1 kΩ
H-Impuls	≤ 4 V _{SS} positiv an 1 kΩ
Abmessungen	200 x 100 mm ²

Das GRUNDIG Modul-Reparaturwerk

Seit zirka einem Jahr hat im Kundendienstzentrum Nürnberg-Langwasser das Modul-Reparaturwerk seinen Betrieb aufgenommen. Seine Aufgaben und die dafür eingesetzten technischen Mittel werden im Folgenden beschrieben.

Zum besseren Verständnis sollen jedoch zunächst die hauptsächlichsten Beweggründe zur Einführung des Modulsystems und des Modulreparaturwerks angeschnitten werden:

Größere, komplizierte, technische Systeme, wie z. B. Farbfernsehgeräte, lassen sich besser fertigen, prüfen, reparieren und weiterentwickeln, wenn man sie aus einzelnen kleinen, für sich abgeschlossene Einheiten zusammensetzt. Dies wird im Hause GRUNDIG seit langem praktiziert; man denke an Tuner, ZF-Verstärker, Fernseh-Bedienteile, UKW-Mischteile usw. Diese eingelöteten Bausteine waren in ihren technischen Daten und ihrer Bauform exakt auf ein bestimmtes Gerät zugeschnitten, in das sie als fester Bestandteil eingebaut waren.

Bei der Entwicklung eines Modulsystems mußte man jedoch folgende weitaus größeren Anforderungen erfüllen, die vor allem auf die Vereinfachung des Service gerichtet wurden:

1. Module müssen mechanisch so aufgebaut sein, daß sie ohne großen Arbeitsaufwand ausgetauscht, nicht falsch angeschlossen oder verwechselt werden können. Sie wurden deshalb mit Steckkontakten und Kennstiften versehen.

2. Um die universelle Verwendbarkeit in verschiedenen Geräten zu ermöglichen und damit die Typenvielfalt der Module möglichst klein zu halten, müssen die Schnittstellen der elektrischen Verbindungen zwischen Baustein und Grundchassis so gelegt werden, daß einerseits das Modul eine für sich abgeschlossene, jederzeit austauschbare Funktionseinheit darstellt, andererseits aber durch unterschiedliche äußere Beschaltung des Bausteins eine Anpassung an die verschiedenen Gesamtsysteme gewährleistet ist. Wieweit dieses Prinzip verwirklicht ist, verdeutlicht z. B. die Tatsache, daß immerhin 6

Stück Module des Gerätes Portable SC 1510 (mit Farbdifferenzstufe) im Spitzengerät S 9250 (mit RGB-Ansteuerung, Suchlauf-Baustein usw.) wiederzufinden sind.

3. Um auf dem Markt bestehen und expandieren zu können, ist es zwingend erforderlich, laufend technische Weiterentwicklungen und Qualitätsverbesserungen einzuführen. Ein Modulsystem darf diese Entwicklung auf keinen Fall blockieren, vielmehr muß es so ausgelegt sein, daß es die praktische Anwendung neuer Erkenntnisse erleichtert. Diese Forderung erscheint auf den ersten Blick paradox, wenn man bedenkt, daß gerade die über Jahre hinweg gewährleisteteste Austauschbarkeit als ein Hauptargument für die Einführung des Modulsystems hervorgehoben wird. Tatsächlich werden auch viele Modultypen seit ihrer Einführung bis heute gefertigt und in neu entwickelte Geräte eingesetzt. Jeder dieser Bausteine hat aber im Laufe seines Bestehens eine Vielzahl von Verbesserungen erfahren.

Bei einem Gerätekonzept ohne Module wäre diese permanente technische Weiterentwicklung während der laufenden Serie in diesem Umfang aus fertigungstechnischen Gründen und mit vertretbarem Kostenaufwand nicht durchführbar. Nicht zu vergessen ist dabei, daß in vielen Fällen mit dem Austausch eines Moduls ältere Geräte auf einen neueren technischen Stand gebracht werden.

Selbst bei kleinen Ausfallquoten ist schon wegen der hohen Zahl von produzierten Modulen (bis heute über 40 Millionen Stück) ein beträchtlicher Reparaturanfall gegeben. Für eine kostengünstige, rationelle und qualitätsbewußte Reparatur dieser Einheiten sind Meß- und Prüfmittel sowie Spezialeinrichtungen erforderlich, deren Kapazitäten nur in einer zentralen Reparaturabteilung voll ausgelastet werden können. Auch der organisatorische Ablauf (Materialdisposition, Verpackung, Informationsaustausch, Arbeitsvorbereitung usw.) läßt sich in einem ausschließlich auf die Reparatur spezialisierten Betrieb am besten gestalten. Deshalb wurde im Kundendienst-Zentrum mit enormem Kostenaufwand das Modul-Reparaturwerk errichtet.

Für reparierte Bausteine gelten folgende Mindestanforderungen, die dieses Werk erfüllen muß:

1. Reparierete Module gleicher Typen müssen ebenso wie Neuteile voll kompatibel sein, d. h. in jedem Gerät jeder Geräteserie aus jedem beliebigen Fertigungszeitraum funktionstüchtig sein.
2. Die Auslieferqualität muß der eines neu gefertigten Teiles entsprechen.
3. Es muß sichergestellt sein, daß Langzeitfehler erfaßt und beseitigt sind.
4. Die zu erwartende Lebensdauer für ein repariertes Modul muß gleich der eines Neuteils sein.
5. Reparierete Bausteine müssen dem neuesten Stand der Entwicklung entsprechen, wenn damit technische Verbesserungen verbunden sind, d. h. wichtige Schaltungsänderungen müssen eingebaut sein.
6. Der äußere optische Eindruck des Bausteins darf ein bestimmtes Niveau nicht unterschreiten, er darf also nicht „verbastelt“ sein.
7. Die bei der Reparatur des Moduls gewonnenen Erkenntnisse müssen ausgewertet werden und als Hilfsmittel bei der Weiter- und Neuentwicklung von Bausteinen zur Verfügung stehen.

Es liegt auf der Hand, daß man die Einhaltung dieser Forderungen nicht allein dem Fachhandel zumuten kann, zumal dafür bei vielen Bausteinen verhältnismäßig aufwendige Spezialvorrichtungen benötigt werden.

Der fertigungsmäßige Ablauf im Modulreparaturwerk beginnt bereits mit dem Eingang der von den GRUNDIG Niederlassungen und Werksvertretungen zurückgesandten Module. Die Module werden sortiert und über ein automatisiertes Buchungssystem erfaßt, in das auch Daten über die Auslieferung der Module, die Materialbewegung usw. eingegeben werden. Hierdurch werden Informationen für eine vorausschauende Planung des für die Reparatur erforderlichen Einsatzes von Personal, Material und Arbeitshilfsmitteln — z. B. Meß- und Prüfgeräte — gewonnen. Anschließend erfolgt die Sichtkontrolle, bei der unreparierbare Module ausgeschieden werden (z. B.

Plattenbruch, verbastelte Teile o. ä.). Anschließend werden die Bausteine gereinigt. Zwei Kreisförderanlagen, die alle Transporte von Materialien und Modulen zwischen den Prüf- und Reparaturplätzen und der Verpackung erledigen, befördern die Bausteine an den ersten Arbeitsplatz, an dem alle notwendigen Änderungen eingebaut werden, um diese auf den neuesten Entwicklungsstand zu bringen. So werden z. B. ältere Electronic-Bausteine mit Steckerstiften zum Anschluß des Uhr-Bausteins versehen, um die Kompatibilität zwischen alt und neu zu erhalten. Ebenso wird bei diesem Baustein ein bisher liegend angebrachter Hochlastwiderstand senkrecht gestellt, um die Wärmeabfuhr noch zu verbessern. Wird z. B. erst während der Serie erkannt, daß bestimmte Bauteile zu Störungen neigen können, so werden derartige Teile dort generell ausgetauscht.

Vor allem für Electronic-Bausteine und für Telepilot-Geber, die viele mechanische Funktionsgruppen enthalten, werden für die anschließende mechanische Reparatur verschiedene Spezialvorrichtungen eingesetzt, z. B. zum Wechseln defekter Spindelreiter, verkrazter oder verschmutzter Widerstandsbahnen, zum Aus- und Einbau der kompletten Widerstandswannen mit Bandumschaltern, zum Aus- und Einbau von Drucktasten der Telepilot-Geber usw.

Je nach Aufbau und Fehlerhäufigkeit wird bei einigen Bausteinen bereits nach der mechanischen Reparatur eine erste Zwischenprüfung eingelegt. Bei den genannten Electronic-Bausteinen mit ihren vielen mechanischen Einstellorganen kontrolliert man z. B. alle Funktionen der Widerstandswanne. Auf einer Prüfvorrichtung werden gleichzeitig alle Widerstandswerte zwischen den Abgriffen der Widerstandsbahn und dem Fußpunkt gemessen (je nach Type 4, 7, 8 oder 12 Werte), wobei ein Motor alle Spindeln synchron antreibt, so daß der gesamte Widerstandsbe- reich überstrichen wird. Die gemessenen Werte werden über einen Multiplexer einem Fernsehmonitor zugeführt, auf dem dann 4, 7, 8 oder 12 senkrechte weiße Balken sichtbar sind, deren Länge proportional dem jeweiligen Widerstandswert ist. Auf diese Weise können auch sonst nicht erkennbare Fehler an der Widerstandswanne festgestellt werden (z. B. Kratzer, Haarrisse, Verschmutzung, zu geringer Kontaktdruck, verbogene Spindel, blockierte Reiter, Unterbrechungen an Spindelkontakten usw.). Außerdem ist dabei der Widerstandsverlauf der einzelnen Kammern problemlos zu kontrollieren. Bild 1 zeigt diesen Prüfplatz.

Bild 1
Wannenprüfgerät
mit Multiplexer



Als nächste Station sind die elektrischen Reparaturplätze zu nennen, wo die Bausteine in Kugelgelenkadapter eingespannt werden, um diese auch während der Reparatur in jede gewünschte Lage bringen zu können (Bild 2). Je nach Typ sind die Module an spezielle Prüfadapter mit entsprechenden Signal- und Stromversorgungseinheiten oder an umgerüstete Fernsehgeräte angeschlossen, wobei die stromzuführenden Leitungen über mA-Meter und Überlastschutzschaltungen laufen. Die Eingangsspiegel, Impulszeiten, Betriebsspannungen und Belastungen der Bausteine sind dabei so ausgelegt, daß sie den ungünstigsten Betriebsbedingungen entsprechen. Nach einem Prüfplan werden alle Funktionen des Bausteines durchgeprüft. Als Kontrollorgane dienen z. B. die Fernsehgeräte mit Programm-

und Skaleneinblendung, zusätzliche Nixie-Anzeigeeinheiten, die Strommesser, Voltmeter, Oszillographen, Frequenzzähler, Sichtgeräte, Kontrolldrucker usw., aus deren Ausgabedaten sich direkt auf das defekte Bauteil schließen läßt. Da die Prüflinge meist unter voller Betriebsspannung stehen, werden die Arbeitsplätze mit besonderen Sicherheitseinrichtungen ausgestattet, wie Trenntrafos, Fehlerstromschalter, Sicherungsautomaten, isolierter Fußboden usw. Bild 3 zeigt den Reparaturplatz für den Uhr-Baustein.

Nach der elektrischen Reparatur werden die Bausteine auf Langzeitfehler untersucht. Der Umfang und die Dauer dieser Prüfung richtet sich nach der Anfälligkeit für Langzeitfehler des betreffenden Modultyps. Bei einigen Bausteinen genügt eine



Bild 2 Reparaturplatz mit Kugelgelenkadapter (Farbbaustein)



Bild 3 Reparaturplatz Uhrbaustein (Helzeinschub in Bildmitte)

Aufheizphase von ca 10 Minuten Dauer, in einem „Helzeinschub“ am Reparaturplatz; für andere Module stehen Vorheiz- und Dauerprüfstationen zur Verfügung, in denen gleichzeitig eine größere Anzahl von Prüflingen über einen längeren Zeitraum betrieben werden. Ein Teil der Bausteintypen wird in einem Wärmeschrank auf Übertemperatur gebracht, wodurch die Prüfzeit verkürzt werden kann.

Bei dem Electronic-Baustein wird beispielsweise die Temperaturtrift der Tunerabstimmspannung während eines Langzeittests untersucht. Dazu wird der Baustein zusammen mit 23 weiteren Modulen dieses Typs in einen Rahmen adaptiert und automatisch an die Betriebsspannungen angeschlossen. Mit einer Genauigkeit von $> 0,1\text{‰}$ mißt und speichert die durch Microprozessoren gesteuerte Anlage insgesamt 312 Spannungswerte (12 Abstimmspannungen, eine Zenerspannung pro Modul), wobei die Electronic-Bausteine ständig von Programm 1 bis 12 durchgeschaltet werden. Ein Warmluftgebläse erhitzt nun die Prüflinge langsam, während die Messungen wiederholt und immer wieder mit den Anfangswerten verglichen werden. Sobald an irgend einer Stelle der zulässige Grenzwert überschritten wird, drückt ein Schnelldrucker die entsprechenden Werte mit Angabe von Baustein und Positionsnummer aus, wodurch das defekte Bauteil exakt lokalisiert ist. Bild 4 zeigt diese Anlage.

In ähnlicher Weise wird z. B. auch beim Uhrenbaustein 29301—043.01 verfahren, wobei die dafür eingesetzte Meßanlage in einem Durchgang 32 Prüflinge erfaßt. Auch hier bleiben die Module ständig in Betrieb, das Meßwerterfassungssystem und ein Kontrollmonitor wird reihum

von Baustein zu Baustein ebenfalls durch Microprozessoren gesteuert fortgeschaltet. Zur Messung der Frequenzdrift der Zeitbasis des Prüflings ist ein hochkonstanter thermostategeregelter Quarzgenerator als Vergleichsnormal eingebaut. Bei jedem Meßzyklus wird eine andere Betriebsart des Bausteins eingeschaltet (Programmeinblendung Programm 1, 2 usw. — Zeiteinblendung — Abstimmkala — Einblendung Bd I, Bd III, UHF usw.).

Die Anzeige eines Vergleichsuhrenbaustein wird jeweils in roter Farbe mit einblendend (die Einblendung des Prüflings ist grün), so daß bei einem fehlerfreien Baustein die gesamte Anzeige in gelber Farbe erscheint (Mischprodukt). Auf diese

Art kann man auch kleinste Fehler während des laufenden Meßprogrammes am Kontrollbildschirm erkennen, da dann sehr auffällige Farbsprünge auftreten (gelb—rot/grün). Diese Art der Fehleranzeige ist übrigens auch in allen Reparaturplätzen dieses Bausteins eingebaut (Siehe auch Bild 3).

Einer verschärften Dauerprüfung werden Bausteine unterzogen, die während des normalen Reparaturablaufes keinen Fehler zeigen, oder bei denen aufgrund der Beschreibung auf den Fehleranhänger ein Langzeitfehler zu erwarten ist. Mit dem Ausfüllen der den Austauschbausteinen beladenen Fehleranhänger kann daher auch von seiten des Handels dazu beigetragen werden, die Qualität der Module weiter zu verbessern.

Bild 5 zeigt die Dauerprüfanlage für derartige Module.

Nach erfolgreich abgeschlossenem Dauertest durchläuft jedes reparierte Modul eine nicht zum Reparaturbereich gehörige Endkontrolle. Nach einer Sichtprüfung wird der Baustein am entsprechenden Originalgerät unter Betriebsbedingungen geprüft. Auch hier sind zusätzliche Messungen wichtiger Parameter erforderlich, da die Module später ja in die verschiedensten Gerätetypen mit voneinander abweichenden Schaltungsausführungen eingebaut werden können.

Bild 6 zeigt einen Prüfplatz der Endkontrolle. Wie hier zu ersehen ist, kann die Adapterplatte in kürzester Zeit ausgewechselt und der Prüfplatz für andere Module eingerichtet werden. In diesem Beispiel wird gerade der RGB-Baustein überprüft.



Bild 4 Driftmeßanlage bei geöffneter Abdeckung des Adapterrahmens



Bild 5 Dauerprüfanlage für Module mit Langzeitfehlern

Nach Abschluß der Endkontrolle gelangen die Bausteine zur Verpackung und Auslieferung an das Kundendienst-Lager. Die Qualität der dort befindlichen Teile überwacht laufend eine unabhängige Kontrollinstanz, indem sie Stichproben entnimmt und in neue Geräte einbaut, die mehrere Tage lang betrieben werden.

Wie die Beispiele gezeigt haben, wird bei der Modulreparatur nach folgendem Grundschema verfahren: Vorsortierung — Einbau von Änderungen — mechanische Reparatur — elektrische Reparatur — Dauerprüfung — Endkontrolle — Verpackung — Stichprobenkontrolle.

Dieser Ablaufplan wird bei allen Bausteintypen eingehalten, selbstverständlich werden dabei die Besonderheiten des betreffenden Bausteines berücksichtigt, so können z. B. verschiedene Stationen zusammengefaßt oder spezifische Sonderplätze zwischengeschaltet sein.

Der verhältnismäßig hohe Prüfaufwand bei der Modulreparatur erklärt sich daraus, daß man von anderen Voraussetzungen als bei der Neufertigung von Bausteinen ausgehen muß, da dort ein großer Teil der alterungsbedingten Störungen nicht auftritt und Module nur in Zusammenhang mit der jeweils neuesten Geräteserie gefertigt werden, so daß geringe Toleranzfehler von Baustei-

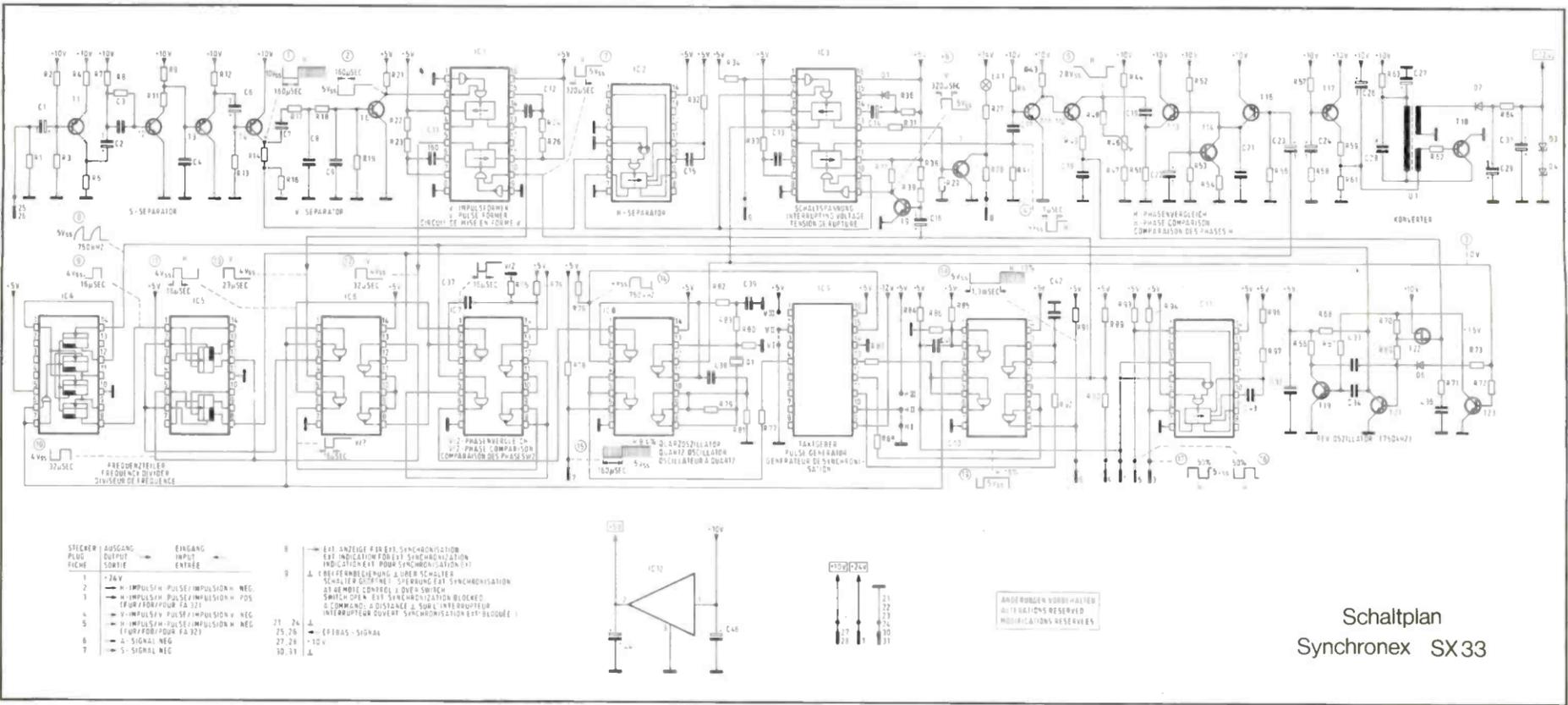
nen z. T. durch die verbesserte Schaltungstechnik der Geräte ausgeglichen werden.

Durch das stetige Anwachsen des Modulsystems auch in den Bereichen Rundfunk-, Tonband- und VCR-Geräte werden im Zuge des weiteren Ausbaus des Modul-Reparaturwerks arbeitende computergesteuerte Kontrollsysteme im größeren Maßstab eingesetzt. Allerdings müssen sie

die gesteigerten Anforderungen für reparierte Module genauso erfüllen (Langzeitfehler, zeitweise auftretende Störungen, temperaturabhängige Fehler usw.), wie die bisher eingesetzten z.T. microprozessorgesteuerten Automaten. Dadurch bleibt auch in Zukunft eine kostengünstige und gesicherte Versorgung des Marktes mit Ersatzteilen gewährleistet.



Bild 6 Prüfplatz der Endkontrolle

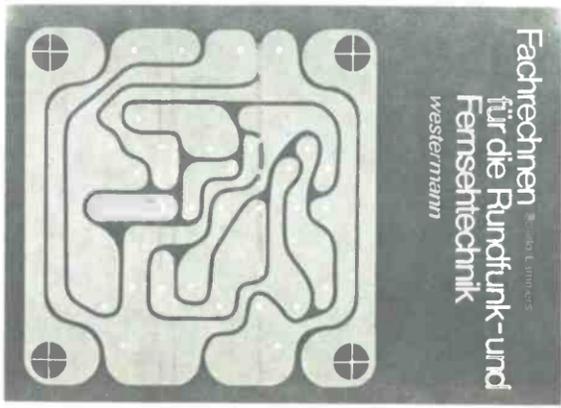


Schaltplan
Synchronex SX33

Soeben erschienen im Verlag
Westermann:

die neubearbeitete 2. Auflage
FACHRECHNEN FÜR DIE
RUNDFUNK- UND FERNSEH-
TECHNIK

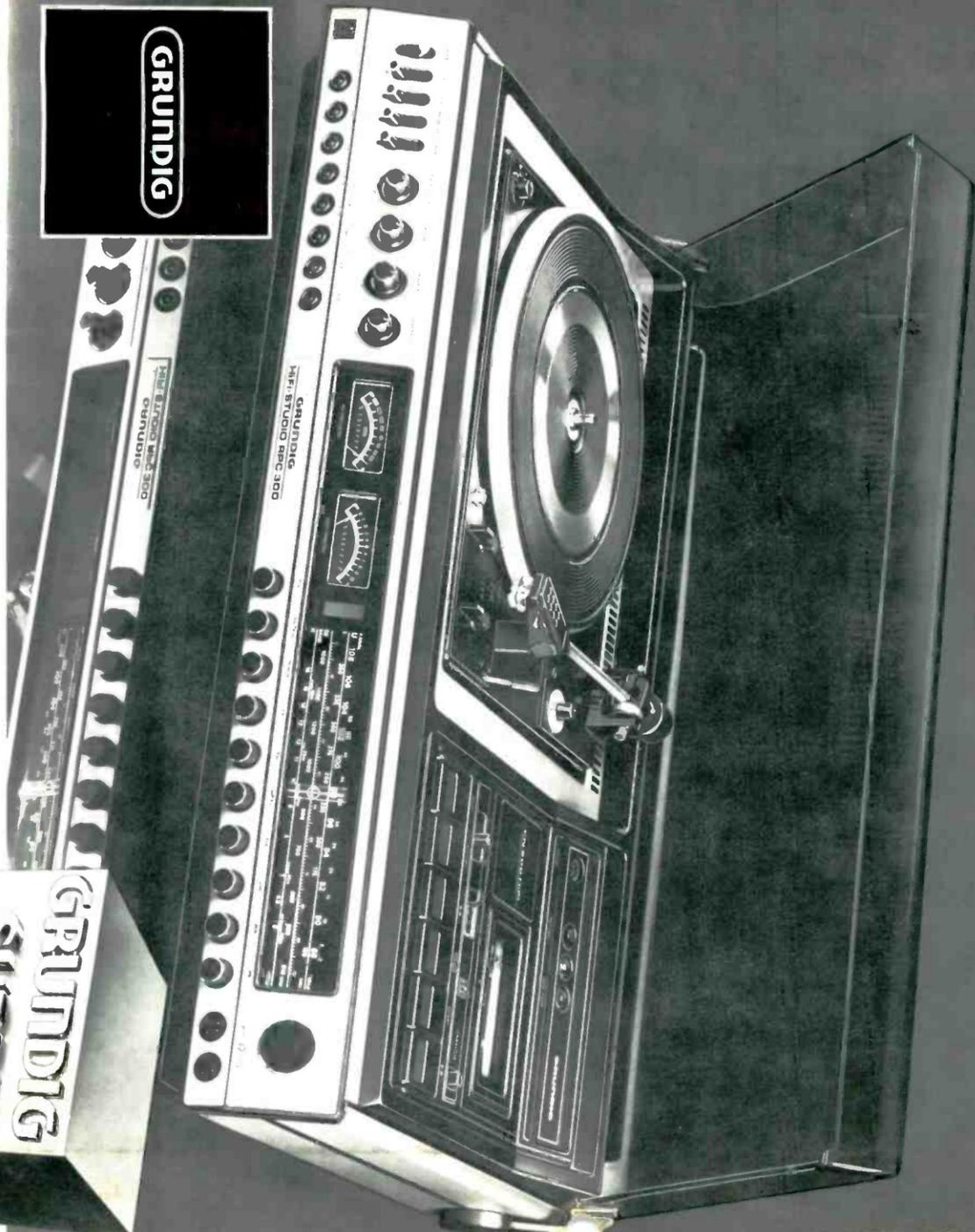
von Aloys Schillo/Reinhold Lammer's
180 Seiten, kartoniert mit zahlreichen
Abbildungen.
Ein Ergebnishft ist in Vorbereitung.



Der Inhalt ist auf die Ausbildungs-
berufe „Nachrichtengerätemechaniker“ und „Funktelektroniker“ abgestimmt.

Die zweite Auflage ist gegenüber der ersten um einige für die Nachrichtentechnik weniger wichtige Aufgaben gekürzt. Dafür sind neue aus den Bereichen „Messen“ und „Wärmequellen“ sowie „Transistoren“, „Begrenzerdiode“ hinzugekommen. Ein echter Bezug zur Praxis ist dadurch gewährleistet, daß die Daten für die Aufgaben dieses Buches fast ausschließlich Tabellen und Schaltungen elektronischer Geräte entnommen sind. Das Buch vermittelt dem mathematisch Vorgebildeten durch die vielen Beispiele und Formeln eindeutige Erkenntniswerte. Aber auch dem, der im Umgang mit Formeln noch keine ausreichende Erfahrung besitzt, wird es weiterhelfen, weil am Anfang jeden Abschnittes gelöste Rechenbeispiele das Ganze verstehen helfen und damit schmackhaft machen. Diese Beispiele ermöglichen in Sonderfällen auch das Nacharbeiten des Unterrichtsstoffes. Die lose beigefügten Seiten mit Kennlinienfeldern von Transistoren und Röhren sind für die freie Auswertung im Unterricht vorgesehen.

**GRUNDIG Super HiFi -
denn HiFi ist für alle da.**



HiFi-Studio RPC 300

Dieses Dreiweg-Studio vereinigt Stereo-Receiver, Cassette-Deck und Plattenspieler zu einer Kompaktanlage von perfekter HiFi-Qualität.
Weg 1: Ein Steuerteil mit 2 x 50 Watt und Sensoren für acht UKW-Stationen. Dazu je zwei Kopfhörer- und Tonbandanschlüsse. Außerdem viele andere Ausstattungsdetails, die keineswegs selbstverständlich sind. Ein Steuerteil, das die HiFi-Norm DIN 45500 noch bei weitem übertrifft.

Weg 2: Das Cassette-Deck mit Aufnahme-Automatik. Umschaltbar auf drei Bandsorten. (Damit Sie die phantastischen Klangeigenschaften der neuen Ferro-Chrom-Cassetten ausnutzen können.) Keine Frage, daß dieses Cassette-Deck die HiFi-Norm erfüllt.
Weg 3: Der Plattenspieler Dual 1226. Er ist gleichfalls für hohe Ansprüche. Ein hochwertiger HiFi-Wechsler mit dem bewährten Shure-System M 75-D. Alle drei Wege sind optimal aufeinander

abgestimmt. Soviel HiFi, so elegant verpackt und so günstig im Preis. Beschreibung im nächsten Heft.

**GRUNDIG
SUPER
HiFi**