

# GRUNDIG



## Technische Informationen 1/2-'80

Fachberichte aus dem Hause Grundig  
zur Electronic, Video- und Audiotechnik



## Inhaltsübersicht

Heft 1/2 - 80

27. Jahrgang

HiFi-Technik	Seite
T 5000, ein mikroprozessorgesteuerter HiFi-Tuner mit digitaler Abstimmung nach dem PLL-Verfahren	3
Frequenzsynthesizer in GRUNDIG-Rundfunkgeräten der Spitzenklasse	8
Die Handabstimmung des T 5000	16
Das Tunoscope des T 5000	18
Schaltplan des T 5000	19
Microcomputer und Peripherie im T 5000	28
Digitaler Frequenzähler-Modul	37
Das Tunoscope im R 2000/R 3000/T 3000	38
V 5000, ein HiFi-Vollverstärker nach DIN 45 500	41
Die Endstufe des V 5000	45
Schaltplan V 5000	50
MXV 100, ein HiFi-Vorverstärker im Mini-Format	79
Der Mini-Tuner MT 100	83
<b>Cassettengeräte-Technik</b>	
Neues Verstärkerkonzept bei HiFi-Cassettengeräten	58
CF 5000, ein preiswertes Cassettendeck der 100-mm-Serie	60
CF 5500 – ein Cassetten-Tape-Deck der Spitzenklasse	65
MCF 500, ein HiFi-Cassetten-Frontlader der Mini-Serie	70
MCF 600, ein Super-Recorder im Mini-Format	74
<b>Autosuper-Technik</b>	
HiFi im Auto	88
Die GRUNDIG-Autoaktivbox L/U 300	90
<b>Meßgeräte-Technik</b>	
Gleichlaufanalysator GA 1000, ein wichtiges Meßgerät für den Service an Tonband- und Videogeräten	95
<b>Service-Technik</b>	
Mikrofilm-Übersicht Stand Febr. 1980	203
<b>Allgemeines</b>	
Ein wichtiges Teil der Rundfunk-HiFi-Anlage: die Antenne	85
Was ist Outsert-Technik?	101
Welche GRUNDIG-HiFi-Anlage empfehlen Sie Ihren Kunden?	103



## GRUNDIG TECHNISCHE INFORMATIONEN

Zeitschrift für Electronic,  
Radio-, Fernseh- und Tonband-Technik  
Herausgeber: GRUNDIG AG  
Technisches Schrifttum  
Kurgartenstraße 37, 8510 Fürth  
Fernruf: (09 11) 70 37 82 (Bezieherkartei)  
(09 11) 70 37 92 (Redaktion)  
Redaktion: W. Kopper

### 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 24,- 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 4,- DM.

Herausgabedatum März 1980

Druck: Courier Druckhaus Ingolstadt

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

Änderungen vorbehalten!

## Sehr geehrter Leser der TI!

Mit dem vorliegenden Heft 1/2-80 der „GRUNDIG Technische Informationen“ stellen wir Ihnen die ausgefeilten Techniken der neuen GRUNDIG-HiFi-Komponenten vor. Sie werden in diesem Heft zwar teilweise die sonst üblichen Gesamtschaltpläne vermissen, die Autoren der einzelnen Beiträge haben dann aber dafür Sorge getragen, daß durch Einfügen von Schaltungsauszügen und Blockschaltbildern an den geeigneten Stellen das Verständnis nicht geschmälert wird.

Wegen des großen Umfangs wurde diese Ausgabe als Doppelnummer gestaltet, die wesentlichen Beiträge dieses Heftes sind:

die Beschreibung des  $\mu C$ , des Tunoscopes, der Schaltungstechnik der Handabstimmung und des Frequenzsynthesizers unseres Spitzentuners T 5000. Anschließend folgt die Beschreibung weiterer Baugruppen, welche in anderen Receivern oder HiFi-Tunern Anwendung finden.

Der Spitzenverstärker des GRUNDIG-HiFi-Programmes, der V 5000, wird komplett beschrieben.

Des Weiteren werden verschiedene Cassettendecks (sowohl der 100-mm-Baustein- als auch der 50-mm-Mini-Serie) vorgestellt, Schaltungsbeschreibungen von Baugruppen der Mini-Serie runden diesen Komplex ab.

Außerdem finden Sie in diesem Heft Anmerkungen zur Antennenanlage als wichtiges Bauteil einer HiFi-Rundfunkanlage, Hinweise auf HiFi im Auto mit einer Vorstellung der Auto-Aktivbox LU 300.

Für den Service wird noch der Gleichlaufanalysator GA 1000 beschrieben, der ein wichtiges Meßgerät zur Pflege und Wartung von HiFi-Bandgeräten darstellt.

Am Ende des Heftes finden Sie in Tabellenform die Kombinationsmöglichkeiten unserer HiFi-Komponenten.

Auf eine generelle Vorstellung unseres gesamten HiFi-Programmes in den TI haben wir verzichtet, da seit Ende Januar 1980 die GRUNDIG-Revue mit dem neuen High-Fidelity-Programm greifbar ist und sicher auch beim GRUNDIG-Fachhändler aufliegt.

Für Privatbezieher der TI: Die GRUNDIG-Revuen gibt es kostenlos bei allen GRUNDIG-Niederlassungen und -Werksvertretungen sowie beim GRUNDIG-Fachhändler.

# GRUNDIG T 5000 ein mikroprozessorgesteuerter HiFi-Tuner mit digitaler Abstimmung nach dem PLL-Verfahren

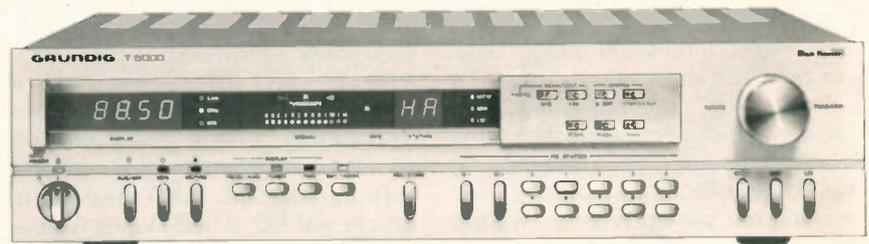


Bild 1 Vorderansicht des HiFi-Tuners T 5000

Schon rein äußerlich zeigt der T 5000 (Bild 1) durch seine größere Anzahl von Drucktasten, daß mehr in ihm steckt, als der Begriff „Tuner“ vermuten läßt. Es sind dies:

24-Stunden-Digitaluhr mit 4-MHz-Quarzeitbasis

24-Stunden-Schaltuhr mit je einer Ein- und Ausschaltzeit

Additionsstoppuhr 0–999 min.

Als Bedienungskomfort des Tunerteiles wären zu nennen:

30 Stationstasten im Intermix belegbar, d. h. volle Freiheit in der Wahl des Wellenbereiches, in dem die Tasten belegt werden sollen. Magnetisch rastende Handabstimmung mit drei zusätzlichen Speichern; je einer für UKW, MW und LW. Diese drei Speicher übernehmen beim Belegen oder Sortieren der 30 Stationspeicher die wichtige und bequeme Funktion eines Merkspeichers.

Automatisch einschaltender Schnellgang bei forciertem Drehen des Handrades im U- und MW-Bereich.

Tunoscope mit fünf Abstimmkriterien.

Frequenz oder Kanalanzeige.

Muting zum Unterdrücken des Rauschens zwischen den Sendern oder zum Schutz der Hochtonlautsprecher bei Senderausfall.

Feldstärkeanzeige  $0 \div 3000 \mu\text{V}$  durch 13fach-LED-Zeile.

An weiteren nützlichen Einrichtungen wären zu nennen:

Steuersignal zum Einschalten nachgeschalteter Geräte, z. B. V 5000 oder XV 5000 mit A 5000.

Niederohmiger NF-Ausgang mit festem Pegel und DIN-Buchse, angepaßt an alle GRUNDIG-Verstärker der 100-mm-Serie.

Niederohmiger NF-Ausgang mit variablem Pegel ( $-12 \div 0 \div +5,5 \text{ dB}$  vom Festpegel), verfügbar an einer DIN-Buchse sowie an zwei Cinch-Buchsen zum Anschluß an Verstärker internationaler Bauart. 75- $\Omega$ -Koa-Antennenbuchse mit AM-FM-Weiche.

Der eigentliche Zweck eines Tuners bei allem erwünschten Komfort ist natürlich der Empfang und die Umsetzung von HF-Signalen in NF-Signale.

Auch hier hat der T 5000 einiges an Tradition und Aufwand, gepaart mit einer fast einmaligen Service-Freundlichkeit, aufzuweisen (Bild 2).

Wie schon bei den damals berühmten Tunern RT 50, RT 40 und RT 100

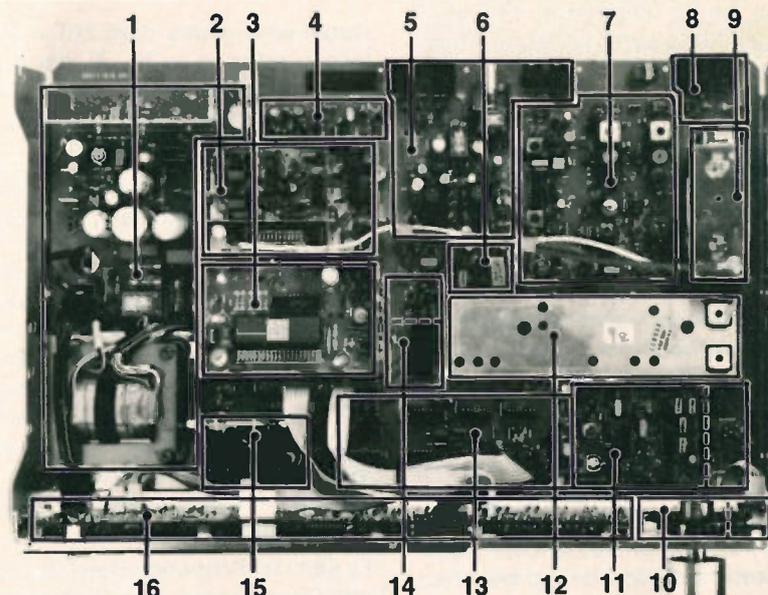


Bild 2 Innenansicht des T 5000

- |                                 |  |
|---------------------------------|--|
| 1 Netzteil                      | 10 Handrad mit Optokoppler   |
| 2 Synthesizer                   | 11 Tunoscope mit Feldstärkeauswertung  |
| 3 $\mu$ -Prozessor              | 12 ZF-Verstärker mit PLL-Decoder   |
| 4 Ein/Aus-Geräuschunterdrückung | 13 Handrad- und Schnellgangauswertung einschließlich Stummschaltungsauswertung |
| 5 NF-Verstärker mit Pilotfilter | 14 Bereichsumschalter  |
| 6 NF-Umschalter für AM/FM       | 15 Batterieeinschübe   |
| 7 AM-Teil                       | 16 Bedienungsteil mit Displays und LED-Anzeigen                                |
| 8 Antenneneingänge              |  |
| 9 FM-Mischteil                  |  |

ist auch beim T 5000 ein vollkommen vom FM-Teil getrenntes AM-Teil vorgesehen. Diese Trennung reicht von der Antennenweiche bis zu den Tiefpässen, die getrennt für AM und FM vorhanden sind. Es kann deshalb nicht von einem Allbereichstuner gesprochen werden, sondern von zwei Tunern in einem Gehäuse mit gemeinsamen Netzteilen und den NF-Ausgangsstufen.

In den einzelnen Stufen des T 5000 werden zum größten Teil Schaltungen oder Module aus anderen GRUNDIG-Spitzengeräten verwendet. Diese Detailschaltungen wurden teilweise verbessert oder an die Belange des T 5000 angepaßt. Eine genaue Schaltungsbeschreibung würde somit nur eine Wiederholung aus anderer Sicht bedeuten. Es soll deshalb nur gesagt werden, warum die eine oder andere Schaltung immer noch verwendet wird oder was sie besonders auszeichnet.

Die einzelnen Stufen des T 5000:

Siehe hierzu auch: Schaltplan ab Seite 17

## 1. FM-Teil

### 1.1 HF-Spulensatz

Die HF-Verstärkung erfolgt zweistufig mit drei abgestimmten Kreisen. In der 1. Stufe wird die MOS-FET-Tetrode BF 900, in der 2. Stufe ein bipolarer Hochstrom-Transistor BF 936 verwendet. Die Umsetzung der HF in die ZF übernimmt eine als IC ausgebildete symmetrische Mischschaltung (S 042 P).

Außer einer hohen Mischsteilheit und geringem Rauschen hat diese Schaltung den Vorzug eines geringen Anteils von  $K_2$  im Ausgangsstrom (Gegentaktausgang).

Nachbarsender mit dem Abstand  $\frac{1}{2} F_z$  werden deshalb gut unterdrückt. Wegen der geringeren Selektion der HF-Kreise bei  $\Delta F = 5,35$  MHz als bei  $\Delta F = 10,7$  MHz können starke Sender bis zur Mischstufe durchdrücken. Entsteht in der Mischstufe  $K_2$ , erscheint die Störung als ZF im Ausgang und kann nicht mehr beseitigt werden ( $K_2$  von  $5,35$  MHz =  $10,7$  MHz = ZF). Der UKW-Spulensatz hat seine Bewährungsprobe bei den Testzeitschriften und in der Praxis mit Geräten wie Receiver R 48 und mit zusätzlicher Pin-Dioden-Regelung im Receiver R 40/45 sowie im RPC 400/450 bereits hinter sich und bestanden! Es wurden nur der Antenneneingang neu dimensioniert, um mit der 75- $\Omega$ -Technik – bei einem Minimum von Transformationsverlu-

sten – eine Empfindlichkeit von  $< 0,6 \mu V/75 \Omega$  für ein Rauschsignalverhältnis von 26 dB bei 40 kHz Hub zu erreichen.

### 1.2 ZF-Teil

Das ZF-Teil kommt ebenfalls aus der Linie Receiver R 40 – 48. Neu ist die enge Gruppierung des keramischen Filters. Wegen des notwendigen Versatzes zwischen Oszillatorfrequenz und der Anzeige der Empfangsfrequenz im Display muß die ZF exakt stimmen. Die Module tragen als Kennung der genauen Mittelfrequenz ein ABO, B oder CB1. ABO steht für F Mitte = 10,65 MHz, B für 10,7 MHz und CB1 für 10,75 MHz. Der Mikroprozessor wird durch entsprechende Brücken zum ZF-Teil vorprogrammiert. ABO heißt z. B. Brücke auf BO, B heißt keine Brücke und CB1 Brücke auf B1. Hervorzuheben wäre der hohe Aufwand gegenüber exotischen Geräten.

Es wird immer noch ein mit Sichtgerät und von Hand abgeglichenes 4-Kreis-Spulenfilter in der Kombination mit einem Vierfach-Keramikschwinger, der auch noch über einen Anpassungskreis angesteuert wird, aufgewandt.

Durch diesen Aufwand an Arbeit und Material sowie der Möglichkeit, die Streuung des Keramik-Filters auszugleichen, wird eine gute symmetrische Kurve erreicht.

Dabei wird nichts dem Zufall überlassen oder geprüft, ob die Kurve noch zu verkaufen ist. In den Testzeitschriften werden oft Kurven gezeigt, die Bände sprechen.

ZF-Teile mit „Nur-Keramik“ erfordern, sollen sie gut sein, eine extreme Auslese und können nur bei Kleinserien mit Erfolg verwendet werden. Soll bei einem Produkt mit Großserienstückzahl ein Stück dem anderen gleichen, kommt man an technisch aufwendigen Lösungen, wie etwa den von GRUNDIG gewählten, nicht vorbei. Die ZF-Spulen werden automatisch und so präzise gewickelt und ausgemessen, daß es keine „Einbrüche“ gibt.

Es gibt sicher heute schon Lösungen mit Quarz- oder Oberflächenfilter, die hohe Qualität ohne Spulen ermöglichen. Bei GRUNDIG muß wegen des hohen Bedarfs und der Ansprüche auf gleichbleibend hohe Qualität vorerst von solchen „Einzelösungen“ abgesehen werden.

Aufwendige Untersuchungen an ZF-Teilen haben gezeigt, daß dieses

ZF-Teil heute immer noch einen gesunden Kompromiß zwischen Klangqualität und Empfangsleistung darstellt.

Erst durch die Stabilität der jetzt mit dem PLL-Synthesizer erreichten Umsetzung der HF in die ZF wird die hohe Selektion der ZF auf Dauer voll nutzbar, ohne wegzulaufen. Die hohe Auflösung der Oszillator-Frequenz in 25-kHz-Sprünge, zusammen mit einer vom Quarz hergeleiteten Stabilität, erlaubt es, kritische Selektionssituationen „einzurasten“ und über Jahre hinweg abzuspichern.

Dem letzten verbleibenden Problem, daß zwar die ZF steht, der Demodulator aber läuft, wird mit Erfolg begegnet: Zum ersten durch einen 800 kHz breiten Demodulator, dessen Klirrminimum ca.  $\pm 50$  kHz breit ist, und zum zweiten: Es werden temperaturstabile Spulen, die mit hochwertigen Vielschichtkondensatoren im Arbeitsbereich temperaturkompensiert sind, verwendet.

1.3 Decoder TCA 4500 A (siehe Beschreibung in den TI 3/78, S. 159)

## 2. AM-Teil

Das AM-Teil wurde von den Geräten RPC 500/650 übernommen. Es wurde lediglich die Zeitkonstante in der Zuleitung der Abstimmindioden geändert. Innerhalb einer PLL-Schleife sollen keine oder nur kleine Zeitkonstanten liegen.

Die Unterdrückung der Ref.-Frequenz wird im Synthesizer vom aktiven Tiefpaß vorgenommen. Die noch vorhandene passive Siebung dient vorwiegend zur HF-Entkopplung. Es werden jedoch auch kapazitive Brumm- und NF-Einkopplungen unterdrückt. Das Tiefpaßfilter unterdrückt nur Störungen, die aus dem Phasenvergleich kommen. Einstreuungen nach dem Filter können vom Filter selbst nicht unterdrückt werden.

## 3. NF-Verstärker mit Pilot- und Hilfsträgerfilter

(Schaltungsauszug Bild 3)

Die nach dem Decoder im Signalweg liegenden Filter für den Pilotton 19 kHz (L 6/C 67) sowie zur Unterdrückung des Hilfsträgers = 38 kHz sowie der Seitenbänder von  $23 \div 53$  kHz (L 8/C 69, 72, 74) sind aufwendig und von hoher Qualität. Durch exakten Abschluß am Eingang und Ausgang (R 121/139) wird ein linealgerechter Frequenzgang bis 15 kHz erreicht (siehe Kurve

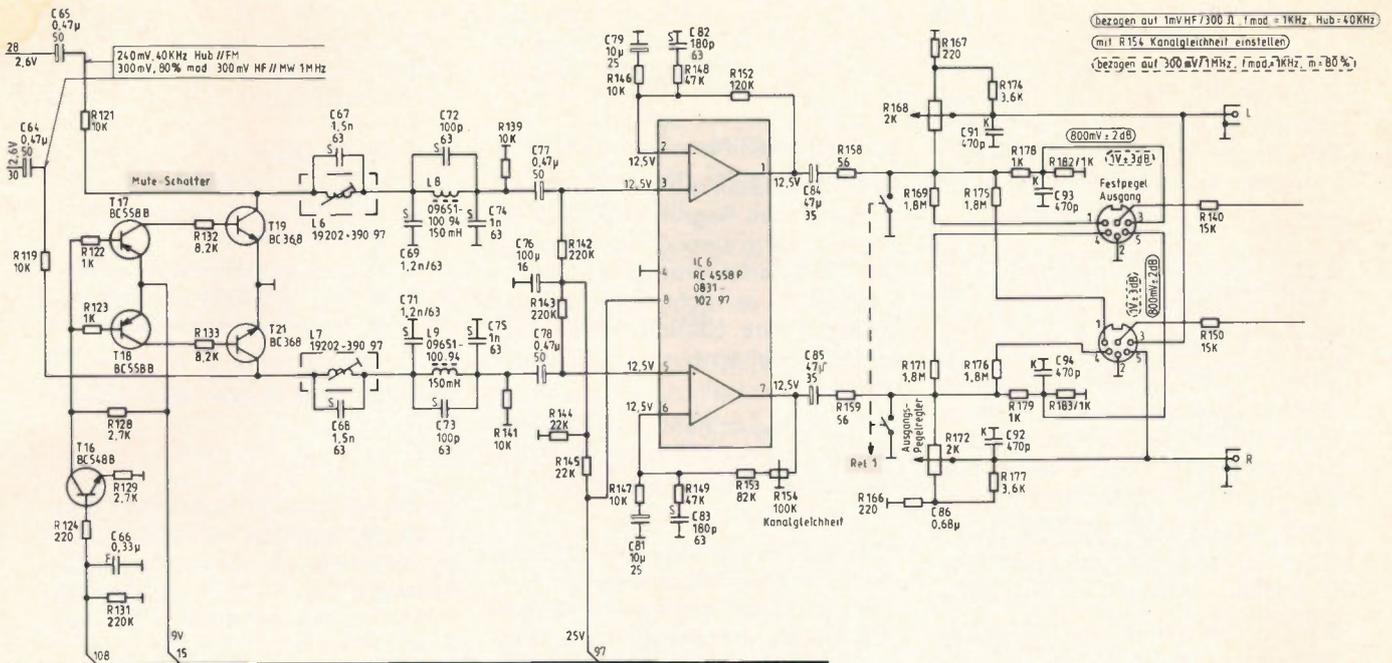


Bild 3 Schaltbildauszug NF-Teil des T 5000

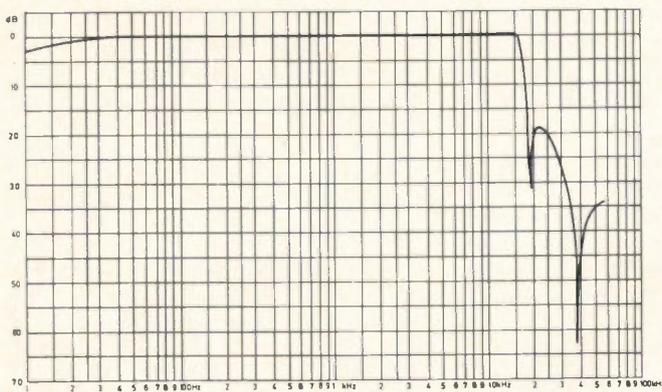


Bild 4 NF-Frequenzgang des T 5000

Bild 4). Die erste Absenkung liegt bei 19 kHz mit ca. 32 dB, bezogen auf 1 kHz. Die genaue Lage kann durch Abgleichen von L 6 vorgenommen werden. Ein Wiederansteigen der Übertragungskurve hinter der Polstelle 19 kHz wird durch das nachfolgende PI-Filter abgeflacht.

Durch eine zusätzliche M-Versteile- rung bei ca. 23 kHz wird bei 38 kHz noch eine Polstelle erzielt. Die Lage dieser Polstelle kann nicht abgeglichen werden. Sie liegt deshalb nicht immer genau auf 38 kHz.

Der Ausgangspegel wird mit einem rausch- und klirrfarmen Dual-OP- Amp. erzeugt. Im Gegenkopplungs- zweig liegen zwei R/C-Glieder (R 146/C 79 und R 148/C 82). Durch diese R/C-Glieder wird der Abfall an den Bereichsgrenzen unten und oben festgelegt. Es liegen also ähnlich wie schon bei den Filtern vorge- wählte Verhältnisse vor. Exemplar- streuung des OP-Amp. in bezug auf

den Frequenzgang fallen damit aus. Pegelunterschiede durch Streuung der Bauteile im Decoder und im NF-Kanal können im rechten Kanal durch einen Einstellwiderstand an den linken Kanal angepaßt werden.

Der Rauschabstand der Ausgangs- stufe ist in einer Spezifikation für den IC in der Originalabschaltung mit 86 dB festgelegt. Er liegt damit weit oberhalb aller anderen Rausch- quellen.

Der Klirrfaktor bei hohen Frequen- zen wird bei OP-Amp.s durch die An- stiegsgeschwindigkeit  $V/\mu\text{sec}$ . (engl. Slew Rate) bestimmt. Die Spezifikation verlangt hier z. B. bei einem Signalpegel entsprechend  $\pm 75 \text{ kHz Hub} = 3 \text{ V eff.}$ ,  $f = 15 \text{ 000 Hz}$ , einen  $K_{\text{ges}} \leq 0,3\%$ . Stellt man in Rechnung, daß durch die Deemphas- is bei 15 000 Hz eine Pegelabsen- kung von 13,7 dB, bezogen auf 100 Hz, bei einer Aussteuerung mit Fre- quenzgemischen auftritt, erscheint der zugelassene Klirrfaktor der Aus-

gangsstufe im rechten Verhältnis zur Aussteuerung in der Praxis.

Die Spannungsteiler in den Ausgä- gen dienen einmal dazu, daß zwei ungleiche Verbraucher angeschlos- sen werden können. Die weit wichti- gere Funktion übernehmen sie zusam- men mit den Kondensatoren C 91/93. Diese Kondensatoren ma- chen die NF-Ausgänge dicht gegen eindringende Hochfrequenzen (z. B. CB-Funk).

Die neuesten Vorschriften der Bun- despost schreiben Mindestwerte von Einkopplungsdämpfungen an allen Buchsen, also auch an Ausgä- gen, vor.

Die Spannungsteiler entkoppeln auch den OP-Amp. von den Ausgä- gen. Es herrschen daher weitgehend gleiche Last- und Phasenbedingun- gen für die Gegenkopplung vor. Die Verdrahtungskapazität wird durch das Einschalten von R 158 unwirk- sam gemacht. Vom OP-Amp. aus gesehen liegen deshalb, unabhän- gig davon, was am Ausgang hängt oder wie der Pegelregler steht, weit- gehend gleiche Verhältnisse vor. Frequenzgang, Verstärkung und da- mit der Klirrfaktor werden damit un- abhängig von der Last. Der Innenwi- derstand bei 1000 Hz liegt immer un- ter 470  $\Omega$ . Durch die vorhandene und in den Frequenzgang einbezogene Beschaltung mit 470 pF werden ver- schiedene Kabellängen weniger wirksam.

Hingewiesen werden soll auch auf die Beschaltung der Buchsenpole 1 und 4 der beiden DIN-Buchsen als

Stromausgänge nach DIN. Es kann dort, während die übrige Anlage z. B. auf TA-Wiedergabe arbeitet, eine RF-Sendung auf Band geschnitten werden. TB- und Cassetten-Geräte mit Hochpegel-/Spannungseingang werden dabei an die Cinch-Buchsen angeschlossen.

#### 4. Geräuschunterdrückungsschaltungen

Im T 5000 werden fünf Arten von Geräuschunterdrückungen verwendet.

4.1 Stummschalten beim Einschalten aus Standby, beim Ausschalten in Standby und beim Trennen vom Netz mit dem Hauptschalter.

4.2 Stummschalten beim Bereichswechsel, beim Wechseln einer Stationstaste.

4.3 Stummschalten bei FM bei jedem Schritt der Handabstimmung.

4.4 Automatisches Stummschalten der NF im Schnellgang der Handabstimmung bei FM und AM.

4.5 Von außen wählbar mit der Taste „Muting“.

Unterdrücken des Rauschens zwischen den Kanälen oder bei Senderausfall. Diese Funktion ist gesteuert vom HF-Pegel und von der Verstimmung von  $\pm 50 \text{ kHz} \Delta F$ .

Ein Kleinrelais (Rel. 1) mit zwei Ruhekontakten legt die NF-Ausgänge beim Ausschalten sofort an Masse. Beim Einschalten werden die Ausgänge verzögert nach ca. 1 sec freigegeben. Lautloses Ein- und Ausschalten sind damit gewährleistet.

Am Eingang des NF-Teiles übernimmt eine Gruppe von Transistoren in Chopperschaltung die Mutingfunktion (T 17/19/18/21). Diese Muting wirkt mit ca. 60 dB Dämpfung beim Umschalten der Bereichstasten U/M/L sowie beim Betätigen der Stationstasten. Sie wird auch zum Unterdrücken der Abstimmgeräusche des PLL-Synthesizers benutzt. Bei FM wird bei jedem Einzelschritt und im Schnellgang stummgeschaltet, bei MW und LW nur im Schnellgang. Die wahlweise mit der Taste „Muting“ einschaltbare Stummschaltung unterdrückt bei FM das Rauschen ohne Signal und bei Verstimmung. Die Auswahl wird vom Tunoscope übernommen.

Es werden ausgewertet bei Handabstimmung:

HF-Pegel zu klein (ca.  $< 3,5 \mu\text{V}$ ) sowie Verstimmung von  $\pm 50 \text{ kHz}$  von der Sollfrequenz. Beim Empfang eines Senders als Feststation ( $0 \div 29$ ):

nur der HF-Pegel. Eine Verstimmung ist wegen der Stabilität der abgespeicherten Frequenz nicht möglich.

#### 5. Abstimmhilfen

Bei FM-Geräten mit einer frühzeitig einsetzenden Begrenzung einer ZF-Kurve in Form einer Glocke sowie einer 3-dB-Bandbreite von ca. 120 bis 140 kHz ist es nicht für jedermann einfach, eine Station, deren Frequenz unbekannt ist, exakt abzustimmen.

Bei handabgestimmten Geräten hat sich weltweit das „GRUNDIG-Tunoscope“ in vielen Abwandlungen durchgesetzt.

Mit dieser Einrichtung kann die Mitte der ZF-Kurve innerhalb eines Fensters gefunden werden. Bei GRUNDIG-Geräten wird allgemein ein Mitfenster mit einer Breite von ca.  $\pm 35\text{--}45 \text{ kHz}$  verwendet.

Beim T 5000 wurde der kleinste digitale Abstimmschritt aus verschiedenen Gründen auf 25 kHz gelegt. Zum einen ist die 25-kHz-Referenzfrequenz hoch genug zum Aussieben aus dem Regelkreis. Andererseits können damit schwierige Empfangsanlagen, wo das Äußerste an Selektion herausgeholt werden muß, noch sicher beherrscht werden. Zur genauen Abstimmung muß also eine Auflösung der Anzeige von  $\leq 25 \text{ kHz}$  vorhanden sein, wenn jeder Abstimmschritt zusätzlich zum Frequenz-Display in bezug zu  $F_{\text{Soll}}$  angezeigt werden soll.

Hier nun die Lösung des Problems:

Das bekannte Bild des „GRUNDIG-Tunoscope“ wurde zwar beibehalten, das Innenleben jedoch wesentlich erweitert. Es werden zwei neue Schaltkreise, die exklusiv für GRUNDIG entwickelt wurden, in Kaskade geschaltet. Der erste IC zeigt die Mitte sowie Verstimmungen von  $+/- 25 \text{ kHz}$  an, der zweite nur Verstimmungen von  $+/- 50 \text{ kHz}$ . (Ausführliche Beschreibung an anderer Stelle dieses Heftes.)

Durch diese Anordnung von zwei Fenstern, symmetrisch zur Mitte sowie der Mitte selbst, ergibt sich ein logischer Ablauf während des Abstimmens einer Station.

Ist der Tuner auf einen Leerkanal abgestimmt, leuchten die beiden äußeren LEDs. Nähert man sich einer Station, leuchtet zunächst nur eine der äußeren LEDs; wird in die gleiche Richtung weitergedreht, kommt die mittlere hinzu, danach leuchtet

nur die mittlere; wird immer weiter gedreht, kommt die äußere hinzu, danach löscht die mittlere usw. (siehe Bildfolge Bild 5).

- ▶ □ ◀ Leerkanal
- ▶ □ ◀  $V = > 50 \text{ kHz}$  nach links
- ▶ ■ ◀  $V = > 25 \text{ kHz}$  nach links
- ▷ ■ ◀  $V = < 25 \text{ kHz}$
- ▷ ■ ◀  $V = > 25 \text{ kHz}$  nach rechts
- ▷ □ ◀  $V = > 50 \text{ kHz}$  nach rechts
- ▶ □ ◀ ein weiterer Leerkanal

(V = Verstimmung, □ bzw. ◀ LED leuchtet nicht, ■ bzw. ◀ LED leuchtet)

Bild 5

Im Zusammenspiel mit dem magnetisch rastenden Handrad ergibt sich ein Abstimmgefühl, das die digitale Präzision des Abstimmsystems sofort auf den Bedienenden überträgt.

#### Service-Freundlichkeit:

Die am Anfang aufgestellte Behauptung „einer fast einmaligen Service-Freundlichkeit“ soll anhand einiger Beispiele belegt werden.

Nimmt man nach Entfernen von vier Schrauben das Gehäuseoberteil ab, zeigt schon der erste Blick auf die große Chassisplatte den übersichtlichen Aufbau (Bild 2).

Nimmt man die Bedienungsplatte aus, auf der zur Verringerung der Verbindung zwischen Chassis und Front sieben ICs und 65 Widerstände sind, liegen alle Baugruppen in einer Ebene vor dem Betrachter. Die nächste Probe kann nach dem Abnehmen der mit sieben Schrauben befestigten Bodenplatte vorgenommen werden. Außer den in den Modulen befindlichen Lötstellen kann jede Lötstelle eingesehen, gemessen und natürlich auch gelötet werden.

Schwierige Funktionsgruppen wie der Mikroprozessor, der PLL-Synthesizer und, wie bei anderen GRUNDIG-Geräten üblich, der UKW-Baustein sowie der ZF-Decoder-Baustein sind als Austauschmodule ausgeführt.

Als Servicehilfe für den versierten und geschulten Service-Techniker werden an anderer Stelle in diesem Heft die beiden Digitalbausteine im einzelnen beschrieben.

Die beiden Baugruppen „Mikroprozessor“ und „PLL-Frequenz-Synthesizer“ sind Funktionsgruppen, die mit Impulsen, rechteck- und sinusförmigen Signalen arbeiten.

Um Störungen des Empfangsteiles zu vermeiden, müssen diese Baugruppen HF-dicht gemacht werden. Dadurch kommt man automatisch auf ziemlich eng abgegrenzte Bauformen. Es soll hier der Eindruck vermieden werden, die Baugruppen wären nur für den Kundendienst gemacht, ein wichtiges Argument ist der Service natürlich. Anders ist es schon bei der Wahl der Schnittstellen.

Hierbei wurde soweit gegangen, daß man mit einigen Vorbereitungen, kleinen Hilfsmitteln und einem gesunden Technikerverstand die beiden komplexen digitalen Bausteine entfernen kann und das übrigbleibende „Radio“ in bekannter Weise in Gang bringt.

Es gibt dabei sicher mehrere Möglichkeiten, einen Fehler im Synthesizer oder Mikroprozessor einzukreisen oder abzustellen. Nachfolgend werden einige Hinweise aus der Laborpraxis gegeben, die zeigen sollen, daß mit einfachen Mitteln ein eventueller Fehler lokalisiert werden kann.

Obwohl der PLL-Synthesizer und der  $\mu P$  an anderer Stelle ausführlich beschrieben werden, muß ein kleiner Vorgriff unternommen werden. Vereinfacht gesehen, erzeugt der Synthesizer die Abstimmspannung für die FM- und AM-Abstimmioden. Dazu braucht er:

eine vom Quarz abgeleitete Referenz-Frequenz =  $F_{Ref}$ .

Von außen benötigt er außer Gleichspannungen die Oszillator-Frequenz =  $F_{VCO}$  des FM- oder AM-Oszillators und in digitaler Form das Teilverhältnis.

$$N = \frac{F_{VCO}}{F_{Ref}}, \text{ wobei } N \text{ entsprechend}$$

der gewünschten Empfangsfrequenzen zuzüglich des ZF-Versatzes vom  $\mu P$  in den Synthesizer eingegeben wird.

$F_{Ref}$  = bei FM 25 kHz, bei AM = 500 Hz.

Als Besonderheit im Vergleich zu Geräten mit Frequenzzählern muß beim T 5000 auf folgenden Unterschied geachtet werden.

Bei Zählergeräten wird  $F_e = F_{Osz} - F_{ZF}$  angezeigt, d. h., wird im Display etwas angezeigt, ist zugleich bewiesen, daß  $F_{Osz}$  vorhanden ist.

Anders beim T 5000. Im Display steht die Empfangsfrequenz, die vom  $\mu P$  in die Anzeigetreiberspeicher IC 405/407 eingegeben wird. Zur gleichen Zeit ergeht ein Befehl an den Synthesizer, den Teilerfaktor N so einzustellen, daß

$$\frac{F_{Osz}}{N} = \left( \frac{F_e + F_{ZF}}{N} \right) = 25 \text{ kHz bei FM}$$

bzw. 500 Hz bei AM.

Liegt nun im UKW-Baustein oder im Synthesizer ein Fehler vor, steht trotzdem im Display  $F_e$  und damit scheinbar auch  $F_{Osz}$ , und die Anzeige kann auch noch verändert werden.

Ob nun im Abstimmssystem ein Fehler vorliegt, kann durch zwei Prüfungen festgestellt werden.

1. Nachprüfen, ob dem Synthesizer in jedem Wellenbereich überhaupt und genügend  $F_{Osz}$  zugeführt wird. Wenn ja, zu Punkt 2 weitergehen.

2. Prüfen, ob den Oszillatorstufen (VCOs) Abstimmspannung zugeführt wird.

2.1 Liegt Spannung zwischen 1 V und 30 V an und läßt sich diese auch durch Drehen am Handrad oder durch Wechsel der Stationstasten ändern, liegt kein Fehler im Abstimmssystem vor.

2.2 Steht die Abstimmspannung bei 30 V und läßt sich nicht verändern, ist die Schleife offen. Als Punkt 1 mußte sichergestellt sein, daß  $F_{Osz}$  vorhanden ist.

2.2.1 Der Fehler muß im Synthesizer gesucht werden, Stromversorgung überprüfen. Sollte der Fehler nur in einem Bereich auftreten, den Arbeitspunkt der Tiefpaßfilter (FM = IC 504 / AM = IC 505) nachprüfen bzw. sicherstellen.

3. Vorgehen, wenn nach Punkt 2.2 ein Fehler diagnostiziert wurde. Stecker C/S 3 abziehen! (Abstimmspannung vom Synthesizer)

3.1 Je nach Bereich, in dem ein Fehler gesucht wird, an die Punkte 1 + 2 bzw. 3 + 2 der Verbindung C/S 3 eine externe Abstimmspannung zuführen. (Es kann auch über ein Potentiometer von ca. 100 k $\Omega$  vom MP  $\Delta$  (+ 32 Volt) Spannung zugeführt werden.)

3.2 Wenn immer noch kein Empfang, den Fehler wie bei jedem anderen Gerät suchen und beseitigen (z. B. Abstimmioden im Oszillator, Zuführung und Siebglieder der Abstimmspannung).

4. Liegt an den Ausgängen des Synthesizers keine Abstimmspannung, Vorhandensein der Betriebsspannung +5 V +9 V und +32 V im Synthesizer überprüfen. Modul probeweise austauschen.

5. Stellt sich kein Erfolg ein, muß exakt der Datenbus auf richtigen Datenfluß überprüft werden (siehe Beschreibung beim  $\mu P$ ).

Ein anderer Störfall, bei dem der  $\mu P$  nicht richtig arbeitet, könnte sein: „Gerät schaltet nicht ein aus Standby.“

1. Kreuzpunkt von R 204/R 205 und R 214 an Masse legen.

1.1 Gerät schaltet ein: Fehler muß im  $\mu P$  bzw. in den Stufen mit T 35/36/37 oder am Hilfskontakt des Hauptnetzschalters liegen.

1.2 Gerät schaltet nicht ein: Relais-Elektronik T 28/29/31/32/33/34 prüfen.

Inbetriebnahme des Gerätes ohne  $\mu P$ , bei Verdacht auf Funktionsstörungen des  $\mu P$ -Bausteines.

1.  $\mu P$  abziehen.

1.1 Kreuzpunkt von R 204/205 und R 214 an Masse legen. (Netzrelais und NF-Relais schalten ein.)

1.2 Diode D 43 oder R 194 einseitig ablöten oder C 66 kurzschließen. (Muting am NF-Verstärkereingang geht auf „laut“.)

1.3 Die Widerstände R 115/R 118/R 127 vom IC Nr. 5 so abtrennen, daß das andere Ende an den Basen der Transistoren T 12/13/15 verbleibt.

Je nach gewünschtem Bereich das freie Ende an Masse legen. (R 127 bei UKW, R 118 bei MW und R 115 bei LW.) Die jeweiligen Transistoren schalten durch, und die 15-V-Betriebsspannung gelangt an die HF-Stufen.

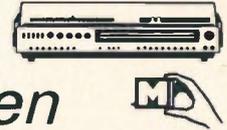
1.4 Abstimmspannung an Stecker C/S 3 legen. Stift 1 (AM) und Stift 2 (FM) kann dabei vorübergehend verbunden werden.

1.5 Gerät normal bearbeiten.

1.6 Alle Maßnahmen zurücknehmen,  $\mu P$  wieder einsetzen bzw. Austausch- $\mu P$ -Baustein einsetzen.

Diese Hinweise sind nur als Hilfe gedacht, um schnell an die fehlerhafte Baugruppe heranzuführen. Wie die Gruppen im einzelnen arbeiten, können Sie den Einzelbeschreibungen entnehmen.

# Frequenzsynthesizer in GRUNDIG-Rundfunkgeräten der Spitzenklasse



## Was ist Frequenzsynthese?

Als Frequenzsynthese bezeichnet man eine Technik, bei der aus einer einzigen Referenzfrequenz eine Reihe anderer Frequenzen, in unserem Fall die AM- und FM-Oszillatorfrequenzen, abgeleitet werden. Man unterscheidet zwei Synthese-Verfahren:

Bei der direkten Synthese wird die Ausgangsfrequenz durch Mischer, Teiler, Vervielfacher und Filter direkt aus der Referenzfrequenz gewonnen.

Als indirekte Synthese oder auch Analyse bezeichnet man Anordnungen, in welchen ein freilaufender Oszillator über einen Regelkreis mit einer Referenzfrequenz synchronisiert wird (Bild 1). In diesem Fall muß die Differenz zwischen Soll- und Istwert gemessen (analysiert) und als Regelgröße dem Kreis zugeführt werden.

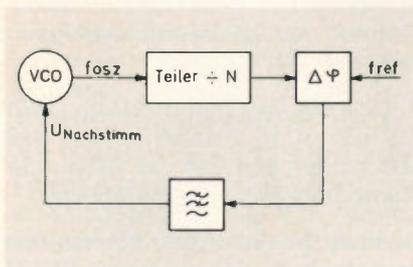


Bild 1 Prinzip der indirekten Synthese

Neben den schwer zu lösenden Störstrahlungsproblemen würde ein Rundfunkgerät mit direkter Synthese einen untragbar hohen Filter- und Abgleichaufwand erfordern, so daß von diesem Verfahren für die Realisierung eines Synthesizer-Tuners abgesehen wurde.

Von den verschiedenen Möglichkeiten der indirekten Synthese bietet sich für Rundfunkanwendungen die Analyse mittels Phasenregelschleife und digital einstellbaren Teilern als optimale Lösung an. Ein solches System wird heute allgemein als PLL-Synthesizer bezeichnet (Prinzip siehe Bild 2).

\* PLL = Phase Locked Loop

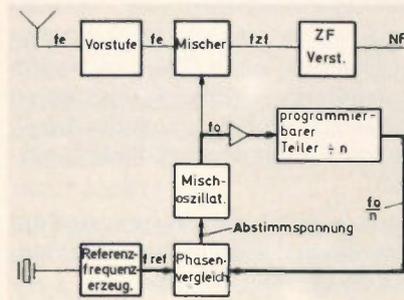


Bild 2 Der PLL-Synthesizer

## Wahl der Referenzfrequenz

Die Wahl der Referenzfrequenz stellt einen gewissen Kompromiß dar. Zum einen sollte sie möglichst niedrig liegen, um eine feine Auflösung zu erreichen, zum anderen sind nach unten hin durch die Einschwingzeit und den Siebfaktor des Tiefpaßfilters Grenzen gesetzt. In Europa liegen UKW-Sender im 50-kHz-Raster. Abweichend davon ist es jedoch möglich, daß Kleinsender oder Gemeinschaftsantennenanlagen mit Frequenzumsetzung mit 25-kHz-Abweichung vom 50-kHz-Raster arbeiten.

Aus diesem Grunde sollte die erzielbare Auflösung für FM mindestens 25 kHz betragen. Dieser Wert ist auch insofern günstig, da etwaige Störungen durch das Pilotfilter im Empfänger zusätzlich unterdrückt werden. Für AM wurde zwar auf der Genfer Wellenkonferenz ein 9-kHz-Raster vereinbart, welches jedoch nur für europäische Sender gilt. Den Erfordernissen entsprechend können aber auch diese Sender gelegentlich vom Raster abweichen. Um jeden Sender exakt einzustellen, hat sich eine Rasterfrequenz von 1 kHz als ausreichend und notwendig erwiesen.

Wie das Bild 12 (siehe Seite 12) zeigt, besteht die Phasenregelschleife aus einem diodenabgestimmten freilaufenden Oszillator (VCO = Voltage Controlled Oscillator), einem Frequenzteiler, einem Referenzfrequenzoszillator, einem Frequenz-Phasenvergleichler und einem Tiefpaßfilter. Die Referenzfrequenz bestimmt die minimale Schrittweite,

mit welcher der VCO verstellt werden kann.

Der Frequenz- und Phasenvergleichler vergleicht die geteilte VCO-Frequenz (Ist-Wert) mit der Referenzfrequenz (Soll-Wert). Herrscht zwischen beiden Ungleichheit, so liefert er positive oder negative Korrekturimpulse mit unterschiedlichem Tastverhältnis an das Tiefpaßfilter, welches diese aufintegriert und in eine Regelspannung umwandelt, die dann den VCO auf seinen Sollwert einstellt.

Da der VCO auf einer Vielfachen der Referenzfrequenz schwingt, wird die VCO-Frequenz über einen festen und/oder programmierbaren Teiler heruntergeteilt. Der Teilungsfaktor ist abhängig von der Oszillatorfrequenz und dem Frequenzraster, in dem diese eingestellt werden soll.

Er errechnet sich aus

$$N = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}}$$

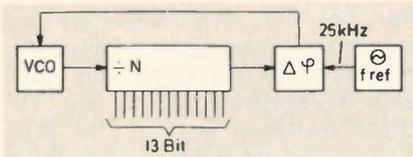
## Der Frequenzteiler:

Ein besonderes Problem stellt der Frequenzteiler dar. Für UKW beträgt die maximale Oszillatorfrequenz ca. 119 MHz. Für diese Frequenzen gibt es keine programmierbaren Teiler. Würde man diese Frequenz durch einen festen Vorteiler z. B. durch 10 herunterteilen, ergäbe sich bei einer Referenzfrequenz von 25 kHz ein Frequenzraster von 250 kHz oder, anders herum, müßte bei einem Raster von 25 kHz die Referenzfrequenz 2,5 kHz betragen. Damit wären in Verbindung mit vernünftigen Einschwingzeiten die bei UKW geforderten Störabstände nicht zu erreichen (siehe Bild 3 und 4).

Diese Schwierigkeiten lassen sich vermeiden, wenn man das Pulse-Swallowing-Verfahren anwendet.

Dabei wird der programmierbare Zähler aufgeteilt in einen teilprogrammierbaren Vorteiler, einen Hilfszähler (Swallow-Counter)\* und einen vollprogrammierbaren Hauptzähler.

\* swallow = schlucken



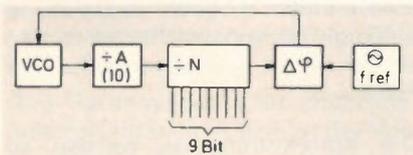
$$100 \text{ MHz} = 4000 \cdot 25 \text{ kHz}$$

$$99,975 \text{ MHz} = 3999 \cdot 25 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{VCO}} = N \cdot f_{\text{ref}}$$

$$\Delta f_{\text{VCO min}} = 25 \text{ kHz}$$

Bild 3 Frequenzteilung mit voll programmierbarem Teiler:  
Erforderlicher Teiler für UKW wirtschaftlich nicht vertretbar.



$$f_{\text{VCO}} = A \cdot N \cdot f_{\text{ref}}$$

$$400 \cdot 10 \cdot 25 \text{ kHz} = 100 \text{ MHz}$$

$$399 \cdot 10 \cdot 25 \text{ kHz} = 99,775 \text{ MHz}$$

min. Schrittweite

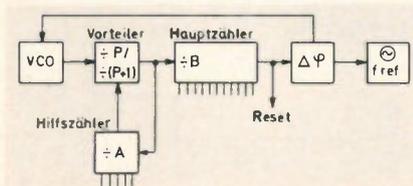
$$(100-99,750) \text{ MHz} = 250 \text{ kHz}$$

Bild 4 Frequenzteilung mit festem Vorteiler

Unter teilprogrammierbarem Vorteiler versteht man in diesem Fall einen schnellen Teiler (ECL), welcher zwischen zwei festen Teilerfaktoren, z. B. 5/6, 10/11, 15/16, 30/31, 32/33, umschaltbar ist.

Ist man nicht auf binär codierte Dezimaleingabe angewiesen, ergibt sich eine ökonomische Lösung, wenn man die Teiler binär ansteuert. Unter Verwendung eines 32/33-Teilers läßt sich sogar die UKW-Oszillatorfrequenz so weit herunterteilen, daß sie selbst mit C-MOS-ICs weiterverarbeitet werden kann.

### Frequenzteiler mit Swallow-Counter (Bild 5):



$$f_{\text{VCO}} = N \cdot f_{\text{ref}}$$

$$N = (B - A) \cdot P + A(P + 1)$$

- N = Gesamtteilerfaktor
- A = Teilerfaktor Hilfszähler
- B = Teilerfaktor Hauptzähler
- P, (P + 1) = Teilerfaktor Vorteiler
- $f_{\text{VCO}}$  = Oszillatorfrequenz
- $f_e$  = Eingangsfrequenz
- $f_{\text{ref}}$  = Referenzfrequenz
- $f_{\text{zf}}$  = Zwischenfrequenz

Bild 5

Bei Zählbeginn steht für  $A > 0$  der Vorteiler auf  $(P + 1)$ , also dem größeren Teilerwert, z. B. auf 33. Nach 33 Impulsen  $(P + 1)$  gibt der Vorteiler einen Impuls an den Hauptzähler und an den Hilfszähler weiter. Der Hilfszähler zählt diese Impulse, bis der eingestellte Teilerfaktor A erreicht ist, und gibt dann einen Impuls an den Vorteiler, welcher diesen auf den kleineren Teilerfaktor P (z. B. 32) umschaltet. Die folgenden Impulse beeinflussen den Hilfszähler nicht mehr, da er seinen Endwert erreicht hat, werden jedoch vom Hauptzähler gezählt, bis der Teilerfaktor B erreicht ist. Sobald hier der Endwert erreicht ist, wird vom Ausgang des Hauptzählers ein Reset-Impuls abgegeben, welcher den Hauptzähler und den Hilfszähler auf ihre Anfangsbedingungen (A, B) und den Vorteiler auf  $(P + 1)$  zurücksetzt. Danach kann eine neue Zählperiode beginnen. Die Frequenz der Reset-Impulse entspricht bei eingerasteter Regelschleife der Referenzfrequenz (25 kHz). Liegt die Frequenz der Reset-Impulse unter der Referenzfrequenz, gibt der Frequenz- und Phasenkomparator positive Korrekturimpulse ab, welche gesiebt zu einer Erhöhung der Gleichspannung an der Abstimm-diode führen, worauf der Oszillator (VCO) mit einer Frequenzerhöhung reagiert. Das Verhältnis von Impulsdauer zu Impulspause wird um so kleiner, je kleiner die Abweichung von der Referenzfrequenz ist. Ist die Schleife eingerastet, d. h., ist die Istfrequenz gleich der Sollfrequenz, werden keine Korrekturimpulse mehr abgegeben.

**Beispiel:** Eingestellt werden soll der Sender Dillberg III auf 97,9 MHz

$$f_e = 97,9 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{zf}} = 10,7 \text{ MHz}$$

Die Rasterfrequenz soll 25 kHz betragen.

Zunächst muß berechnet werden, wieviel Stellen der Zähler haben muß, um den gesamten UKW-Bereich (87,5-108 MHz) einstellen zu können.

$$f_{\text{VCO max.}} = f_{e \text{ max.}} + f_{\text{zf}}$$

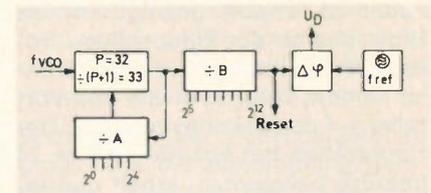
$$N_{\text{max.}} = \frac{f_{\text{VCO max.}}}{f_{\text{ref}}} =$$

$$\frac{108 \text{ MHz} + 10,7 \text{ MHz}}{25 \text{ kHz}} = \frac{118,7 \text{ MHz}}{25 \text{ kHz}} = 4748$$

Hieraus errechnet sich die Zahl der erforderlichen Elemente eines Binärzählers zu  $E = \text{Ld } 4748 = 13 \text{ Bit}$

$$\text{Ld } 4748 = \frac{\ln 4748}{\ln 2} = 12,2 \Rightarrow 13 \text{ Bit}$$

Als Vorteiler ist ein 32/33-ECL-Teiler vorgegeben. Die Ansteuerung soll binär erfolgen (Beispiel Bild 6).



$$f_{\text{VCO}} = f_e + f_{\text{zf}} = 97,9 \text{ MHz} + 10,7 \text{ MHz} = 108,6 \text{ MHz}$$

$$N_{108,6} = \frac{f_{\text{VCO}}}{f_{\text{ref}}} = \frac{108,6 \text{ MHz}}{25 \text{ kHz}} = 4344$$

Das gilt in binär umgewandelt

$2^{12}$	$2^{11}$	$2^{10}$	$2^9$	$2^8$	$2^7$	$2^6$	$2^5$	$2^4$	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
MSB											LSB	
= 4344 dez												

Bild 6

Von diesen 13 Bits werden die fünf niederwertigsten zur Programmierung des Swallow-Counters und die sieben höchstwertigen zur Programmierung des Hauptzählers benutzt. Dadurch ändert sich für den jeweiligen Zähler die Wertigkeit der Steuerbits (Bild 7).

### Teilerfaktor B

Hauptzähler

$2^7$	$2^6$	$2^5$	$2^4$	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
1	0	0	0	0	1	1	1
MSB						LSB	
135 dez							

### Teilerfaktor A

Swallow-Counter

$2^4$	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
1	1	0	0	0
MSB				LSB
24 dez				

$$B = 135 \quad A = 24$$

$$N = A \cdot (P + 1) + (B - A) \cdot P$$

$$= 24 \cdot 33 + (135 - 24) \cdot 32$$

$$= 792 + 3552 = 4344$$

LSB = least significant bit

MSB = most significant bit

Bild 7

Aus dem Zahlenbeispiel Bild 7 ist besonders leicht die Funktion des Pulse-Swallow-Verfahrens zu erkennen.

Der Vorteiler steht auf 33, der Hilfszähler wurde mit 24 und der Hauptzähler mit 135 geladen.

Jeder 33. Impuls gelangt an den Hilfs- und an den Hauptzähler. Sobald der 24. Impuls an den Hilfszähler kommt, schaltet dieser den Vorteiler auf den Teilungsfaktor 32. Der Hauptzähler hat ebenfalls schon 24 Impulse bekommen, erhält nun jedoch vom Vorteiler nur noch jeden 32. Impuls mitgeteilt. Da er bereits 24mal jeden 33. Impuls bekommen hat, kann er nur noch  $(135-24) = 111$ mal jeden 32. Impuls zählen, ehe sein Endwert 135 erreicht wird.

$$\begin{array}{r} \text{Er hat also} \quad 24 \times 33 = 792 \\ \quad \quad \quad + 111 \times 32 = 3552 \\ \quad \quad \quad \hline \quad \quad \quad 4344 \end{array}$$

Impulse gezählt, ehe er sich, den Hilfszähler und den Vorteiler zurücksetzt und einen Impuls an den Phasenvergleich abgibt.

### Der Frequenz- und Phasenvergleich

Wie schon erwähnt, hat der Phasendetektor die Aufgabe, zwei Frequenzen, das sind in unserem Fall die geteilte Oszillatorfrequenz und die Referenzfrequenz, miteinander zu vergleichen und aus der Differenz eine Regelspannung abzuleiten, welche den VCO derart nachsteuert, daß diese Differenz zu Null wird.

Zur Realisierung dieser Aufgabe sind eine Vielzahl von Schaltungen wie Analog-Multiplizierer, Exklusiv-Oder-Schaltung oder JK-Master-Slave-Flip-Flop denkbar. Für die Verwendung in Rundfunk-Empfängern sind jedoch einige Forderungen zu erfüllen, die diese Palette einschränken. Es ist zu bedenken, daß bei AM die geteilte Oszillatorfrequenz im Moment eines Frequenzwechsels mehr als  $\frac{1}{2}$  bzw. dreimal so groß sein kann wie die Referenzfrequenz. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit eines großen Fangbereiches. Um die beim Regelvorgang auftretende Störspannung gering zu halten, sollte der Phasendetektor auch bei kleinen Frequenz- und Phasenfehlern definiert und stabil arbeiten. Einige Schaltungen sind mit dem Mangel behaftet, daß sie den Zustand  $f_e = f_{ref}, \varphi = 0$  approximieren, indem sie ständig um den Nullpunkt „wobeln“. Eine allen Forderungen für Rundfunkanwendungen genügende Schaltung bietet sich in Form einer flankengetriggerten Speicherschaltung, bestehend aus zwei RS-Flip-Flops und zwei Latches mit zugehöriger Verknüpfungs-Logik. Die

Schaltung arbeitet in negativer Logik (Bild 8).

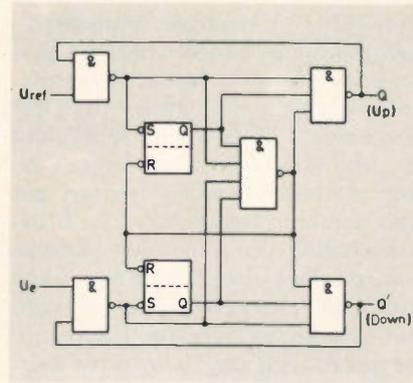


Bild 8 Frequenz-/Phasendetektor

Durch die Flankentriggerung ist man unabhängig vom Tastverhältnis der Eingangssignale, was die direkte Ansteuerung aus einer Teilerkette ermöglicht.

Befindet sich der Eingang  $U_e$  auf Low, wenn  $U_{ref}$  ansteigt, so wird der Ausgang  $Q$  mit dem nächsten High-Low-Übergang von  $U_{ref}$  auf Low gesetzt.

Mit dem nächsten High-Low-Übergang von  $U_e$  kippt  $Q$  wieder auf High. Befindet sich  $U_e$  auf High, wenn  $U_{ref}$  ansteigt, wird  $Q'$  mit dem nächsten High-Low-Übergang von  $U_e$  auf Low gesetzt. Die Rücksetzung auf High geschieht mit dem nächsten High-Low-Übergang von  $U_{ref}$ .

Einige Beispiele sollen die Funktionsweise verdeutlichen (Bilder

9a...9e). Zur asymmetrischen Ansteuerung eines aktiven Tiefpaßfilters wird die Schaltung noch durch eine Komplementärstufe mit Tri-State-Verhalten ergänzt. Ihr Ausgang kann die Zustände  $U_B$ ,  $U_B/2$  und 0 einnehmen. Bezogen auf einen Punkt mit halber Betriebsspannung ergeben sich die Zustände High ( $+ U_B/2$ ), Low ( $- U_B/2$ ) und 0.

Bei einer Phasenverschiebung von  $180^\circ$  geht das Tastenverhältnis der Korrekturimpulse gegen 50%. Eine eindeutige Aussage, welcher der beiden Ausgänge  $Q$  oder  $Q'$  gepulst wird, ist nicht möglich, da sie davon abhängig ist, von welcher Seite man sich annähert. Ähnliches gilt für den Fall  $\varphi = 0$ .

Die Korrekturimpulse werden so kurz, daß sie praktisch verschwinden. Bei der Betrachtung der Impulsdigramme ist zu bedenken, daß der Phasendetektor Teil einer geschlossenen Schleife ist.

Beim Regelvorgang erscheint jeder Zustand nur als Augenblickswert, da ja der Oszillator sofort nachgeregelt wird, wodurch ein fließender Übergang zustande kommt. Die Ausgangsspannung der Tri-State-Stufe ist während eines Abstimmvorgangs positiv oder negativ (bezogen auf  $U_B/2$ ) pulsbreitenmoduliert. Zu Beginn eines Frequenzwechsels ist das Tastverhältnis relativ groß und verringert sich dann stetig bis 0.

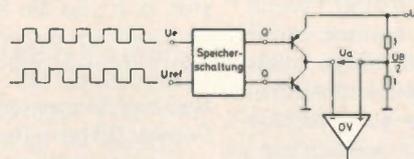


Bild 9a Prinzipschaltung

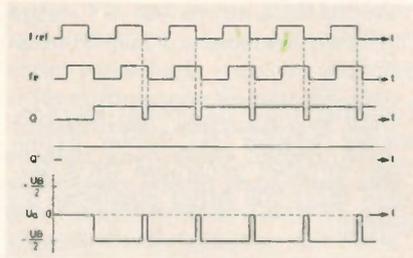


Bild 9b  $f_e = f_{ref}, \varphi_e < 0$  (nacheilend)

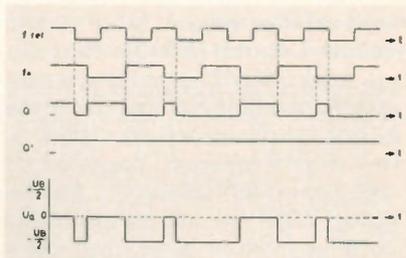


Bild 9d  $f_e < f_{ref}$

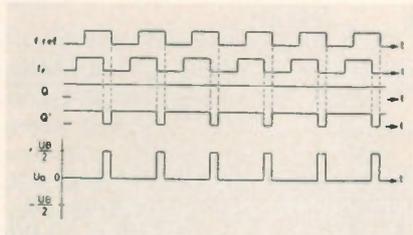


Bild 9c  $f_e = f_{ref}, \varphi_e > 0$  (voreilend)

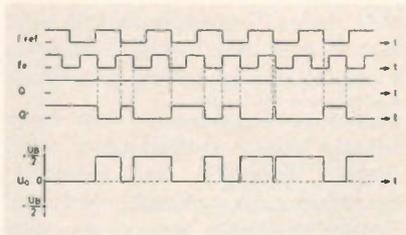


Bild 9e  $f_e > f_{ref}$

Bild 9 Funktionsweise des Frequenz- und Phasenvergleichs

## Das Tiefpaßfilter

Es hat die Aufgabe, das pulsbreitenmodulierte Korrektursignal aus dem Phasendetektor bzw. der Tri-State-Stufe aufzuintegrieren und in eine Gleichspannung umzuwandeln. Da für kleine Frequenzunterschiede von  $f_{ref}$  und  $f_e$  die Frequenz der Korrekturimpulse gleich der Referenzfrequenz wird, muß das Filter diese in hohem Maße unterdrücken, da sie sonst den VCO über die Nachstimmspannung frequenzmodulieren würde. Zu diesem Zweck verwendet man im allgemeinen Tiefpaßfilter 1. Ordnung. Grundsätzlich sind folgende Schaltungen denkbar (Bild 10a... 10d):

(Die Sprungantwort für einen Einheitssprung bei  $t = 0$  unter der Voraussetzung, daß  $U_{a0} = 0$  ist, ist unter den einzelnen Schaltungen angegeben.)

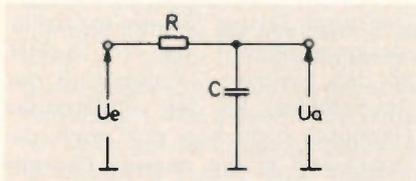
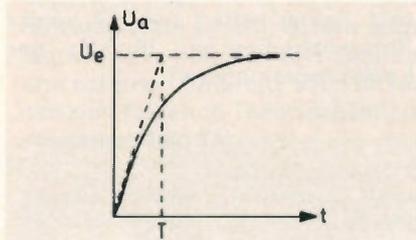


Bild 10a Passiver Tiefpaß

$$U_a = U_e (1 - e^{-t/T})$$

$$T = R \cdot C$$



Sprungantwort zu Bild 10a

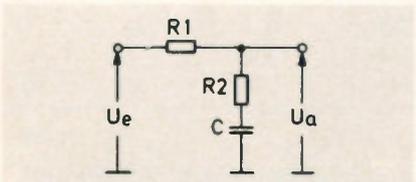
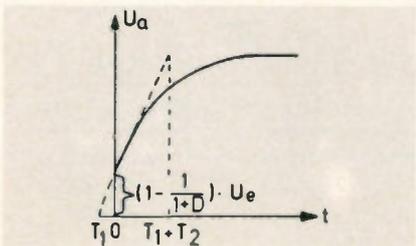


Bild 10b Passiver Optimal-TP

$$U_a = U_e \left( 1 + \left( \frac{1}{1+D} - 1 \right) e^{-\frac{t}{T_1+T_2}} \right)$$

$$D = \frac{R_1}{R_2}, T_1 = R_1 \cdot C, T_2 = R_2 \cdot C$$



Sprungantwort zu Bild 10b

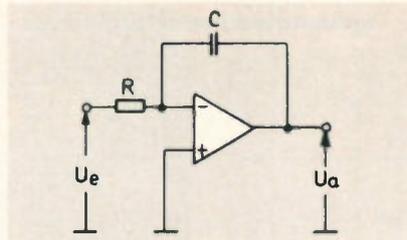
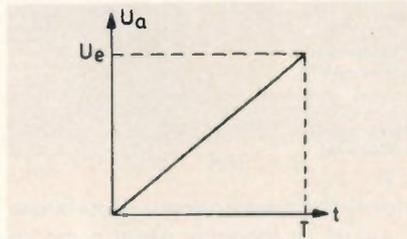


Bild 10c Aktiver TP

$$U_a = U_e \frac{t}{T}$$

$$T = R \cdot C$$



Sprungantwort zu Bild 10c

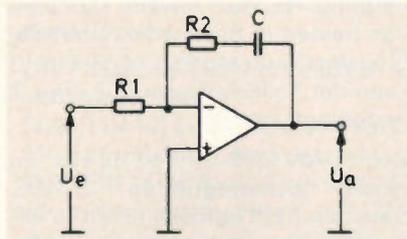
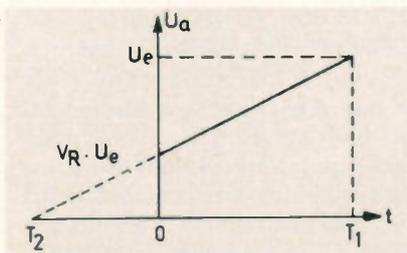


Bild 10d Aktiver Optimal-TP

$$U_a = U_e \left( V_R + \frac{t}{T_1} \right)$$

$$V_R = \frac{R_2}{R_1}, T_1 = R_1 \cdot C, T_2 = R_2 \cdot C$$



Sprungantwort zu Bild 10d

Wegen des zeitlinearen Zusammenhangs von Eingangs- und Ausgangsspannung eignen sich die aktiven Filter besser zur Ansteuerung von kapazitätsdiodengesteuerten Oszillatoren, da sich durch deren im oberen Spannungsbereich abflachenden Kapazitätskurven in Verbindung mit den Anstiegscharakteristiken der passiven Filter starke Regelzeitunterschiede zwischen hohen und tiefen Frequenzen ergeben.

Das Tiefpaßfilter muß zwei Forderungen erfüllen. Zum einen soll seine Zeitkonstante groß sein, um eine große Unterdrückung der Referenzfrequenz zu gewährleisten, zum anderen soll der PLL dem Befehl einer Frequenzänderung rasch folgen.

Wählt man die Zeitkonstante zu groß, wird die Abstimmung gummiartig, während bei kleiner die Schwingneigung zunimmt. Das Optimum liegt wie immer irgendwo dazwischen. Der aktive Optimaltiefpaß bietet neben seiner linearen Kennlinie den Vorteil, daß man mit ihm die Resonanzfrequenz und die Dämpfung unabhängig voneinander wählen kann (siehe Bilder 11a-c).

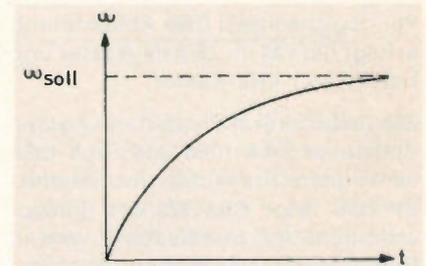


Bild 11a Zeitkonstante groß

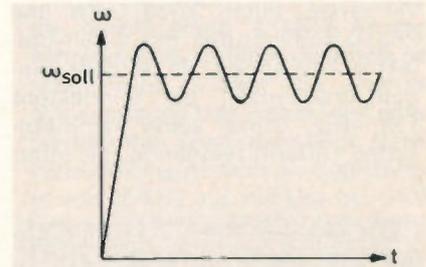


Bild 11b Zeitkonstante zu klein, System schwingt

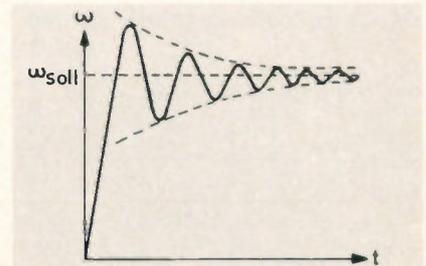


Bild 11c optimale Zeitkonstante, gedämpfte Schwingung

$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o \cdot K_p}{N \cdot T_1}}$  Frequenz der gedämpften Schwingung

$D = \frac{T_2}{2} \sqrt{\frac{K_o \cdot K_p}{N \cdot T_1}}$  Dämpfungsfaktor

$T_D = \frac{1}{\omega_n \cdot D} = \frac{T_1}{2} \frac{2N}{K_o \cdot K_p}$  Zeitkonstante der gedämpften Schwingung

Hierin sind

T1, T2 die Zeitkonstanten des aktiven Optimal-Tiefpasses

K<sub>o</sub> Oszillator-(VCO-)Steilheit  $\left(\frac{\text{rad}}{\text{s} \cdot \text{V}}\right)$

K<sub>p</sub> Verstärkung des Phasendetektors  $\left(\frac{\text{V}}{\text{rad}}\right)$

N Teilerfaktor des programmierbaren Teiles

### Der Synthesizer im Tuner T 5000

Der Tuner T 5000 verfügt neben dem UKW-Bereich (87,5–108,175 MHz) auch über die AM-Bereiche LW (150–350 kHz) und MW (510–1620 kHz). Die Oszillatorfrequenzzeugung übernimmt für AM und FM ein PLL-Synthesizer. Die Abstimmung erfolgt bei FM im 25-kHz-Raster und bei AM im 1-kHz-Raster.

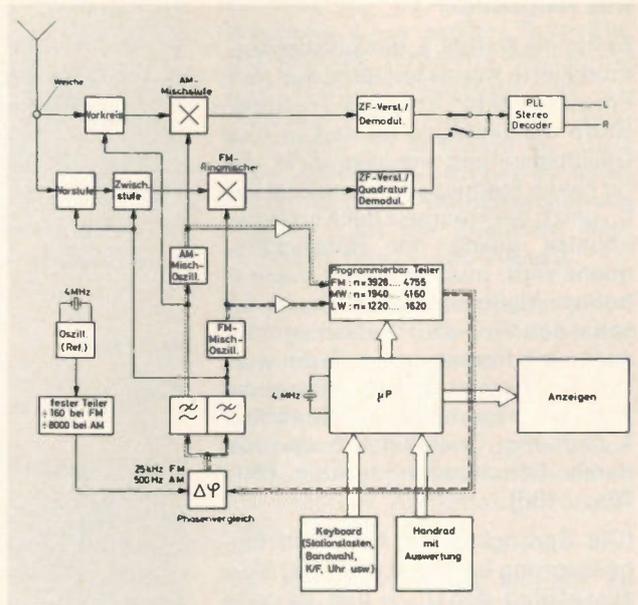
Zur Realisierung werden die beiden Bausteine SAA 1056 und SAA 1058 verwendet. Das Prinzip des Gesamtgerätes zeigt **Bild 12**, ein Prinzipschaltbild des Synthesizers wird in **Bild 13** wiedergegeben.

Der SAA 1059 ist in ECL-Technik ausgeführt und enthält einen Eingangsverstärker, einen 32/33-Teiler und Pegelwandlerstufen mit Open-Colektor-Ausgängen. Er erlaubt Eingangsfrequenzen bis mindestens 125 MHz. Durch seine symmetrischen Differenzeingänge mit inter-

**Bild 12**  
Prinzipschaltbild  
Gesamtgerät T5000

Phasenregelschleife AM

Phasenregelschleife FM

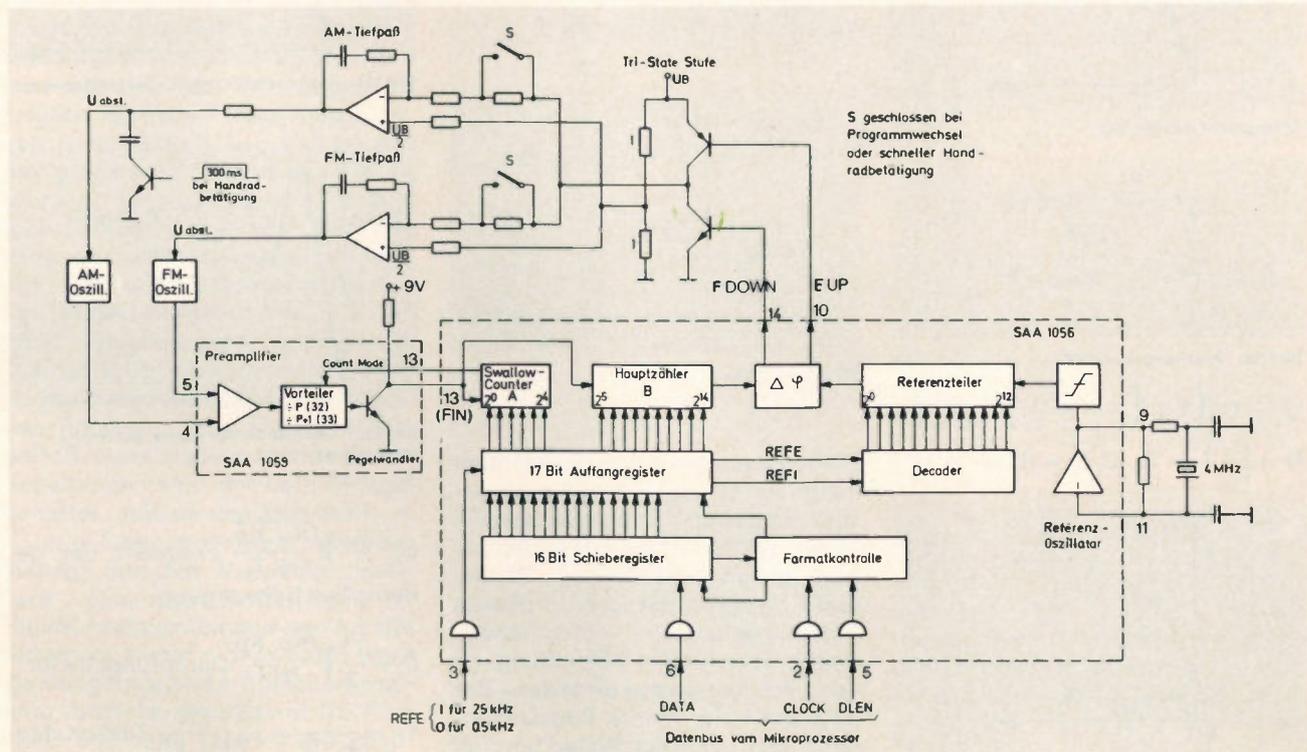


ner Referenzspannungsstabilisierung ist es möglich, gleichzeitig sowohl den AM- als auch den FM-Oszillator anzuschließen. Einzige Bedingung ist, daß jeweils nur einer von beiden in Betrieb ist. Über den Eingang Count Mode (CM 33, PIN 13) kann der Teilerfaktor auf 32 oder 33 festgelegt werden.

Beim SAA 1056 handelt es sich um einen hochintegrierten C-MOS-Baustein. Er enthält einen 5-Bit-Swallow-Counter, einen 10-Bit-Hauptzähler, einen Referenzoszillator mit zugehörigem programmierbarem Teiler, einen Frequenz-, Pha-

senvergleichs sowie die gesamte Steuer- und Speicherlogik.

Das durch 32 bzw. 33 geteilte Oszillatorsignal gelangt über PIN 13 (FIN) an den Swallow-Counter und den Hauptzähler. An den eingebauten Oszillator brauchen nur noch der Quarz und einige passive Bauteile angeschlossen werden. Die Quarzfrequenz beträgt 4 MHz. Über den anschließenden 13-Bit-Referenzfrequenzteiler wird sie auf 25 kHz bei FM und 500 Hz bei AM heruntergeteilt. Ferner ließen sich die beiden Referenzfrequenzen 10 kHz und 5 kHz programmieren.



**Bild 13** Prinzipschaltbild des Synthesizers T5000

Der Phasendetektor verknüpft die Referenzfrequenz und die vom Hauptzähler kommende geteilte Oszillatorfrequenz. An seinen Ausgängen FUP und F DOWN (PIN 14, 10) stehen die Korrekturimpulse für das Tiefpaßfilter zur Verfügung.

Wie aus dem Prinzipschaltbild ersichtlich ist, werden die Teiler im SAA 1056 seriell geladen. Dazu benötigt man neben der Datenleitung (PIN 6) zwei zusätzliche Leitungen für den Clock (PIN 2) und für die Ladefreigabe (PIN 5). Der Ladevorgang wird durch die Ladefreigabe (High an DLEN 4) ermöglicht. Das DATA-Signal wird dann vom Clock synchronisiert, in ein 16-Bit-Schieberegister geladen und einer Formatkontrolle unterzogen. Auf diese Weise wird verhindert, daß Störimpulse zu einer Fehlinformation für den Synthesizer und damit zu einer nicht gewünschten Frequenzeinstellung führen. Am Ausgang des 16-Bit-Schieberegisters steht das Datenwort parallel zur Verfügung und wird in einem 17-Bit-Auffangregister gespeichert, bis ein neuer Befehl kommt. Von diesen 17 Bit entfallen 15 Bit auf die Einstellung des Teilerfaktors für Haupt- und Hilfszähler und 2 Bit für die Auswahl der Referenzfrequenz. Ein Bit für die Referenzteilerwahl wird bereits mit dem 16-Bit-Datenwort geladen, während das zweite über PIN 3 (REFE = Referenzteilerwahl extern) extern angelegt werden muß. Mit dem internen und externen Referenzteiler-Bit lassen sich folgende Teilerverhältnisse einstellen (Bild 14).

Externes Steuerbit REFE	Internes Steuerbit REFI	Teilerverhältnis $N_{ref}$	Referenzfrequenz $f_{ref}$
1	1	160	25 kHz
1	0	400	10 kHz
0	1	800	5 kHz
0	0	8000	0,5 kHz

Bild 14

Um mit den beiden Steuerbits die geforderten Teilerverhältnisse einstellen zu können, steuern diese einen Decoder, welcher die entsprechenden Stellen des 13-Bit-Referenzteilers programmiert.

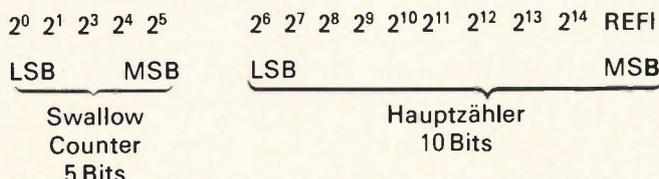
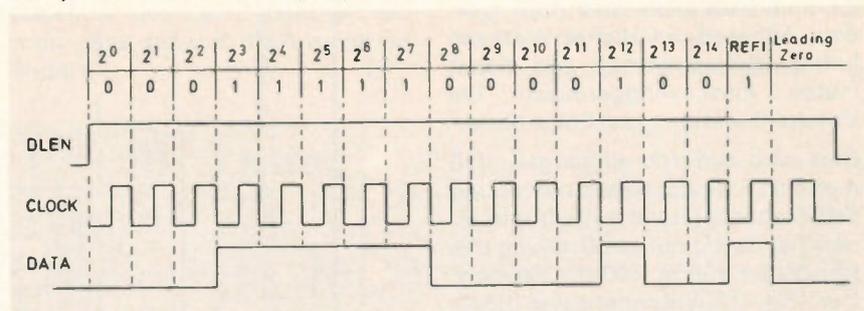


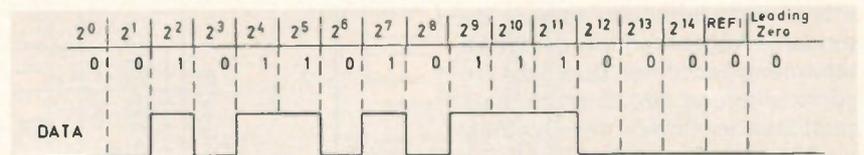
Bild 15 Struktur eines Datenworts

### Impulsdiagramm für eine komplette Datenübertragung:



$$f_{osz} = 108,6 \text{ MHz} \quad f_{ref} = 25 \text{ kHz} \quad \text{REFI} = 1 \quad N = \frac{f_{osz}}{f_{ref}} = 4344$$

Bild 16 Beispiel: Sender Dillberg III 97,9 MHz



$$f_{ref} = 0,5 \text{ kHz} \quad \text{REFI} = 0 \quad N = \frac{f_{osz}}{f_{ref}} = \frac{(1422 + 460) \text{ kHz}}{0,5 \text{ kHz}} = 3764$$

Bild 17 Beispiel: Europawelle Saar 1422 kHz

Damit das Datenwort (Bild 15) von der Formatkontrolle akzeptiert wird, muß vor dem REF1-Bit eine führende Null kommen.

Der Phasenvergleich liefert an seinen Ausgängen FDN (PIN 10) L-Signal, wenn die Oszillatorfrequenz zu hoch ist, FUP (PIN 14) H-Signal, wenn die Oszillatorfrequenz zu tief ist. Der Swallow-Counter steuert den Vorteiler. Am Ausgang Count Mode (CMOD, PIN 4) steht 0 für Teilerfaktor 32, 1 für Teilerfaktor 33.

### Tiefpaßfilter

Die sehr stark voneinander abweichenden Referenzfrequenzen von 25 kHz bei FM und 0,5 kHz bei AM erfordern sehr unterschiedliche Zeitkonstanten der Tiefpaßfilter.

Da bei AM die max. Abstimmspannung 28 V beträgt, wäre eine Umschaltung des Rückführungsweges zu aufwendig und problematisch. Aus diesem Grunde wurden zwei voneinander unabhängige PI-Regler eingesetzt.

Da der Tuner T 5000 sowohl über elektronische Programmspeicher, aber auch über eine Handabstim-

mung verfügt, muß die Zeitkonstante bei Programmwechsel verkürzt werden, damit der Nachstimmvorgang beschleunigt wird. Die während dieser Zeit auftretenden Störspannungen sind unerheblich, da der Tuner-Ausgang stummgeschaltet ist. Die Zeitkonstanten-Umschaltung erfolgt über den Eingang Change durch einen C-MOS-Analogschalter 4016, welcher ebenfalls betätigt wird, sobald die Drehgeschwindigkeit des Handrades einen bestimmten Wert übersteigt. Damit verbunden wird dann die Schrittweite von 25 kHz auf 100 kHz bei UKW bzw. von 1 kHz auf 5 kHz bei MW erhöht, wodurch größere Frequenzänderungen schnell überbrückt werden können. (Bild 18 zeigt den Schaltplanauszug, Bild 19 das Gesamtschaltbild des Synthesizer-Moduls.)

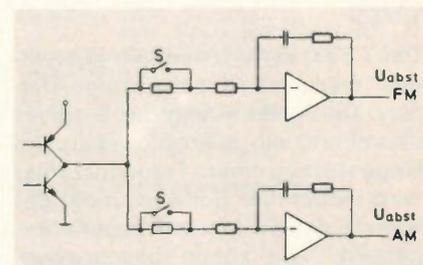


Bild 18 S bei Programmwechsel und schnellem Drehen des Handrads geschlossen ( $U_{abst}$  = Abstimmspannung)

Schlecht in Einklang zu bringen sind die Forderungen nach großem Störabstand, kurzer Einschwingzeit und geringem Überschwingen bei der durch den SAA 1056 vorgegebenen niedrigen Referenzfrequenz von 500 Hz für AM. Um Schwingneigung des

### Schieberichtung



Decoder f. Ref.-Teilerwahl 1 Bit

Systeme zu vermeiden, darf der Fußpunktcondensator der AM-Abstimmioden nicht allzu groß werden, während ein kleiner Wert ein hohes Überschwingen und damit lautes Einschwinggeräusch bei Handradbetätigung zur Folge hätte.

Dies wird dadurch umgangen, daß man den Fußpunktcondensator und den Siebwiderstand aufteilt und einen Teil davon nur bei Drehung des Handrades für ca. 300 ms aktiviert. Der 15-n-(C529)Condensator blockt 500 Hz Oberwellen ab und verhindert, daß diese in den Oszillator- bzw. Vorkreis gelangen und zu parasitären Schwingungen führen. Besonderes Augenmerk wurde der Abschirmung gewidmet. Durch die Frequenzteiler und den Quarzoszillator entstehen im Innern des Synthesizer-Moduls eine Vielzahl von Frequenzen mit TTL-Pegel, deren Oberwellen bis in den UKW-Bereich reichen. Bei der hohen Eingangsempfindlichkeit des T 5000 würden bereits kleinste Spannungen Störstellen verursachen. Zum anderen muß verhindert werden, daß an den Synthesizerzugang andere als die Oszillatorfrequenzen gelangen, da der Phasendetektor dann nicht einrasten würde.

Es wurden deshalb sämtliche Versorgungsanschlüsse mit LC- oder RC-Gliedern abgeblockt und der gesamte Synthesizer in einem separaten Metallgehäuse untergebracht. Zusätzlich wurden alle Bauteile auf der Platine zu Funktionsblöcken zusammengefaßt und die einzelnen Blöcke durch Schotts voneinander getrennt. Die Lötseite der Platine besteht überwiegend aus einer geschlossenen Massefläche und dient als zusätzliche Abschirmung.

### Digitale Frequenzanzeige beim T 5000

Der T 5000 verfügt über ein 4½stelliges Frequenz-/Kanal-Anzeige-Display. Die Ansteuerung des Displays übernimmt ein Mikroprozessor. Im Gegensatz zu einem Frequenzzähler wird jedoch der Sollwert, nicht der Istwert der Empfangsfrequenz angezeigt. Wie schon beschrieben, stellt der Synthesizer eine Frequenz ein, welche dem Produkt aus einem variablen Zahlenwert und der Referenzfrequenz entspricht. Das Errechnen des Zahlenwertes und die Übermittlung an den Synthesizer übernimmt der Mikroprozessor. Durch Umrechnen dieser Zahl wird ein Signal zur Ansteuerung der Frequenzanzeigen erzeugt.

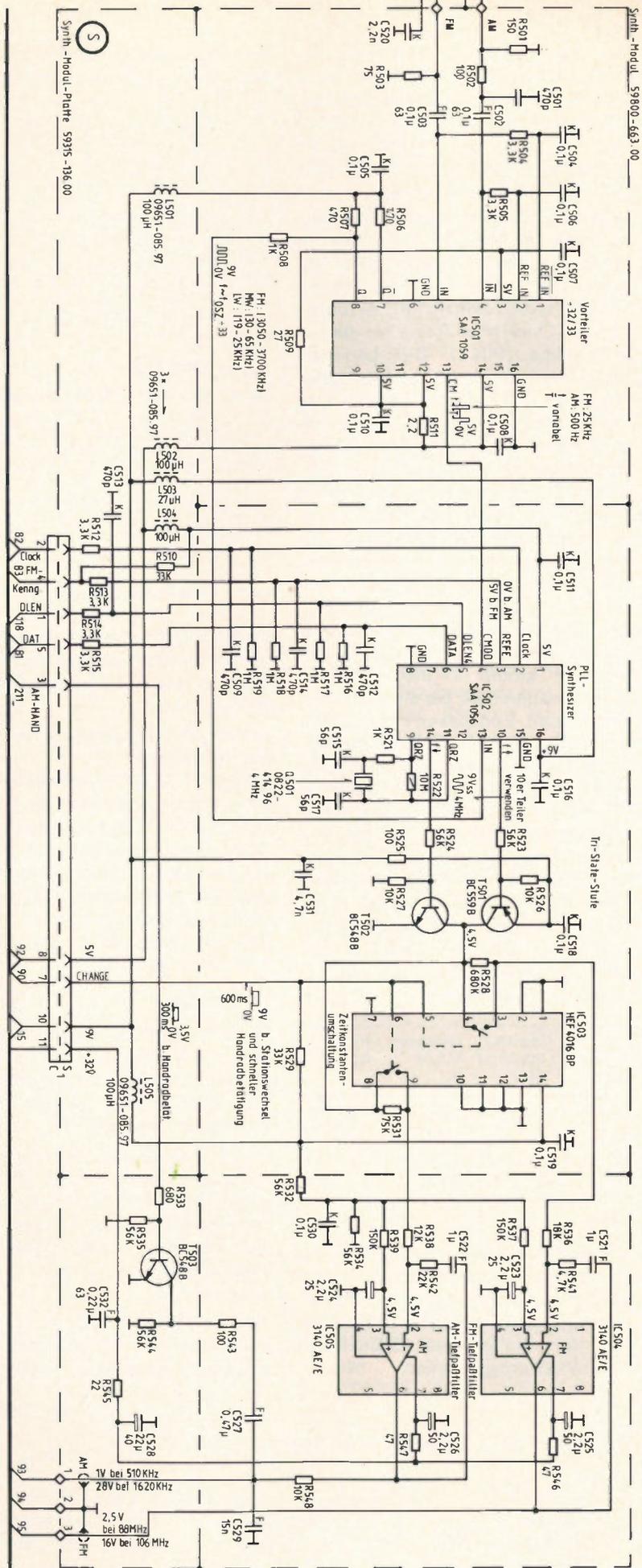


Bild 19 Gesamtschaltbild des Synthesizer-Moduls

Die Frequenzanzeige hat also mehr mit einer mechanischen Skala als mit einem konventionellen Frequenzzähler gemeinsam. Wie bei

einem Skalengerät kann man das Mischteil aus dem Gerät entnehmen, ohne daß sich die Anzeige verändert.

Blockschaltbild T 5000 (Bild 20)  
Aus dem Blockschaltbild sind die vorstehend beschriebenen Zusammenhänge deutlich zu erkennen.

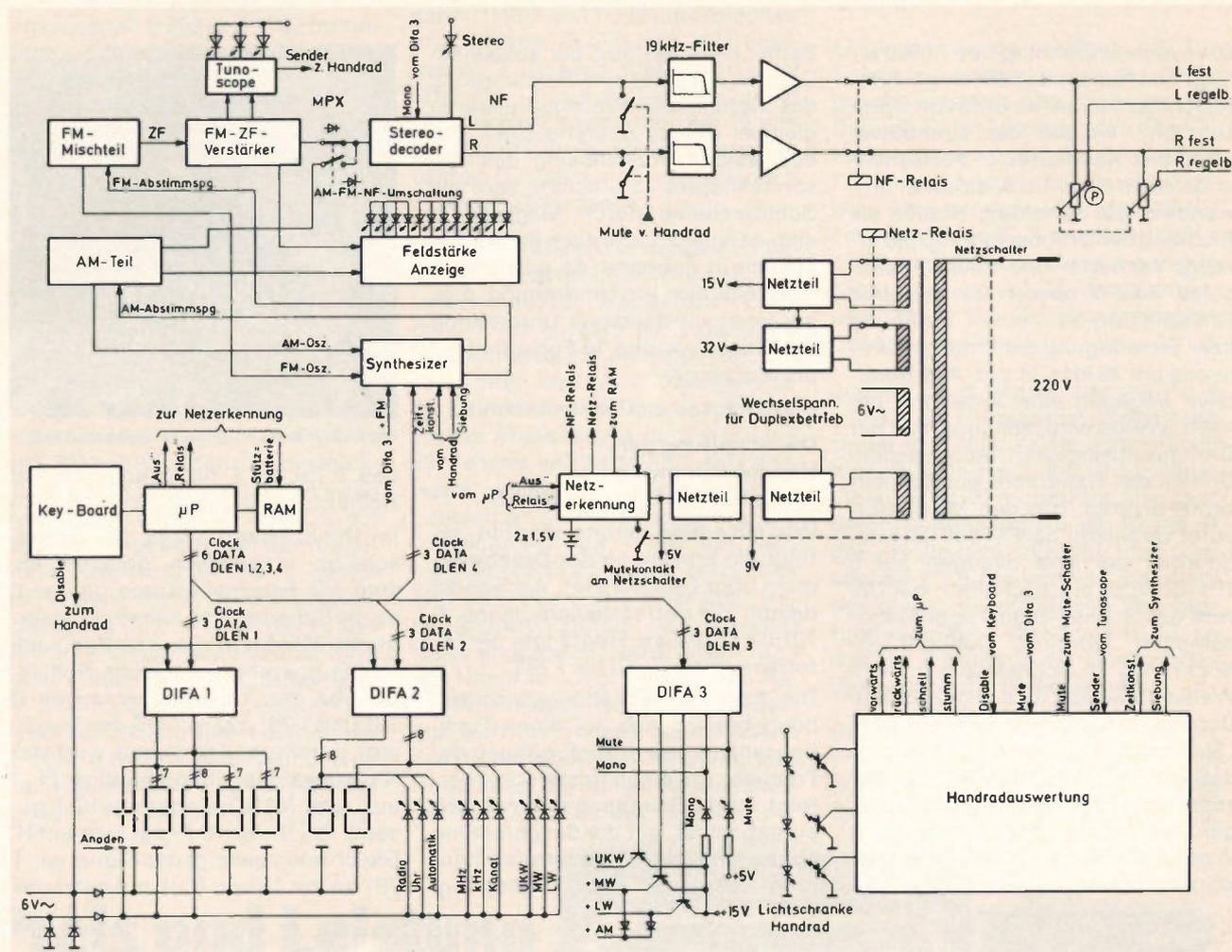


Bild 20 Blockschaltbild des T 5000

## Technische Daten des T 5000

### Empfangsbereiche

UKW: 87,5 ... 108 MHz  
Mittelwelle: 510 ... 1620 kHz  
Langwelle: 150 ... 350 kHz

### Empfindlichkeiten

UKW mono: 0,5 µV bei 26 dB S/N  
UKW stereo: 20 µV bei 46 dB S/N  
jeweils an 75 Ω u. 40 kHz Hub

Mittelwelle:  $10 \mu V \frac{R+S}{R} = 6 \text{ dB}$   
Langwelle:  $15 \mu V \quad m = 30 \%$

### Antennenanschlüsse

FM: UKW-Dipol 300 Ω und 75 Ω koaxial  
AM: Außenantenne und Erde

### FM-Begrenzung

Begrenzungs-Einsatz (-1/-3 dB)  
0,45 µV/0,35 µV an 75 Ω

### Bandbreite

FM-ZF: ca. 120 kHz  
AM-ZF: ca. 4,5 kHz

### ZF-Festigkeit

FM: > 90 dB/300 Ω; > 100 dB/75 Ω  
AM: > 60 dB

### AM-Unterdrückung

> 56 dB bei 1 kHz, 22,5 kHz Hub,  
30 % Modulation und 1 mV an 300 Ω

### Spiegelfrequenz-Festigkeit

FM: > 80 dB  
MW: > 45 dB  
LW: > 60 dB

### PLL-Frequenz-Synthesizer

Abstimmung mit magnetisch rastendem  
Drehknopf und  
25-kHz-Schritten bei UKW,  
1-kHz-Schritten bei M und L

Zusätzlicher Schnellgang mit einer Schrittweite von

100 kHz bei UKW und  
5 kHz bei M

### Capture Ratio (Gleichwellen-Selektion)

1 dB für -30 dB Störung bei 1 mV  
an 300 Ω und 40 kHz Hub

### FM-Fremdspnungsabstand

für 800 mV am NF-Ausgang:  
DIN (Spitze) (Eff.)  
Mono/Stereo 68/62 dB 72/66 dB  
(Hub 40 kHz)

### FM-Geräuschspannungsabstand

für 800 mV am NF-Ausgang:  
DIN (Spitze) (Eff. Kurve „A“)  
Mono/Stereo 69/64 dB 78/68 dB  
(Hub 40 kHz)

Übertragungsbereich bei FM-Stereo  
10 ... 17 000 Hz  $\leq 3 \text{ dB}$   
von Antenne bis NF-Ausgang

### Pilotton-Fremdspnungsabstand

> 60 dB bei 19 kHz  
> 70 dB bei 38 kHz

### Klirrfaktor

Mono/Stereo: 0,4/0,3% bei 1 kHz und  
40 kHz Hub, nach DIN 45 500

### Dynamische Trennschärfe

Mono: > 60 dB bei  $\pm 300 \text{ kHz}$   
40 kHz Hub und -30 dB Störspannung

### Stereo-Decoder

PLL-Stereo-Decoder  
mit HF-pegelgesteuerter automatischer  
Mono-/Stereo-Umschaltung

### Stereo-Übersprechdämpfung

> 40 dB bei 1 kHz  
1 mV Antennenspannung und 47,5 kHz Gesamt-  
hub

# Die Handabstimmung des T5000



Die Handabstimmung des T 5000 erfolgt über eine magnetisch gerastete Schlitzscheibe mit Hilfe von Optokopplern, welche die Drehbewegung des Handrades in Fortschaltimpulse für den Mikrocomputer umwandeln. Die Schaltung erkennt die Richtung der Drehbewegung und erzeugt Vorwärts- und Rückwärtsimpulse. Bei FM bewirkt ein einzelner Fortschaltimpuls eine Erhöhung bzw. Erniedrigung der Empfangsfrequenz um 25 kHz, in den AM-Bereichen dagegen eine Änderung um 1 kHz. Weiter wird, abhängig von der Drehgeschwindigkeit, bei schnellem Drehen des Handrades ein Schnell-signal erzeugt, das den Mikrocomputer veranlaßt, bei FM auf 100 kHz-Schritte, bei MW dagegen auf 5 kHz-Schritte umzuschalten; bei LW wird das Schnell-Signal vom Mikrocomputer ignoriert. Dadurch erreicht man im Schnellgang in allen Wellenbereichen eine angeglichene Durchstimmung über die gesamte „Skalenbreite“, damit ist gemeint, daß bei FM, MW und LW für die Abstimmung über den ganzen jeweiligen Wellenbereich im Schnellgang in etwa die gleiche Anzahl von Fortschaltimpulsen erforderlich ist. Der

Bedienende hat also bei schnellem Durchdrehen der Handabstimmung das Gefühl, alle Wellenbereiche in gleicher Zeit zu überstreichen. Um eine stabile Ruhestellung des Abstimmknopfes zu erhalten, wird die Schlitzscheibe durch Magnete in eine definierte Lage nach jedem Raster-schritt gebracht. Es gibt 16 Rasterstellungen pro Umdrehung, d. h. bei einer vollständigen Umdrehung des Rades werden 16 Fortschaltimpulse erzeugt.

Bild 1 zeigt einen Detailschnitt.

## Die Schaltung der Handabstimmung (siehe Schaltbildauszug Bild 2)

Wie einleitend bereits erwähnt, erfolgt die Erkennung der Drehbewegung über Optokoppler. Als Sender dienen die Infrarotleuchtdioden D 701 bis D 703, als Empfänger die Fototransistoren T 701 bis T 703.

Die folgende Schaltungsbeschreibung bezieht sich auf einen Funktionsablauf, wie er zur Erhöhung der Frequenz um einen Raster-schritt erfolgt. Da die Schaltung symmetrisch aufgebaut ist, gilt die Beschreibung ebenso für eine Frequenzverring-erung unter der Berücksichtigung,

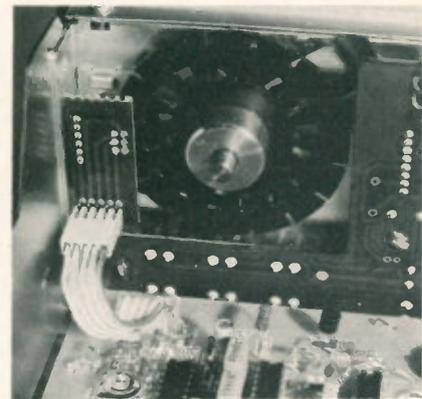


Bild 1 Detailsicht der Handabstimmung T5000

daß T 701 bis T 703 in umgekehrter Reihenfolge angesteuert werden.

Im Ruhezustand, wenn die Schlitz-scheibe magnetisch gerastet ist, sind alle Fototransistoren gesperrt, da die Scheibe den Lichtstrahl unterbricht. Wird nun das Handrad nach rechts gedreht, so gibt die Schlitz-scheibe den Lichtweg zwischen D 701 und T 701 frei, so daß der Transistor durchschaltet. Damit wird das Richtungserkennungs-Flipflop FF 1 aus zwei NAND-Gattern in IC 7 gesetzt. Pin 10 von IC 7 liegt jetzt auf H. Gleichzeitig gelangt das Signal von T 701 an Pin 13 von IC 9 und setzt das

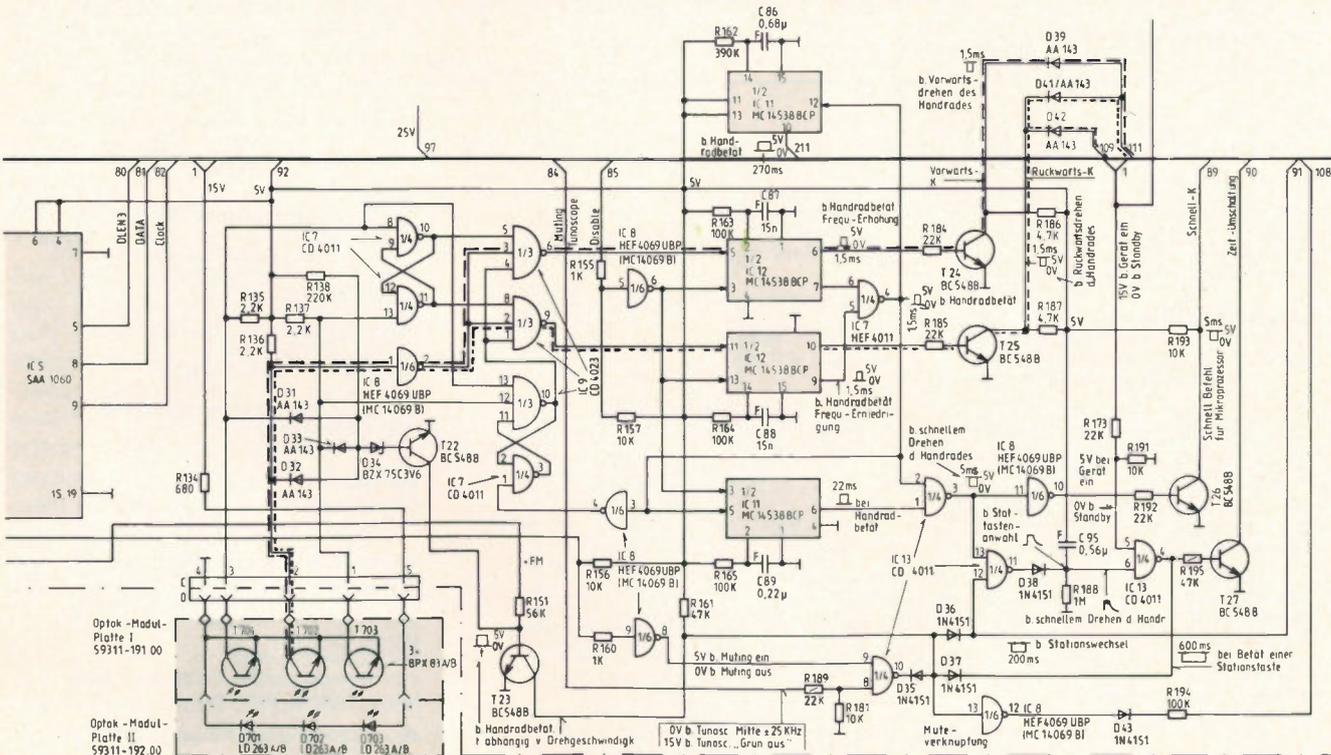


Bild 2 Schaltbildauszug Handabstimmung

Signalweg für Vorwärtsimpuls  
Signalweg für Rückwärtsimpuls

Vorbereitungs-Flipflop FF 2 aus den Gattern von Pin 11, 12 und 13 von IC 9 und Pin 1 und 2 von IC 7. Pin 10 von IC 9 liegt jetzt ebenfalls auf H. Dreht man weiter, so wird T 701 wieder gesperrt; anschließend wird der Lichtweg zwischen D 702 und T 702 freigegeben – T 702 schaltet durch. Dieses L-Signal wird invertiert, gelangt als H an Pin 2 und 3 von IC 9. Von den beiden angesteuerten 3fach-NAND-Gattern kann nur Pin 6 auf L gehen und mit der H → L-Flanke die monostabile Kippstufe für den Vorwärtsimpuls in IC 12 (Eigenzeit ca. 1,5 ms) über Pin 5 triggern, da L-Signal an Pin 8 das zweite NAND sperrt.

Um nun ein wiederholtes Triggern des Mono-Flop in dieser Zwischenstellung des Handrades durch leichtes Hin- und Herbewegen der Schlitzscheibe an der Schaltflanke des T 702 zu verhindern, ist die Rückführung des Gatters in IC 7, Pin 5 und 6 und dem Inverter Pin 3 in IC 8 auf das FF 2 eingebaut. Ist die monostabile Kippstufe einmal angestoßen, so setzt deren H → L-Flanke am Q-Ausgang (Pin 7 von IC 12) zu Beginn des 1,5-ms-Impulses über Pin 6 von IC 7 und Pin 3 von IC 8 das zuvor von T 701 „scharf“ gemachte FF 2 wieder zurück und sperrt damit über Pin 1 und 4 von IC 9 den Weg für weitere Triggerimpulse von T 702. Der erzeugte „Vorwärts“-Impuls gelangt

über T 24 und D 39 zum Mikrocomputer.

Dreht man das Handrad nun weiter in Richtung zur nächsten Raststellung, so wird der Lichtstrahl zwischen D 702 und T 702 unterbrochen und zwischen D 703 und T 703 freigegeben. T 703 wird leitend und setzt über Pin 13 von IC 7 das FF 1 auf „Rückwärts“ sowie über Pin 12 von IC 9 das FF 2. In der nächsten magnetischen Raststellung wird dann auch wieder T 703 gesperrt.

Das Richtungserkennungs-Flipflop FF 1 wird also durch jeweils einen der beiden äußeren Transistoren T 701 bzw. T 703 gesetzt, der eigentliche Triggerimpuls für die monostabilen Kippstufen wird von T 702 ausgelöst. In unserem Fall war nun unmittelbar vor der Ansteuerung von T 702 der T 701 leitend und hatte FF 1 auf „Vorwärts“ gesetzt, so daß mit T 702 das „Vorwärts“-Monoflop triggerte. Die Ansteuerung von T 703 vor dem magnetischen Einrasten setzt zwar FF 1 auf „Rückwärts“, hat aber keinen weiteren Einfluß, da T 702 nicht mehr angesteuert wird. Dreht man das Handrad um einen weiteren Rasterschritt nach rechts, so wiederholt sich der soeben beschriebene Funktionsablauf. Bei Drehung des Handrades um einen Rasterschritt nach links nimmt das Signal von T

702 den Weg von Pin 1/IC 8 über Pin 2/IC 9 zum Pin 11 von IC 12 und triggert die monostabile Kippstufe für den Rückwärtsimpuls, der über T 25 und D 41/D 42 zum Mikrocomputer gelangt.

Einleitend wurde erwähnt, daß die Schaltung abhängig von der Drehgeschwindigkeit der Scheibe ein Schnell-Signal erzeugt, das den Mikrocomputer veranlaßt, auf größere Frequenzschritte umzuschalten. Dies wird erreicht über das NAND Pin 5 und 6 von IC 7, das NAND Pin 1 und 2 von IC 13 und die monostabile Kippstufe von IC 11, angesteuert über Pin 5. Die Schaltung arbeitet folgendermaßen:

Jeder 1,5-ms-Impuls, der am Pin 4 von IC 7 ein H-Impuls ist, triggert mit seiner H → L-Flanke die monostabile Kippstufe an Pin 5 von IC 11, deren Eigenzeit ca. 22 ms beträgt, also geht deren Q-Ausgang für ca. 22 ms in den H-Zustand. Erfolgt nun der nächste 1,5-ms-Impuls innerhalb der 22 ms, so erfolgt eine Verknüpfung über Pin 1 und 2 von IC 13, so daß Pin 3 während der Überschneidungszeit auf L-Potential geht.

Dieser Überschneidungsimpuls wird über Pin 11 von IC 8 und T 26 dem Mikrocomputer mit L als Schnellsignal zugeführt.

## Preis und Leistung überzeugen!

### Grundig Oszilloskop GO 40 Z.

- 2 Kanäle, 40 MHz Bandbreite
- 12 kV Innenrasterröhre
- Verzögerungsleitung
- Summe- und Differenzdarstellung
- Optimale Triggermöglichkeiten

#### Triggerung

Automatische Korrektur des Triggerniveaus durch Triggerpegelautomatik, DC-Trigger. Keine Niveaueinstellung notwendig durch echtes Amplitudensieb (TV-Triggerung). Stabile Triggerung durch Triggersignalentnahme vom gemeinsamen Verstärker A/B.

#### Y-Verstärker

Durch eingebaute Verzögerungsleitung und hohe Bandbreite Darstellen von Impulsen kein Problem.

#### Helligkeit

12 kV Nachbeschleunigung garantiert helle und scharfe Oszillogramme, Innenrasterröhre.

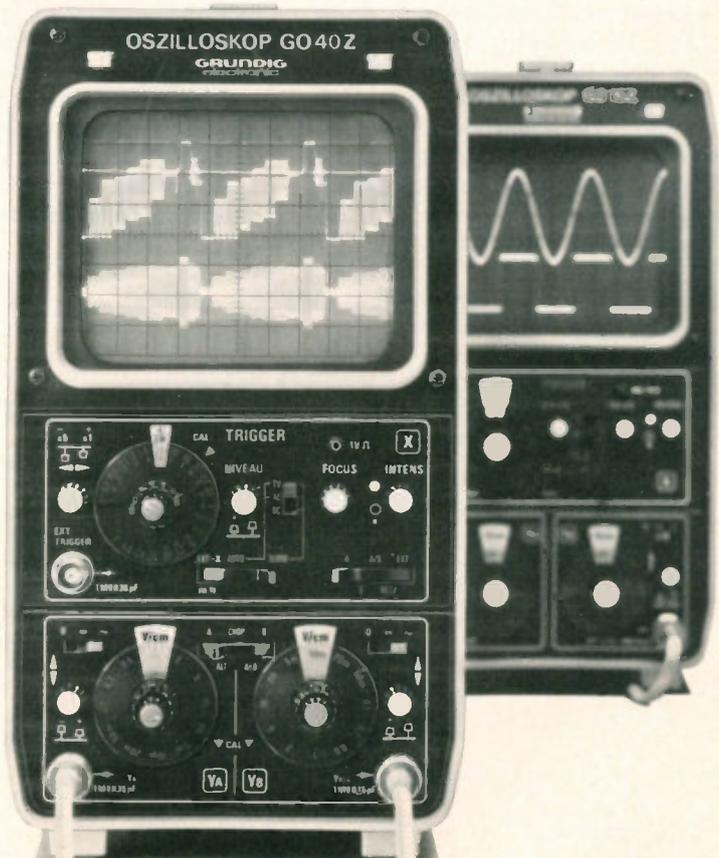
#### X/Y-Betrieb

Ablenkkoeffizient variabel (x via B) und quadrantenrichtige Abbildung durch Invertiermöglichkeit beider Kanäle.

#### Fazit

Optimales Preis-/Leistungsverhältnis.

Über unser weiteres Oszilloskop-Programm fordern Sie bitte ausführliche Unterlagen an.



**GRUNDIG**  
electronic

GRUNDIG AG · Geschäftsbereich ELECTRONIC · Würzburger Str. 150 · 8510 Fürth/Bay. · Tel. 0911/73 30-1 · Telex 06-23 435

# Das Tunoscope des Spitzentuners T 5000



Das Tunoscope dient in erster Linie zur genauen Empfangsabstimmung von UKW-Sendern. Zusätzlich ist in die Schaltung eine Muteauswertung integriert, die störende Geräusche beim Abstimmen, bei fehlerhafter Einstellung sowie beim Unterschreiten der Mindestspannung am Antenneneingang unterdrückt. Die dafür benötigten Informationen erhält das Tunoscope vom ZF-PLL-Dekodermodul. Gegenüber den bisherigen Grundig-Tunoscopen wurden die Tunoscopebandbreite erheblich eingeschränkt und die Schaltzustände um zwei auf fünf erhöht. Dies ermöglicht zusammen mit der 25-kHz-Rasterung eine exaktere Abstimmung. Beträgt die Abweichung  $\pm 25$  kHz von der Sendermitte, so leuchtet eine rote und eine grüne LED, während bei  $\pm 50$  kHz nur Rot links bzw. rechts brennt. Realisiert wird dies durch zwei Abstimmindikatoren SO 459, die modifizierte Versionen der Fensterdiskriminatoren TCA 965 sind (siehe Schaltungsauszug Bild 1).

Dem Tunoscope stehen folgende Signale zur Verfügung:

Diskriminatorbrückenspannung vom ZF-PLL-Dekoder; die der Differenzspannung überlagerte Gleichspannung kann zwischen 6,5 V und 8,5 V betragen.

Statisches H-Signal bei Stationstastenwahl von der Handabstimmungskennung; 50-Hz-Rechtecksignal bei Handabstimmung. Feldstärkeabhängige Gleichspannung  $U_p$ .

Abschaltbare Versorgungsspannung + FM.

Das Tunoscope funktioniert folgendermaßen:

Das vom ZF-PLL-Dekoder von P 18 und P 19 kommende Differenzsignal wird über die beiden Operationsverstärker in IC 4 entkoppelt und den Abstimmindikatoren IC 2 und IC 3 zugeführt. Mit dem Einstellwiderstand R 77 kann bei auf Sendermitte abgestimmtem Empfänger eine Symmetrie-Feineinstellung der

Differenzspannung erfolgen. Die vom ZF-PLL-Dekoder kommende Differenzspannung zwischen den Punkten  $\nabla$  und  $\nabla$  ist dabei nicht größer als  $\pm 100$  mV.

Je nach Schleifer-Stellung des R 77 findet über die Widerstände R 76 und R 78 eine Einströmung mit unterschiedlichen Stromwerten in die 56-k $\Omega$ -Widerstände R 82 und R 83 statt. Dadurch werden an R 82 und R 83 unterschiedliche Spannungen aufgebaut, die es ermöglichen, daß trotz des an den Operationsverstärker-Ausgängen stehenden Eingangsspannungsdifferenzfehlers an den Abstimmindikatoreingängen die Spannungsdifferenz Null sein kann.

Der Abstimmindikator IC 3 arbeitet bei der Schaltschwelle.

$$U_{D2} = \pm U_{ref} \frac{R_{65} + R_{73}}{R_{85} + R_{72} + R_{73}} \approx \pm 149 \text{ mV} \approx \pm 12,4 \text{ kHz}$$

Entsprechend gilt für die Schaltschwelle von IC 2:

(Fortsetzung auf Seite 27)

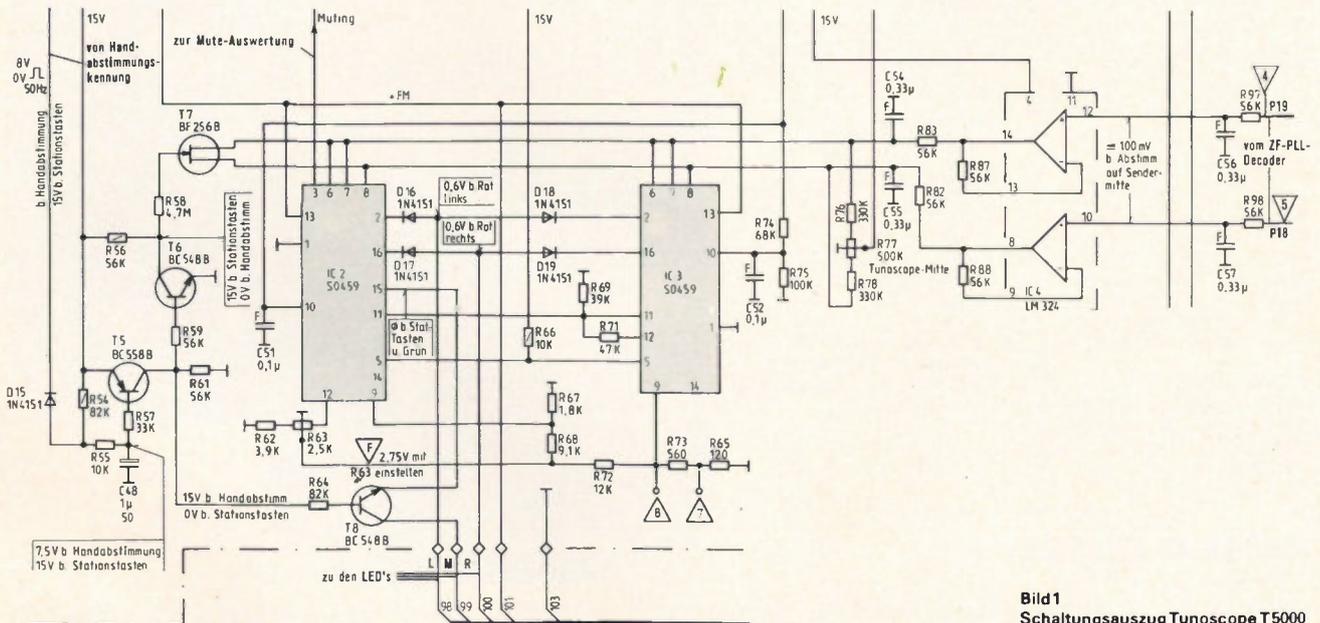
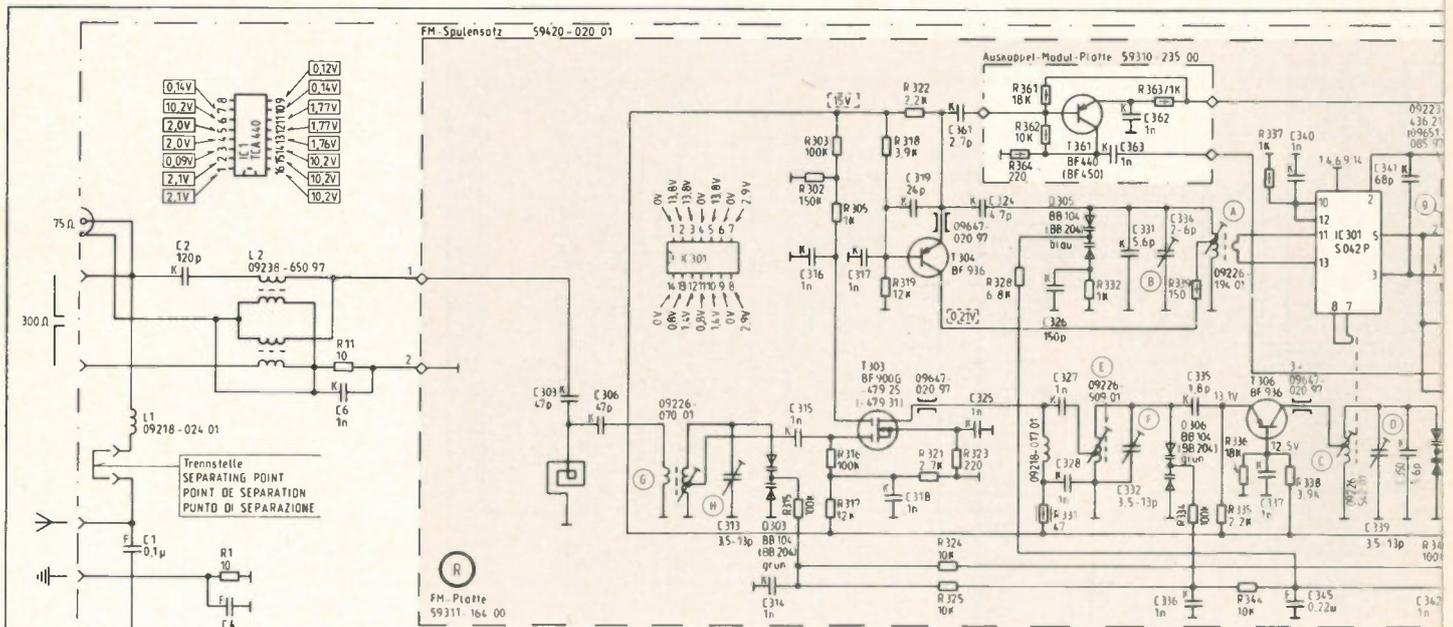


Bild 1  
Schaltungsauszug Tunoscope T5000

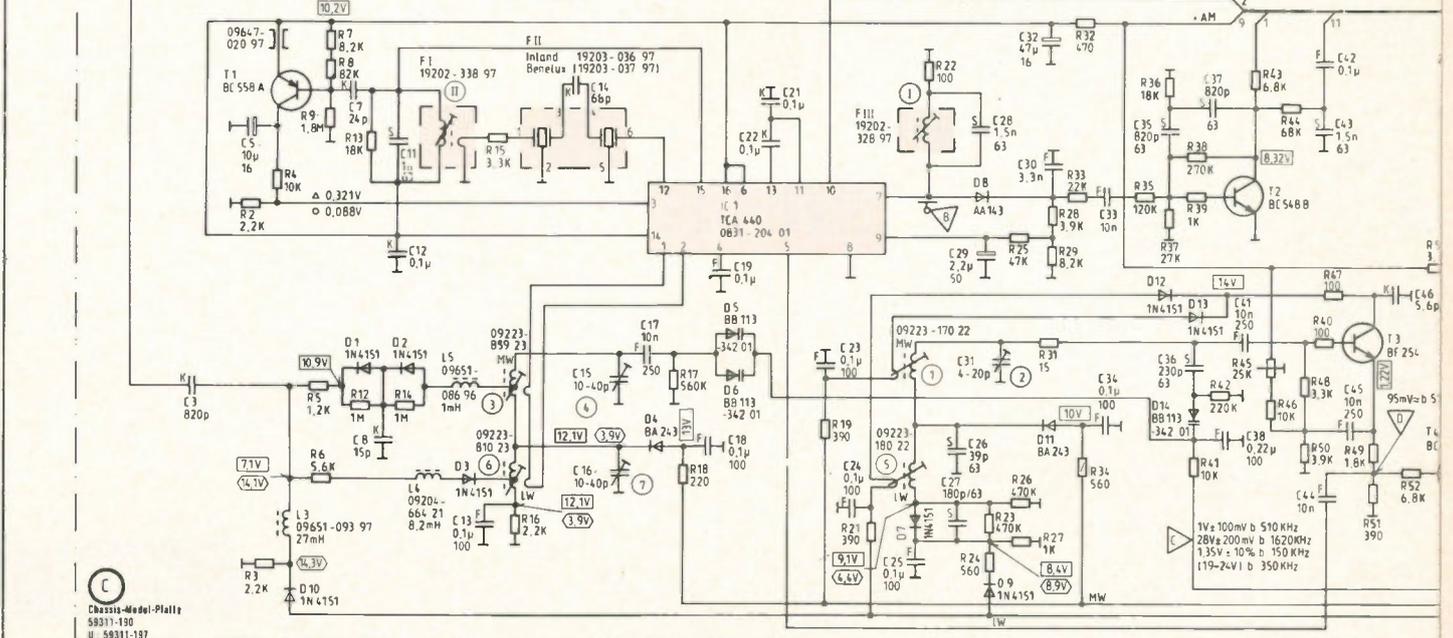


Wellenbereiche  
WAVE BANDS  
GAMMES D'ONDES  
GAMME D'ONDA

LW/GO/OL	145	350KHz
MW/PO/DM	510	1620KHz
UKW/FM	87.5	108.175 MHz

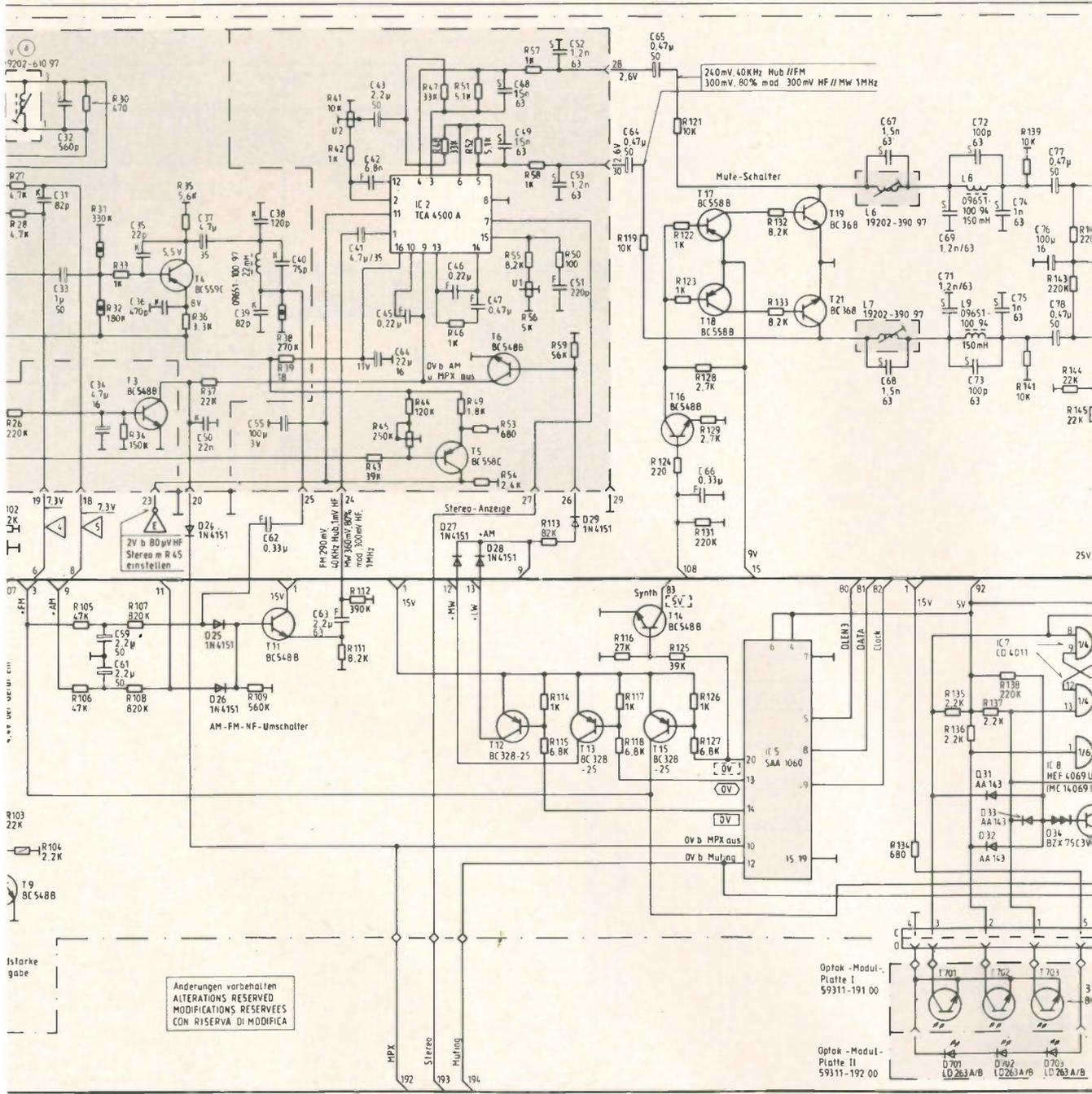
▲ Bei 300mV Antennenspannung (Sender 1MHz)  
WITH 300mV AERIAL INPUT (TRANSMITTER 1MHz)  
SUR 300mV TENSION D'ANTENNE (EMETTEUR 1MHz)  
CON 300mV DI ANTENNA (GENERATORE 1MHz)

○ Bei Stellung MW ohne Antennensignal  
AT MW POSITION WITHOUT SIGNAL  
EN POS. PD ET SANS SIGNAL  
IN POS. OM IN ASSENZA DI SEGNALE D'ANT

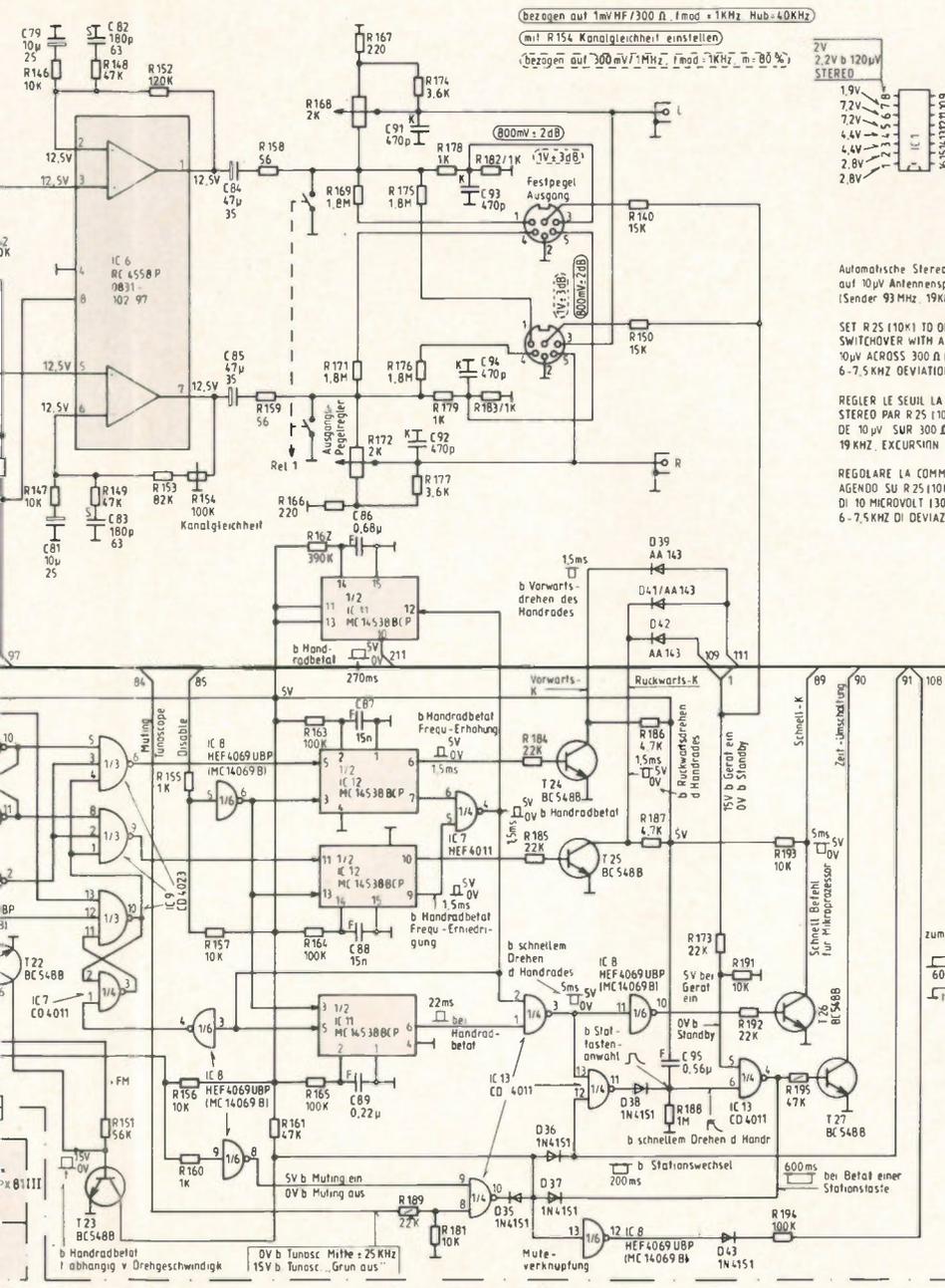


C	1.	2, 3.	4.	5.	6.	7.	8, 11.	12.	13.	303, 14.	306.	15.	17.	18, 19.	314.	315.	316, 23.	24.	317, 318, 319.	25.	361.	324.	29.	326.	327.	33.	362.	334.	35.	335.	37.	38.	41.	337.	340.	42.	45.	339.	46.	347.									
R	1.	2, 3.	4.	5.	6.	7.	8, 9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17/18.	19.	20.	21.	22.	23.	24.	25.	26.	27.	28.	29.	30.	31.	32.	33.	34.	35.	36.	37.	38.	39.	40.	41.	42.	43.	44.	45.	46.	47.	48.	49.	50.	51.	52.



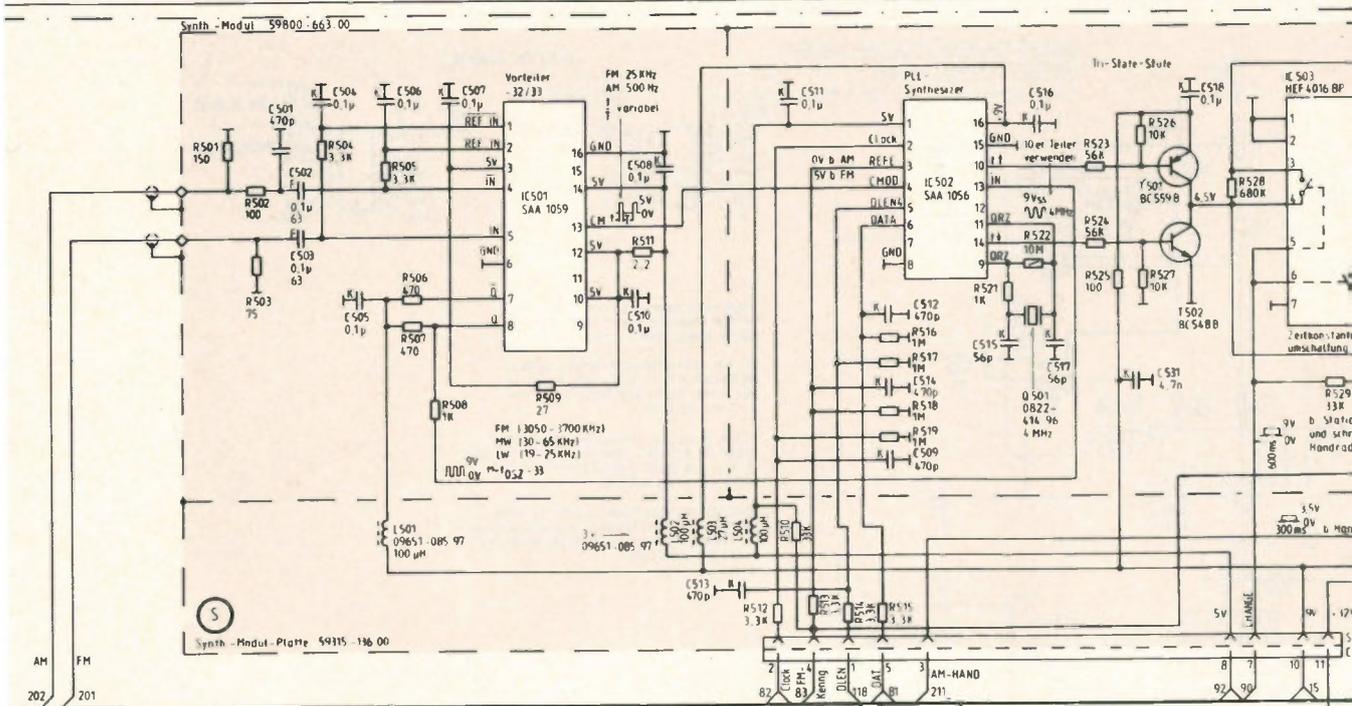


59,	61,	62,	63,	64,	65,	66,	67,	68,	69,	70,	71,	72,	73,	74,	75,	76,	77,	78,				
102, 104,	105,	106,	107,	108,	109,	111, 112,	113,	114,	115,	116,	117,	118,	119,	121, 124, 127, 131,	132,	133,	134,	135, 136, 137, 138, 139,	142,	143,	144,	145,



Schaltbild  
T 5000

79.	82.	84.	86.	89.	91.	93.	95.	
81.	83.	85.	87.	88.	92.	94.		
145.	146.	148, 151.	152.	154, 157.	158, 161.	162, 165, 167, 171.	189, 174, 177, 178, 182.	184.
147.	149.	153.	156.	159.	163, 166, 168, 177.	175, 181, 179, 183.	185.	188.
		155.	160.		164.	169.	176.	



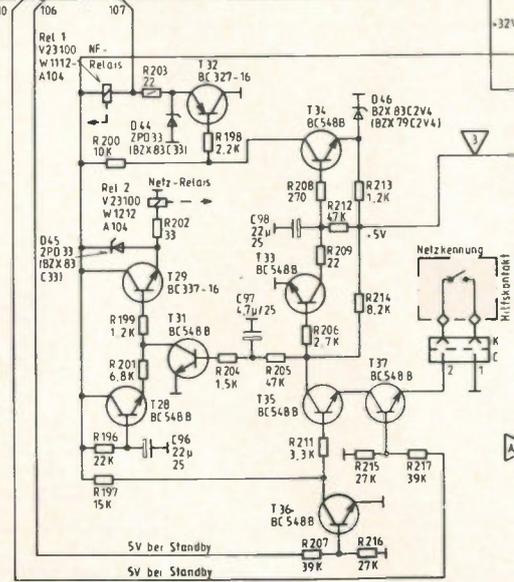
Spannungen mit Grundig-Millivoltmeter (Ri=10M $\Omega$ ) und Multimeter, falls nicht anders angegeben, gegen Masse gemessen. Messwerte gelten bei 220V-Netzspannung, (LW) MW FM-MONO ohne Signal, bei (KHZ) und bei 20°C Raumtemperatur. Samtliche Spannungen über Trennwiderstand messen.

IF NOT OTHERWISE INDICATED ALL VOLTAGES ARE MEASURED AGAINST CHASSIS WITH A GRUNDIG MILLIVOLTMETER (Ri=10M $\Omega$ ) AND MULTIMETER. THE VALUES ARE VALID FOR 220V AC MAINS VOLTAGE, WAVEBANDS (LW) MW FM-MONO, NO SIGNAL APPLIED TO (KHZ) AND 20°C AMBIENT TEMPERATURE. ALL VOLTAGES MUST BE MEASURED VIA SEPARATING RESISTOR.

SAUF INDICATION CONTRAIRE, LES TENSIONS SONT MESUREES PAR RAPPORT AU CHASSIS AVEC UN MILLIVOLTMETRE GRUNDIG (Ri=10M $\Omega$ ) ET MULTIMETRE. LES VALEURS SONT VALABLES POUR UNE TENSION SECTEUR DE 220V CA DANS LES GAMMES D'ONDES (LW) MW FM-MONO, SANS SIGNAL DE (KHZ), ET TEMPERATURE AMBIANTE DE 20°C. SONT A MESURER A TRAVERS UNE RESISTANCE DE SEPARATION.

TENSIONI MISURATE CON MILLIVOLTMETRO GRUNDIG (Ri=10M $\Omega$ ) E MULTIMETRO SALVE ALTRE INDICAZIONI, RIFERITE A MASSA. I VALORI DI MISURA VALGONO CON TENSIONE DI RETE DI 220V (LW) MW FM-MONO, SENSA SEGNALE, DI (KHZ) E CON TEMPERATURA AMBIENTALE DI 20°C. SONO MISURATE MEDIANTE UNA RESISTENZA DI SEPARAZIONE.

Chassis-Modul-Platte 59311-187

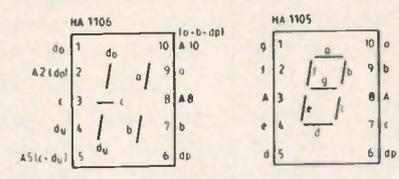
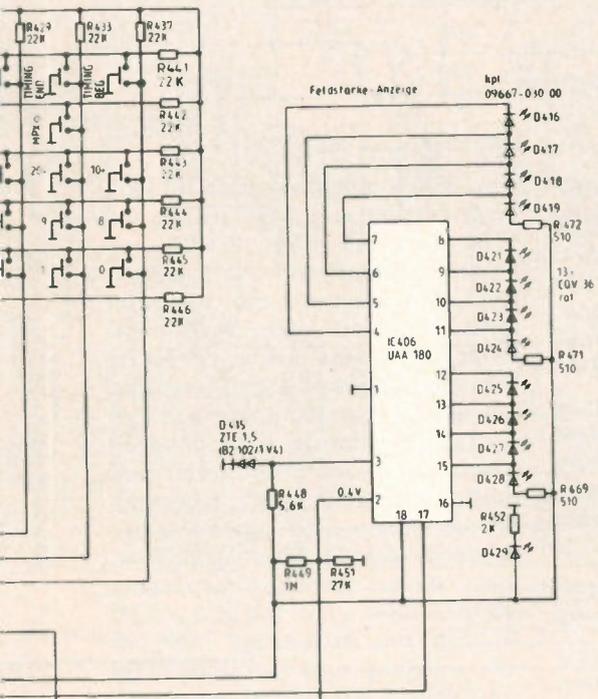


520, 501 502 504, 505, 506, 507, 510, 508, 513, 511, 512, 514, 509, 96, 515, 516, 517, 97, 98, 531, 518.

501, 502, 504, 505, 506, 508, 509, 511, 512, 510, 513, 514, 515, 518, 196, 200, 199, 203, 522, 198, 204, 523, 525, 526, 207, 211, 214, 528, 217, 529, 516, 519, 197, 201, 202, 524, 205, 527, 208, 212, 215, 206, 209, 213, 216.

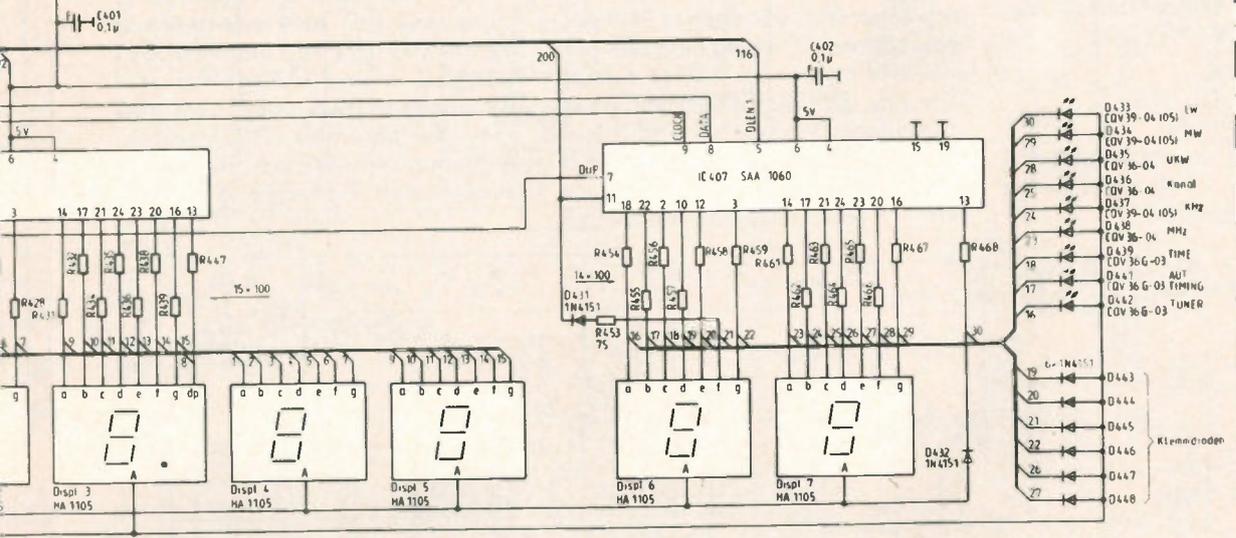






Taste gedrückt	PIN 1 Disable	PIN 2 25	PIN 3 24	PIN 4 23	PIN 5 22	PIN 6 21	PIN 7 20
Aus/OFF	H	H	H	H	H	L	H
Station 0	H	H	L	H	H	H	H
Station 1	H	H	L	H	H	H	L
Station 2	H	H	L	H	H	L	H
Station 3	H	H	L	H	H	L	L
Station 4	H	H	L	H	L	H	H
Station 5	H	H	L	H	L	H	L
Station 6	H	H	L	H	L	L	H
Station 7	H	H	L	H	L	L	L
Station 8	H	H	L	L	H	H	H
Station 9	H	H	L	L	H	H	L
U/FM	H	H	L	L	H	L	H
MW	H	H	L	L	H	L	L
LW	H	H	L	L	L	H	H
10+	H	L	H	H	H	H	H
20+	H	L	H	H	H	H	L
FREQU / KAN	H	L	H	H	H	L	H
PRO / STORE	H	L	H	H	H	L	L
MUTING ●	H	L	H	H	L	H	H
MPX ○	H	L	L	H	H	H	L
TUNER	H	L	L	H	L	H	L
TIME	H	L	L	H	L	L	H
TIMING BEGIN	H	L	L	L	H	H	H
TIMING END	H	L	L	L	H	H	L
CHRONO-O-SET	H	L	L	L	H	L	H
CHR. START/STOP	H	L	L	L	H	L	L
Std	H	L	L	L	L	H	H
10 min	H	L	L	L	L	H	L
1 min	H	L	L	L	L	L	L
AUT TIMING	H	L	L	L	L	L	H

Funktionstabelle H·U=2V L·U=0,8V

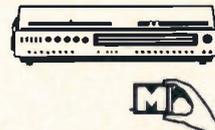


- Widerstand
- Kondensator
- Dioden
- LEDs
- Keramik
- 0204 DIN
- 0207 DIN
- 0411 DIN
- 0207 DIN Rauscharm
- schwer entflammbar



Schaltbild T 5000

# Microcomputer und Peripherie im GRUNDIG Frequenz-Synthesizer- Tuner T5000



Zur Steuerung des Frequenz-Synthesizers mit dem schnellen ECL-Vorteiler SAA 1059 und dem programmierbaren Teiler SAA 1056 ist ein Kontroll-Baustein (Controller) erforderlich, der das zu einer eingestellten Frequenz gehörige Teilerverhältnis errechnet und dieses in dem SAA 1056 einstellt. Der Controller sorgt zunächst für die Anzeige der gewünschten Frequenz über ein 4½stelliges 7-Segment-Display. Anzeigetreiber ist hier ein SAA 1060. Anschließend addiert der Controller zur eingestellten Frequenz die ZF, dividiert das Ergebnis durch die Referenz-Frequenz und gibt das so errechnete Teilerverhältnis nach einer BCD-Binär-Umwandlung über eine serielle Schnittstelle zum SAA 1056 aus.

## Programmierbare ZF

Die ZF ist für AM und FM getrennt programmierbar, und zwar für FM:  $10,7 \text{ MHz} \pm 50 \text{ kHz}$  und für AM:  $460 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$  sowie  $452 \pm 1 \text{ kHz}$ . Damit kann in der Fertigung oder im Service jeder Tuner – innerhalb gewisser Grenzen – individuell auf die Toleranzen der im ZF-Verstärker verwendeten Keramikfilter mit Drahtbrücken abgeglichen werden. Der Abgleich ist wichtig für die Frequenz-Anzeige.

### Beispiel:

Bei einem FM-ZF-Verstärker liegt aufgrund der Keramikfilter der Nulldurchgang im Diskriminator bei  $f_{zf}^* = 10,75 \text{ MHz}$ . Ohne Feinprogrammierung würde nun bei einer vom Display angezeigten Frequenz  $f_d = 89,6 \text{ MHz}$  der Oszillator über den Controller und den Synthesizer auf  $f_{osz} = f_d + f_{zf}^* = 100,3 \text{ MHz}$  gestellt.

Unglücklicherweise würde aber das Tunoscope bei einem Sender mit einer Frequenz von  $f_e = 89,6 \text{ MHz}$  „keine Mitte“ signalisieren, denn die wahre Empfangsfrequenz ist ja:

$$f_e = f_{osz} - f_{zf}^* = 89,55 \text{ MHz.}$$

Das heißt, der Oszillator des Tuners müßte 50 kHz höher schwingen, um die Eingangsfrequenz  $f_e$  exakt einzustellen. Ohne die Möglichkeit der ZF-Feinprogrammierung würde das

eine falsche Frequenz-Anzeige zur Folge haben (89,65 MHz). Soviel zur programmierbaren ZF.

## Der Controller

Die Schnittstellen der SAA 1056 und SAA 1060 sind speziell für die Ansteuerung durch Microprozessoren bzw. Microcomputer ausgelegt. Durch die seit einiger Zeit auf dem Markt befindlichen Einchip-Microcomputer ergab sich erstmals die Gelegenheit, mit den o. g. ICs einen kostengünstigen Synthesizer-Tuner mit sehr hohem Bedienungskomfort zu realisieren.

## Die Funktionen des Microcomputers ( $\mu\text{C}$ )

Da die Frequenz-Aufbereitung und -Anzeige nur einen Teil der Kapazität des  $\mu\text{C}$  ausnutzt, lag es nahe, weitere Steuerfunktionen und zusätzliche Features durch konsequenten Ersatz von Hardware durch Software mit dem  $\mu\text{C}$  zu verwirklichen.

So wurde die gesamte Steuerung für einen Receiver in dem auf 2048 Bytes begrenzten Programm untergebracht. Dabei wurde besonderer Wert auf hohen Bedienungskomfort gelegt. Zusätzlich konnte noch eine Software-Schaltuhr im Programm aufgenommen werden.

Die Funktionen des  $\mu\text{C}$  sind im einzelnen:

- Abfrage und Entprellung sämtlicher Tasten.
- Ansteuerung des programmierbaren Teilers im Frequenz-Synthesizer.
- Programmierbare ZF.
- Ansteuerung der Frequenzanzeige.
- Frequenz/Kanal-Umrechnung.
- Progressive Handabstimmung mit Hilfe eines magnetrastenden Abstimmknopfes.
- Verwaltung von 30 Stationspeichern (Intermix).
- 3 zusätzliche Speicher für Handabstimmung UML.
- Frequenzbereichs-erkennung.

- Ansteuerung der Stationsanzeige und sämtlicher LEDs mit Ausnahme von Tunoscope und Feldstärke.

- Netzrelais-Steuerung.
- Ausgabe des Stumm-Befehls.
- Ansteuerung der elektronischen (Um)schalter: U, M, L, MPX-aus und MUTE.
- Ansteuerung der elektronischen (Um)schalter: Band, Cassette, Phono, Contour, Rausch, Quickton, Monitor, Lautsprecher I u. II. (Diese Funktionen kommen im Tuner nicht zur Anwendung.)
- Quarzgenaue Uhr.
- Programmierbare Ein- und Ausschaltzeit.
- Summierende Stoppuhr bis 99 min. 59 sec.

## Vorteile der zentralen Steuerung

Durch die zentrale Steuerung des Tuners über den  $\mu\text{C}$  ergeben sich erhebliche Vorteile. Die Verdrahtung wird im digitalen Bereich wesentlich vereinfacht. Die Zuverlässigkeit steigt, da die Anzahl der ICs auf ein Minimum reduziert ist.

Eine Fernbedienung sämtlicher Funktionen wäre mit wenig Aufwand auch mit unterschiedlichen FB-Systemen möglich. In der Fertigung wird der vollautomatische Funktionstest erleichtert.

Für den Service bleibt die Übersicht über die Schaltung trotz einer Vielzahl von realisierten Funktionen erhalten. Die Reparatur wird im Vergleich zu ähnlichen Geräten wesentlich vereinfacht, da die meisten logischen Verknüpfungen, Flipflops und Zähler per Software realisiert wurden. Der Service-Techniker muß sich nicht mehr durch eine Vielzahl von digitalen Schaltelementen logisch durcharbeiten, sondern er hat nur noch zu überprüfen, ob z. B. ein Schieberegister geladen wird oder nicht.

Der Microcomputer selbst ist – einmal mit einem festen Programm versehen – ein IC wie jedes andere. Aufgrund einer bestimmten Eingangsin-

formation erfolgen ganz bestimmte Reaktionen an den Ausgängen.

Beispiel:

Der Druck auf eine Stations-Taste bewirkt das Auslesen der dieser Taste zugeordneten Speicherzellen im RAM. Nach Überprüfung und Freigabe der eingelesenen Frequenzinformation erfolgt das Stummschalten und die Ausgabe der neu „errechneten“ Daten – dem Status des Gerätes – an Synthesizer, Display und Funktions-Schalter.

### Der $\mu$ C und seine Peripherie

Bevor nun Einzelheiten in dem System beschrieben werden, ist es notwendig, das Gesamtsystem mit Hilfe des vereinfachten Blockschaltbildes (Bild 1) kennenzulernen.

#### Tastatur (Keyboard)

Die 30 Tasten sind in einer 6 x 8-Keyboard-Matrix angeordnet. Ein Keyboard-Encoder wandelt die Matrix-Information in ein 6-Bit-paralleles Binärwort. Damit wären  $2^6 - 1 = 63$  Befehle in paralleler Eingabe möglich, wenn der Zustand 0 dem Ruhezustand (keine Taste gedrückt) entspricht. Beim T 5000 werden 30 Befehle ausgenutzt.

#### CMOS-RAM

Um auch bei Netzausfall die Daten – den Status – des Gerätes zu erhalten, ist ein externer Arbeitsspeicher notwendig. Die Wahl fiel auf ein CMOS-RAM mit Batterie-Pufferung. Das CMOS-RAM MCM 145101-3 P hat eine Kapazität von 1 K Bit mit der Organisation von  $256 \times 4$ . Diese ist ausreichend für  $30 + 3$  Stationsspeicher und die zusätzlichen Status-Informationen des Tuners. Zwei 1,5-V-Mignon-Batterien erhalten die Daten auch bei längerer Netztrennung. Lediglich die Uhrzeit geht bei Netzausfall verloren, da der  $\mu$ C aufgrund der Strom-Aufnahme (ca. 55 mA) nicht gepuffert wird. Die Stromaufnahme des RAMs beträgt im Standby-Betrieb typ.  $10 \mu$ A. Damit ist die Betriebszeit der Batterien ungefähr gleich der Lagerzeit.

#### Die Interface-Bausteine SAA 1060 und SAA 1056

Die Ausgabe an die Interface-Bausteine erfolgt über nur 6 Leitungen.

Da sind zunächst 3 SAA 1060 (IC 405, IC 407, IC 5). Im Prinzip handelt es sich hierbei um Schieberegister mit seriellen Eingang und parallelen Ausgängen. Die SAA 1060 können sowohl statisch mit einer Ausgabe von 16 Bits als auch im sogenannten

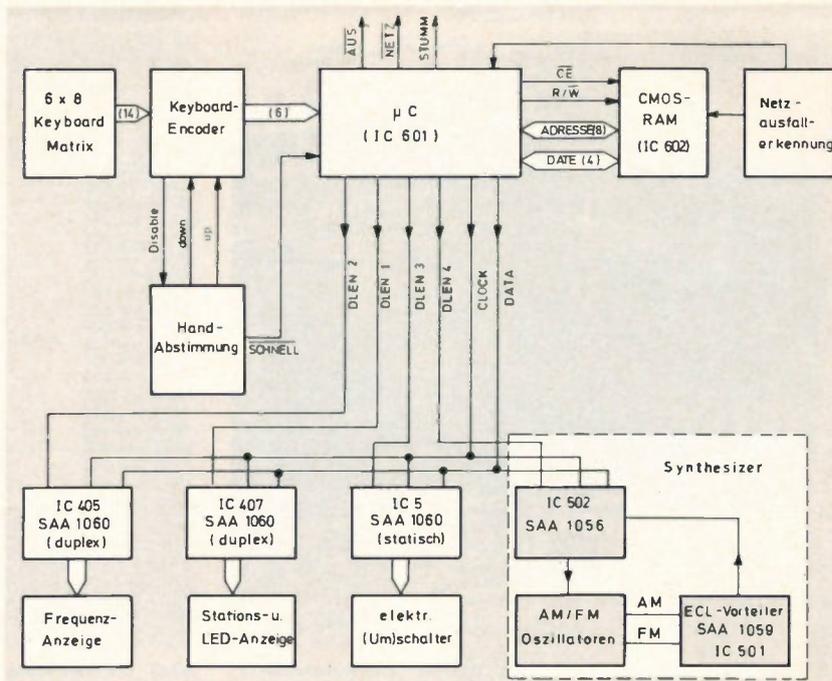


Bild 1 Der  $\mu$ C und seine Peripherie

Duplex-Betrieb mit einer Ausgabe von 32 Bits betrieben werden.

IC 405 und IC 407 arbeiten im Duplex-Betrieb und treiben sämtliche 7-Segment-Displays und fast alle LEDs. IC 5 arbeitet statisch und versorgt die elektr. (Um-)Schalter. Der Synthesizer-Baustein SAA 1056 bildet in Verbindung mit dem schnellen ECL-Vorteiler SAA 1059 u. a. den programmierbaren Teiler für die Oszillator-Frequenz. Das zu einer Frequenz gehörende Teilverhältnis wird vom  $\mu$ C errechnet und über den Datenbus zum SAA 1056 ausgegeben.

#### Der Daten-Bus

Zu einem normalerweise üblichen parallelen Bussystem gehören eine Anzahl von Daten- und Adreß-Leitungen, die allen ICs gemeinsam sind. In dem hier verwendeten seriellen Bus reduziert sich die Zahl auf 2 gemeinsame Leitungen DATA und CLOCK. Zusätzlich erhält jedes IC eine eigene Adreßleitung DLEN 1... DLEN 4 (Data Line Enable).

Der  $\mu$ C wählt über diese Adreßleitungen ein IC an, um anschließend die Daten nach einem bestimmten Format seriell in die internen Schieberegister hineinzuladen. Das Signal CLOCK dient dabei zur Synchronisation des seriellen Datenstromes.

Der Daten-Bus ist unidirektional, denn es werden nur Daten vom  $\mu$ C über den Bus ausgegeben.

### Der Microcomputer

Bei dem  $\mu$ C handelt es sich um eine Einchip-Version aus der F-8-Microprozessor-Familie.

Folgende Elemente aus dieser Familie wurden auf einer Chipfläche von  $4,4 \text{ mm} \times 5,3 \text{ mm}$  integriert:

- 1 Microprozessor 3850 CPU (Central Processing Unit)
- 1 Memory-Interface 3853 SMI (Static Memory Interface)
- 1 I/O Erweiterung 3871 PIO (Peripheral Input/Output)
- 1 PROM 2 K X 8 Bit

Bild 2 zeigt einen Größenvergleich zwischen dem 3870  $\mu$ C und einer aus Standard-F 8-Elementen aufgebauten gleichwertigen Schaltung.

Der Vollständigkeit halber sind nachfolgend die wichtigsten Merkmale des 3870  $\mu$ C für Interessierte aufgeführt:

- Einchip Microcomputer
- Softwarekompatibel mit der F-8-Familie
- 2048 Bytes ROM, 64 Bytes RAM
- 32 Bit (4 Ports à 8 Bit) TTL-kompatible I/Os
- Programmierbarer Timer
- Eine Versorgungs-Spannung 5 V

#### Die Pin-Belegung des $\mu$ C (Bild 3)

Der Microcomputer hat 4 Ein/Ausgabe-Ports (I/Os) P0, P1, P4 und P5.

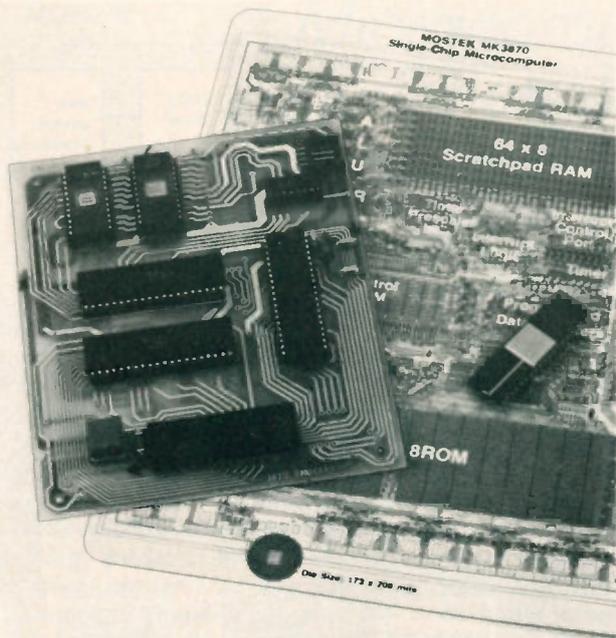


Bild 2 Links eine Platine mit u. a. zwei 2708 EPROMs (die ICs mit Fenster), die in der Entwicklungsphase zur Simulation des endgültigen Einchip- $\mu$ C (rechts) dient

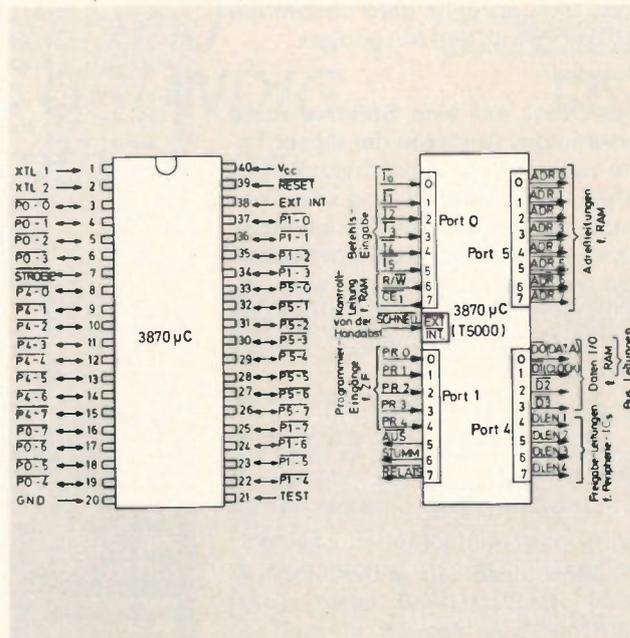


Bild 3 Die Pinbelegung des  $\mu$ C: links die allgemeinen Anschlußbezeichnungen, rechts die anwendungsorientierten (Prinzipdarstellung)

Jeder Port hat 8 Bit. Über diese I/O-Ports wickelt der  $\mu$ C sämtlichen Daten-Austausch zwischen Rechenwerk und Peripherie ab. Es sind sozusagen die Tore (Port) zur Außenwelt. Jeder I/O bekommt eine Bezeichnung, die den Port und die binäre Wertigkeit innerhalb diese Ports angibt.

P1-7 z. B. bezeichnet den I/O mit der Wertigkeit  $2^7$  von Port 1. Da durch das Programm jedem I/O eine bestimmte Funktion zugeordnet ist, bekommen sie nun der Anwendung entsprechend neue Bezeichnungen. Diese Bezeichnungen gelten nur für den speziellen  $\mu$ C im T 5000, währenddessen z. B. P1-7 eine allgemeine Bezeichnung ist! Wie aus der Pin-Belegung ersichtlich ist, sind alle I/Os überstrichen, d. h., ein LOW an einem Eingang wird vom  $\mu$ C als logische 1 gewertet.

#### Port 0

P0-0..5 sind die Befehlseingänge I0-I5. Jeder Taste im Tuner ist ein bestimmtes Binärwort zugeordnet, welches vom Keyboard-Encoder generiert wird. Die Eingänge sind LOW-aktiv, d. h., eine Spannung  $< 0,8V$  wird als logische 1 gewertet.

Es wurde hier bewußt die parallele Eingabe gewählt, um eine einfache und universelle Schnittstelle für die Befehlseingabe zu erhalten.

P0-6..7 sind die Steuerausgänge für das CMOS-RAM R/W (Read/Write) und CE1 (Chip-Enable).

#### Port 1

P1-0..4 sind die Eingänge für die programmierbare ZF PR0-PR4. Mit Hilfe von Steck-Brücken werden die Eingänge anhand der nachfolgenden Tabellen (Bild 4) programmiert.

#### FM-ZF

PR 1	PR 0	ZF/MHz
1	1	10,70
1	0	10,65
0	1	10,75
0	0	n.e.

#### AM-ZF

PR 4	PR 3	PR 2	ZF/kHz
1	1	1	460
1	1	0	452
1	0	1	461
1	0	0	453
0	1	1	459
0	1	0	451
0	0	1	n.e.
0	0	0	n.e.

n.e. = nicht erlaubt  
 1 = offener Eingang  
 0 = Eingang liegt auf Masse

Bild 4 Zwischenfrequenz-Programmier-Tabelle

P1-5 = AUS wird 200 ms vor dem Ausschalten des Tuners über den  $\mu$ C LOW. Dieses Signal dient zur Ansteuerung des Stummschaltrelais, um Ausschaltgeräusche sicher zu unterdrücken. P1-6 STUMM wird 100 ms vor dem Umschalten (z. B.

Wechsel der Stations-Tasten) für insgesamt 200 ms HIGH. In Verbindung mit der Stumm-Schaltung werden damit wirkungsvoll Umschaltgeräusche unterdrückt. Mit diesem Signal wird ebenfalls die Zeitkonstante im LOOP-Filter des Synthesizers umgeschaltet, um den Einschwingvorgang zu beschleunigen.

P1-7 RELAIS ist der Steuerausgang für das Netz-Relais. Bei LOW ist das Gerät eingeschaltet.

Die Zeitdiagramme in Bild 5 zeigen den zeitlichen Ablauf dieser 3 Signale

- a) im Einschaltfall
- b) im Ausschaltfall.

#### Port 4

Bisher wurden nur Ports beschrieben die entweder als Eingang oder Ausgang ausgelegt sind (unidirektional). Die I/Os P4-0..3 sind dagegen bidirektional. Über diese Pins werden Daten aus dem RAM gelesen und auch Daten in das RAM geschrieben. Die I/Os P4-0 u. 1 haben darüber hinaus noch eine weitere Aufgabe. P4-0 ist der Datenausgang für den seriellen Daten-Bus: DATA und P4-1 ist der CLOCK-Ausgang.

P4-4..7 sind Freigabe-Ausgänge DLEN1...4 für die peripheren ICs 405, 407, 5 u. 502 (siehe auch Bild 1).

#### Port 5

Über Port 5 wird die Adresse für das CMOS-RAM ausgegeben. Aus

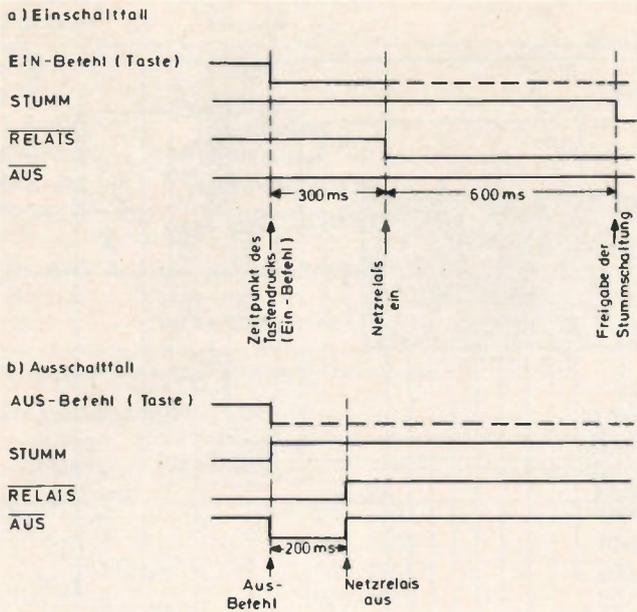


Bild 5 Zeitdiagramme der Ausgänge STUMM, RELAIS und AUS

P5-0...7 wird daher ADR0...7. Mit den 8 Leitungen lassen sich  $2^8 = 256$  Adressen einstellen.

#### EXT. INT (External Interrupt)

Über diesen Eingang SCHNELL wird die Frequenz-Schrittweite bei Handabstimmung bestimmt. Ab einer bestimmten Pulsfolgefrequenz ( $> 40$  Hz, das entspricht bei 16 Schritten pro Umdrehung  $1/[16 \times 25 \text{ ms}] = 2,5$  Umdr./sec) der Richtungssignale, wird dieser Eingang auf LOW gezogen. Dadurch werden bei UKW und MW die Frequenzschritte pro Raster erhöht. Bei LW wurde aufgrund des nur 200 kHz kleinen Bereiches bewusst darauf verzichtet.

Die nachfolgende Tabelle (Bild 6) zeigt die Frequenz-Schrittweite pro Rasterung in Abhängigkeit von SCHNELL.

SCHNELL	Schrittweite/kHz bei		
	UKW	MW	LW
1	25	1	1
0	100	5	1

Bild 6 Frequenz-Schrittweite in Abhängigkeit von SCHNELL

Diese Schrittweiten wurden gewählt, um beim schnellen Abstimmen etwa gleiche Schrittzahl und damit gleiche Zeiten beim Durchstimmen von einer Bereichsgrenze zur anderen zu erhalten.

Die Schrittzahl (16 Schritte/Umdrehung) und die Anzahl der Umdrehungen für den Durchlauf sind im einzelnen:

UKW:  $(108,175-87,5) \text{ MHz} / 0,1 \text{ MHz} \sim 207$  Schritte  $\sim 13$  Umdr.

MW:  $(1620 - 510) \text{ kHz} / 5 \text{ kHz} = 222$  Schritte  $\sim 14$  Umdr.

LW:  $(350 - 150) \text{ kHz} / 1 \text{ kHz} = 200$  Schritte  $\sim 13$  Umdr.

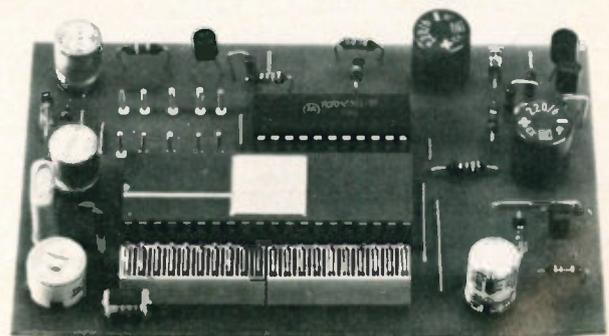
Mit dem „Schnellgang“ ist damit ein Durchstimmen über den gesamten Bereich z. B. bei MW (dort sind die meisten Schritte erforderlich) in weit weniger als:  $14 \text{ U} / (2,5 \text{ U/s}) = 5,6 \text{ s}$  möglich. Das entspricht etwa dem normalen Abstimm-Gefühl bei einem konventionellen Tuner mit Zeigerskala. Ohne die progressive Handabstimmung wäre unter Beibehaltung der o. g. Umdrehungs-Geschwindigkeit (2,5 U/s) die fünffache Zeit, also 28 s erforderlich.

Sonstige Anschlüsse:

XTL 1, XTL 2

Hier wird der für den internen Systemtakt notwendige Quarz angeschlossen. Von diesem Takt wird auch der Sekudentakt für die Uhr abgeleitet. Deshalb ist ein Zieh-Trimmer zum exakten Abgleich vorgesehen.

Bild 7 Die Zentraleinheit des T5000 ( $\mu\text{C}$ -Modul). Auf dieser Platine befindet sich fast die gesamte Logik, die zur Steuerung des Tuners notwendig ist



G 46 485

Vcc, GND

Versorgungsspannung  $5 \text{ V} \pm 10 \%$  bei typ. 55 mA.

TEST, STROBE

Diese Pins werden nicht benutzt.

RESET

Ein LOW an diesem Eingang bewirkt das Zurücksetzen des  $\mu\text{C}$ s. Der Eingang wird bei jeder Wiederkehr der Versorgungsspannung aktiviert. Damit wird sichergestellt, daß bei jedem Neustart der  $\mu\text{C}$  mit der Programm-Adresse 0000 beginnt und so sein Programm ordnungsgemäß ausführt. Solange der Eingang LOW ist, arbeitet der  $\mu\text{C}$  nicht. Üblicherweise wird von diesem Eingang ein Kondensator nach Masse geschaltet, der über einen internen Pull-Up-Widerstand im Einschaltmoment geladen wird. Schaltet man jedoch die Stromversorgung in relativ kurzen Abständen ein und aus, so wird der Kondensator nicht restlos entladen, und es erfolgt kein RESET. Ein undefinierter Zustand des  $\mu\text{C}$  wäre die Folge, wobei u. U. die gesamte Bedienung blockiert wäre.

Aus diesem Grunde wird der RESET-Pin zusätzlich von einem Komparator, der die Versorgungsspannung überwacht, angesteuert.

#### Die Zentraleinheit: der $\mu\text{C}$ -Modul (Bild 7)

Das Bild veranschaulicht deutlich die kleinen Dimensionen, die durch die Anwendung eines  $\mu\text{C}$ s möglich wurden. Auf dieser Platine befinden sich:

- der Microcomputer
- das CMOS-RAM
- die Netzausfall-Überwachung (Spannungskomparator)
- zwei Inverter (mit Transistoren aufgebaut)
- ein 4-MHz-Quarz mit Ziehtrimmer

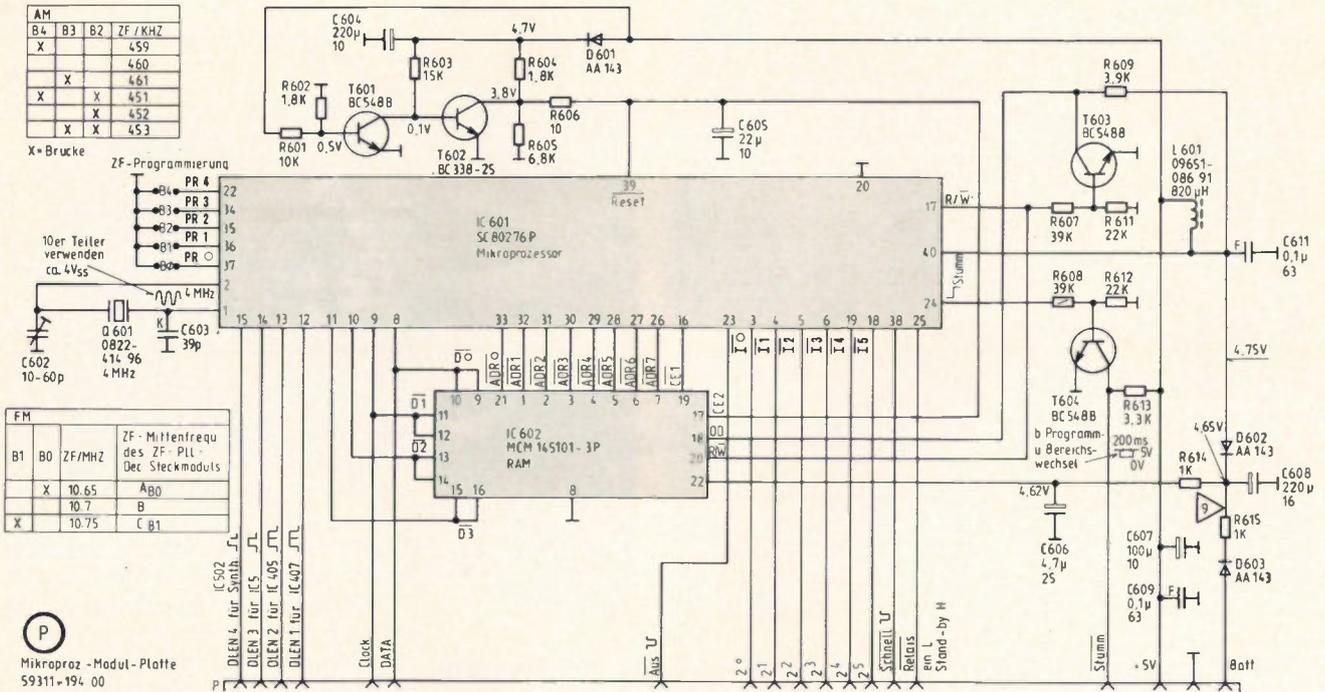


Bild 8 Der µC-Modul (Schaltungsauszug aus dem Gesamtschaltbild)

**Schaltungsbeschreibung µC-Modul (Bild 8)**

**Spannungskomparator**

Der Spannungskomparator dient in erster Linie als Schutzschaltung für das CMOS-RAM. Die Schaltung verhindert in Verbindung mit C 605 einen möglichen Daten-Verlust durch die beim Ein- bzw. Ausschalten entstehenden undefinierten Zustände an den Eingängen des CMOS-RAMs. Ferner sorgt die Schaltung für ein sicheres Zurücksetzen des µC. Die Transistoren T 601 und T 602 bilden den Spannungskomparator. Bei Netzausfall sinkt die Spannung an R601. Ab ca. 4 V wird der Transistor 601 gesperrt und T 602 leitend. Da-

durch wird Pin 39 des µCs (RESET) und Pin 17 des CMOS-RAMs (CE2) auf Masse gelegt. D 601 und C 604 sorgen für eine längere Betriebsspannung des Komparators gegenüber der restlichen Schaltung.

**CMOS-RAM**

(Complementary-Metal-Oxid-Semiconductor Random-Access-Memory)

Wie man sieht, sind die Ein- und Ausgänge des RAMs miteinander verbunden. Dies ist zulässig, wenn dafür gesorgt wird, daß die internen Three-State-Ausgangstreiber während der Schreib-Phase hochohmig werden. Die Steuerung dafür erfolgt

über T 603, der das vom µC kommende R/W-Signal invertiert und damit den Eingang OD (Output Disable) steuert.

Ein vollständiger Schreib- bzw. Lesesyklus ist in den Bildern 9a und 9b zu sehen. Die Zeitdiagramme wurden mit einem Logik-Analysator aufgenommen.

Zum Verständnis muß man wissen, wie der µC die Frequenzinformation im RAM ablegt. Für jede Stationstaste S sind 6 Speicher-Plätze à 4 Bit reserviert. Die Anfangs-Adresse ist demnach 6 · S (binär).

Der µC legt die BCD-codierten Daten in Kilohertz nach dem Schema in Bild 10 ab.

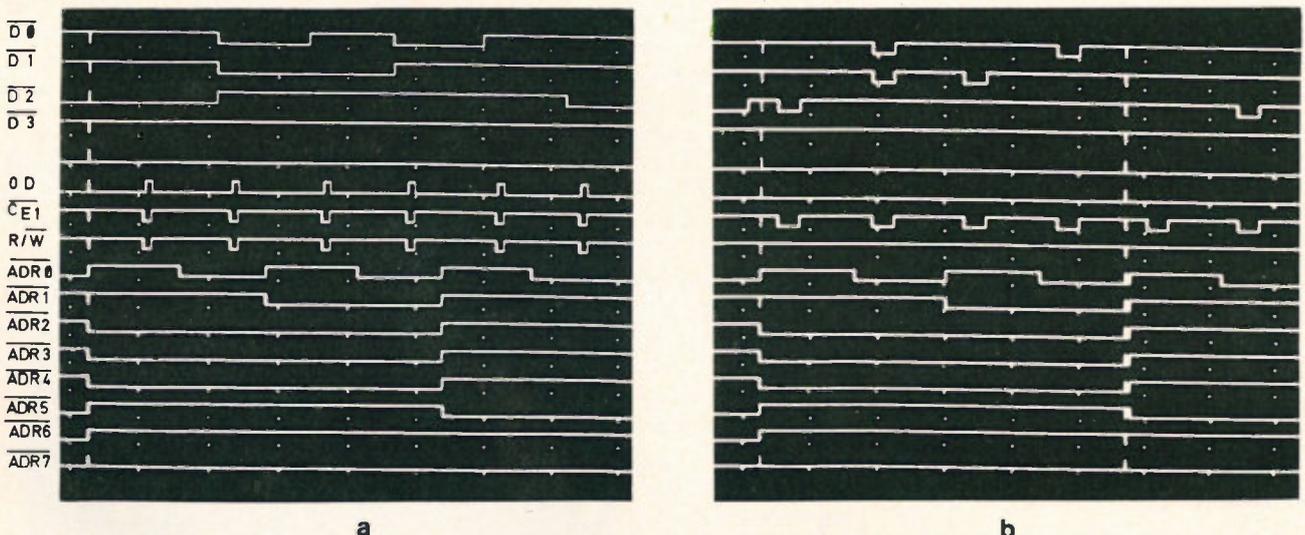


Bild 9 Aktivitäten auf Daten-, Adreß- und Steuerleitungen beim Speichern (a) von MW, 1234 kHz, auf Stationstaste 26 und beim Lesen (b) derselben

Adresse	Date (BCD)
6 · S	Einer
6 · S + 1	Zehner
6 · S + 2	Hunderter
6 · S + 3	Tausender
6 · S + 4	Zehntausender
6 · S + 5	Hunderttausender
	0 = XXX0
	1 = XXX1
	und der Bereich U = 100X
	M = 010X
	L = 001X X = don't care

Bild 10 Allgemeines Speicherformat für Stationstasten

Adresse		Date	
dezimal	binär	binär	dez.
156	1001 1100	0100	4
157	1001 1101	0011	3
158	1001 1110	0010	2
159	1001 1111	0001	1
160	1010 0000	0000	0
161	1010 0001	0100	(MW)

Bild 11 Speicherformat für MW 1234 kHz auf Station 26

### Beispiel:

Die Frequenz MW 1234 kHz wird auf Station 26 gespeichert. Die Anfangs-Adresse ist dann  $6 \cdot 26 = 156$ . Errichtet man in den Zeit-Diagrammen von Bild 9 jeweils eine Senkrechte zu der Zeit, wenn  $\overline{CE1}$  LOW ist, so findet man die Werte aus der Tabelle Bild 11 invertiert (!) wieder.

### Sonstige Elemente

Der Transistor T 604 invertiert das STUMM-Signal. D 603 schaltet bei Netzausfall die Stütz-Batterien zur Versorgung des CMOS-RAMs ein. D 602 verhindert eine Entladung der Batterien durch die übrige Schaltung.

Da das RAM empfindlich gegen plötzliche Betriebsspannungs-Änderungen ist (steile Flanken), wurde zusätzlich das Siebglied R 614 / C 606 in die Versorgungsleitung des RAMs geschaltet.

### Die Frequenz-Anzeige

Die mit dem Synthesizer-Baustein eingestellte Frequenz wird durch ein 4½stelliges 7-Segment-Display angezeigt. Als Anzeige-Treiber dient das IC SAA 1060 (IC 405). Dieses arbeitet im Duplex-Betrieb.

### Was ist Duplex-Betrieb?

Duplex bedeutet nichts anderes als Zwei-Schritt-Multiplex. Bei einer multiplexten Anzeige werden ja be-

kanntlich in einer bestimmten Zeiteinheit die einzelnen Digits zeitlich hintereinander durchgeschaltet, so daß zu einem bestimmten Zeitpunkt jeweils nur ein Digit leuchtet. Wir hingegen sehen alle Digits gleichzeitig, da die Wiederholfrequenz relativ groß ist. Die Betriebsspannung ist bei einer konventionellen Multiplex-Anzeige eine Gleichspannung. Beim Duplex-Betrieb liegt nun die Besonderheit darin, daß die Betriebsspannung für die einzelnen Digits eine sinusförmige Halbwellen-Wechselspannung sein kann.

Da nichtsinusförmige Spannungen und Ströme ein mehr oder weniger großes Störspektrum erzeugen, das bei normaler Multiplex-Ansteuerung (rechteckförmige Ströme) bis in den UKW-Bereich reicht, sind Störstellen in den einzelnen Rundfunk-Bereichen trotz sorgfältiger Abschirmung fast unvermeidbar. Dabei sind es hauptsächlich die Ströme, die durch parasitäre Induktivitäten (Leitungen, Anschlußdrähte usw.) eine Spannung in die Eingangs-Kreise eines Rundfunkempfängers induzieren können.

Die Störungen werden mit steigendem Multiplex-Grad immer größer, da die Multiplex-Ströme durch die LEDs größer werden. Eine LED, die im statischen Betrieb für eine bestimmte Helligkeit 15 mA braucht, benötigt im z. B. 5-Schritt-Multiplex einen Spitzenstrom von 75 mA. (Wer einen Frequenz-Zähler oder ein Digital-Voltmeter mit multiplexten LED-

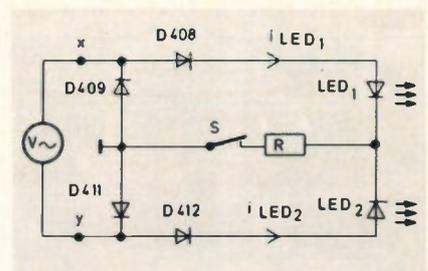


Bild 12 Prinzip der Duplex-Anzeige

Anzeigen hat, möge einen Koffer-Empfänger danebenstellen und im Bereich MW auf Wellenjagd gehen.)

Betreibt man die Displays jedoch mit einer sinusförmigen Spannung, so sind kaum HF-Störungen zu erwarten, wenn die Umschaltung der Digits im Nulldurchgang erfolgt. Nachteilig ist natürlich, daß aufgrund der Netzfrequenz für eine flimmerfreie Anzeige nur Zwei-Schritt-Multiplex (Duplex) realisierbar ist.

Bild 12 zeigt das Prinzip der Duplex-Anzeige.

Während der positiven Halbwelle an Klemme X fließt ein Strom über D 408, LED1, R, S und D 411. Zur Zeit der negativen Halbwelle an X fließt ein Strom über D 409, S, R, LED 2 und D 412. Beide LEDs „blinken“ gegeneinander im 50-Hz-Takt. Aufgrund der Trägheit des menschlichen Auges empfinden wir ein statisches Leuch-

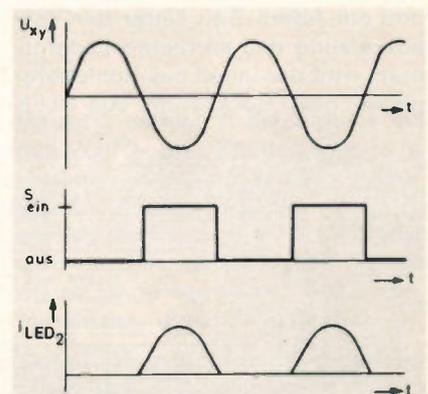


Bild 13 Die Zeitfunktion  $i_{LED2} = f(t)$  ist idealisiert, denn sie berücksichtigt nicht die Schwellspannungen der Dioden

ten beider LEDs. Der Schalter S wird nun, je nachdem welche LED leuchten soll, während des Nulldurchganges geöffnet bzw. geschlossen und in diesem Zustand bis zum nächsten Nulldurchgang gehalten. Der Strom durch die LEDs ist damit im Ideal-Fall sinusförmig, so daß keine hochfrequenten Störungen zu erwarten sind. Die Zeit-Diagramme in Bild 13 zeigen den Zustand für LED1 = aus und LED 2 = ein. Nach der Fourier-Analyse enthält die Funktion  $i_{LED2} = f(t)$

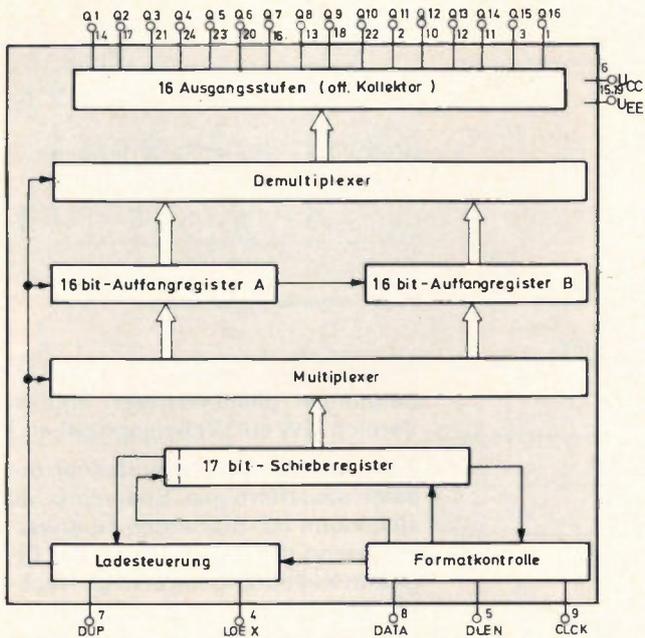


Bild 14  
Blockschaltbild  
des SAA 1060

natürlich Oberwellen, doch sind diese ab der 3. Harmonischen (150 Hz) vernachlässigbar klein.

**Das Blockschaltbild des SAA 1060 (Bild 14)**

Mit den Steuer-Signalen CLOCK und DLEN werden die Daten (z. B. 7-Segment-Informationen) über DATA in ein 17-Bit-Schieberegister geladen. Eine Formatkontrolle prüft, ob der Datenstrom für das IC bestimmt ist (führende Null, 16 Daten-Bits, und ein Adreß-Bit). Unter der Voraussetzung des korrekten Ladeformats wird der Inhalt des Schieberegisters nach Rücknahme von DLEN

mit einem weiteren CLOCK-Puls über einen Multiplexer nach Auffangregister A oder B geladen. Das Adreß-Bit bestimmt dabei den Empfänger.

Je nach dem logischen Pegel am DUP-Eingang wird nun das Register A oder B über einen Demultiplexer auf die 16 Ausgangstreiber geschaltet. Hier zeigt sich schon die universelle Verwendbarkeit des SAA 1060. Läßt man DUP statisch, so verhält sich das IC wie ein Serien-Parallelwandler mit 16 statischen Ausgängen (offene Kollektoren). Legt man an diesen Eingang über einen Widerstand Wechselfpannung, so liegt

während der positiven Halbwelle Register B, während der negativen Register A an den Ausgängen. Dann lassen sich 32 Informationen im Duplex-Betrieb anzeigen.

Bild 15 zeigt die Schaltung der Frequenz- und Stations-Anzeige. Die ICs 405 und 407 arbeiten beide im Duplex-Betrieb. Bleiben wir bei der Frequenz-Anzeige. Hier sieht man, daß Digit 2 u. 4 und Digit 3 u. 5 bis auf die gemeinsamen Anoden parallelgeschaltet sind. Die Ansteuerung der Anoden erfolgt so wie in Bild 12. Der Schalter S in Bild 12 entspricht einem Ausgang (offener Kollektor)

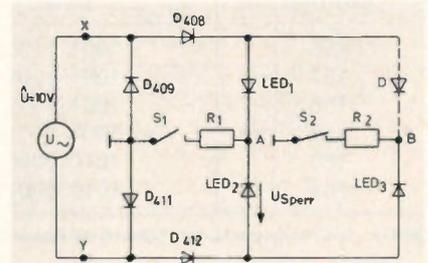


Bild 16

des SAA 1060, während LED1 u. 2 z. B. die f-Segmente von Digit 2 u. 4 darstellen. Damit werden also während der positiven Halbwelle an Klemme Y die Digits 4, 5 und das Vorzeichen von Digit 1, während der negativen Digit 1, 2 und 3 angezeigt. In ähnlicher Weise treibt IC 407 die übrigen Anzeigen, u. a. auch Einzel-LEDs wie MHz, kHz... usw.

Besondere Beachtung verdienen die Dioden D 443 bis D 448, die bei ober-

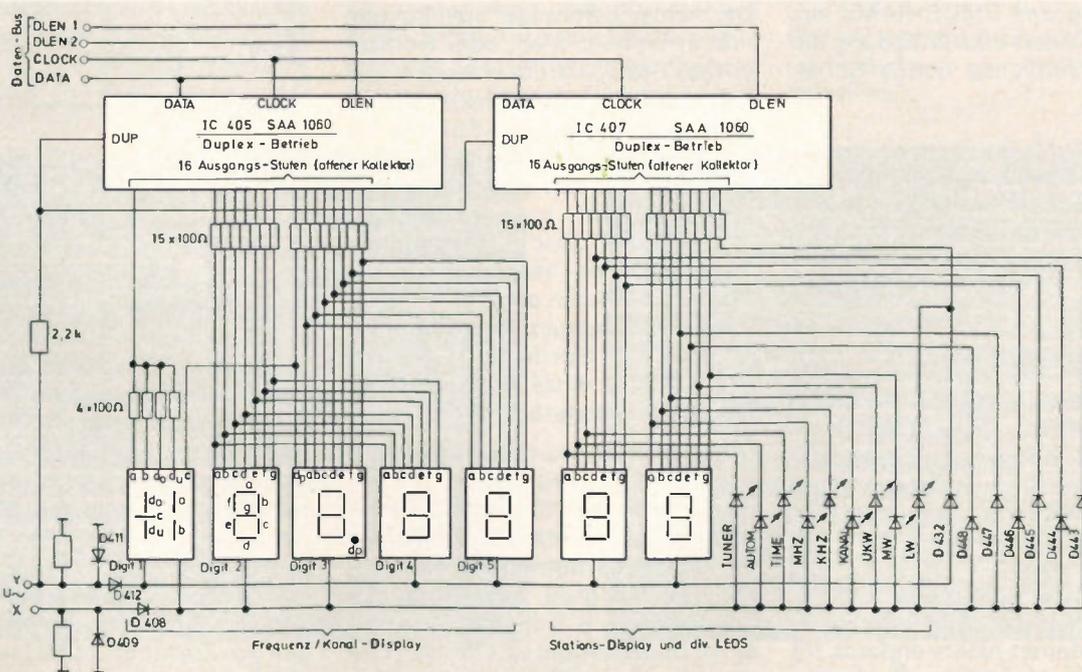


Bild 15 Schaltbild Frequenz-Display vereinfacht dargestellt

flächlicher Betrachtung nutzlos erscheinen. Diese Dioden liegen alle an Ausgängen, die nur eine LED treiben, d. h. dort, wo keine LED-Paare angeschlossen sind. Die Aufgabe dieser Dioden macht **Bild 16** klar. Dazu betrachten wir ein beliebiges Dioden-Paar und eine Einzel-LED, zunächst ohne „Partner“. Die Schalter S1 und S2 symbolisieren die Ausgänge des SAA 1060. S2 sei immer geschlossen und die Betriebsspannung betrage  $\hat{U} = 10\text{V}$ .

Zur Zeit der positiven Halbwelle an X dürfte in der gezeichneten Schalterstellung keine LED leuchten. Das Potential an der Katode von LED 2 beträgt dann während des Maximums 10V, während die Anode über LED 3, R 2 und S 2 auf Massepotential liegt, d. h., es liegt eine Sperrspannung von max. 10V an LED 2. Die Durchbruchspannungen von LEDs liegen hingegen schon bei ca. 4-5V.

Bricht nun LED 2 durch, so fließt ein Strom über D 408, LED 1, LED 2 (Kurzschluß), LED 3, R 2 und S 2 nach Masse. Anders verhält es sich, wenn die Diode D hinzugefügt wird. Dadurch wird der Punkt B in der Schaltung auf das gleiche Potential geklemmt wie Punkt A, und die Sperrspannung für LED 2 wird 0V.

Die Dioden D 408 und D 412 haben eine ähnliche Aufgabe, denn sie verhindern einen möglichen Rückstrom zur Spannungsquelle.

### Die Befehls-Eingabe über die Tastatur (Bild 17)

Die Tasten zur Befehlseingabe sind in einer 6 (Zeilen) x 8 (Spalten)-Matrix angeordnet. Als Keyboard-Encoder dienen IC 403 und IC 404. Dabei handelt es sich um sogenannte binäre 8 zu 3 Prioritäts-Encoder. Als Encoder bezeichnet man im allgemeinen solche ICs, die ein nicht codiertes digitales Eingangssignal in einen in der Digital-Technik üblichen Code (z. B. Binär-, BCD-, Gray-, Excess 3-Code) umwandeln. Das Gegenteil, der Decoder, wandelt z. B. einen BCD-Code in eine 7-Segment-Information für ein entsprechendes Display um. Die Wahrheitstabelle des IC 74 LS 148 (**Bild 18**) gibt Aufschluß über das Logik-Verhalten.

Beim Betätigen einer Taste werden gleichzeitig jeweils ein Eingang des Zeilen-Encoders IC 403 und ein Eingang des Spalten-Encoders auf Masse gelegt. Dadurch entsteht an den Ausgängen eine 6-Bit-Binär-Information.

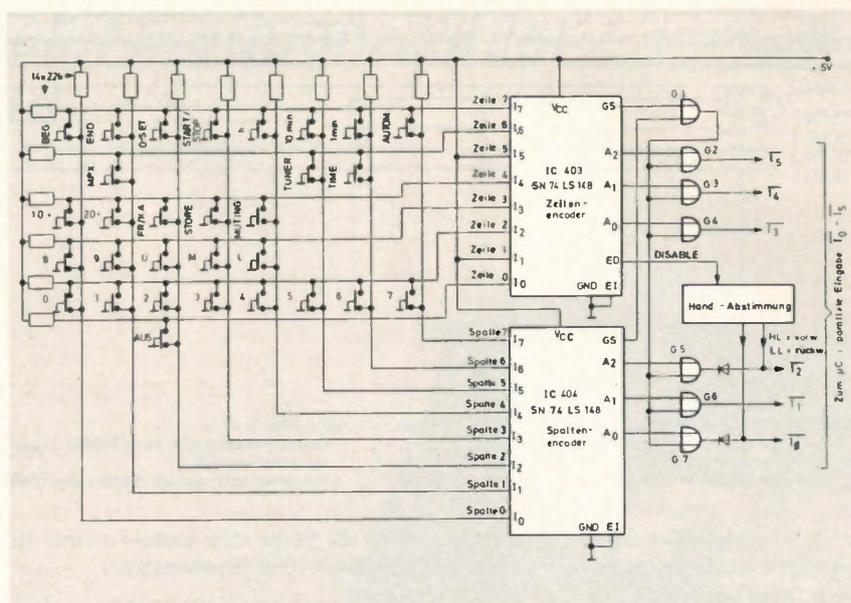


Bild 17 Keyboard-Encoder

		Eingänge								Ausgänge				
		0	1	2	3	4	5	6	7	A2	A1	A0	GS	E0
H		X	X	X	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H
L		H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L		X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	H
L		X	X	X	X	X	X	L	H	L	H	L	H	H
L		X	X	X	X	L	H	H	H	L	H	L	L	H
L		X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	L	L	H
L		X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H
L		L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H

Bild 18 -Wahrheits-Tabelle SN 74LS148

Beispiel:

Die Taste LW ergibt das Binärwort HLL LHH = Zeile 3, Spalte 4. (LOW-aktiv!)

Durch unsymmetrischen Druck auf die Tasten ist es möglich, nur einen Kontakt nach Masse zu schließen. Dadurch würde auch nur einer der Encoder die richtige Information liefern, da der andere in dem Fall inaktiv ist. Die Folge wäre ein falscher Befehl an den µC (z. B. für LW: HHH LHH statt HLL LHH). Um dies zu verhindern, sind ODER-Gatter den Ausgängen der Prioritäts-Encoder nachgeschaltet. Dabei muß man sich vergegenwärtigen, daß eine ODER-Verknüpfung für HIGH-aktive Signale (positive Logik) eine UND-Verknüpfung für LOW-aktive Signale (negative Logik) ist und umgekehrt.

Die Prioritäts-Encoder haben zusätzlich einen Ausgang GS, der LOW wird, wenn ein beliebiger Eingang auf Masse (LOW) geschaltet wird (s. **Bild 18**).

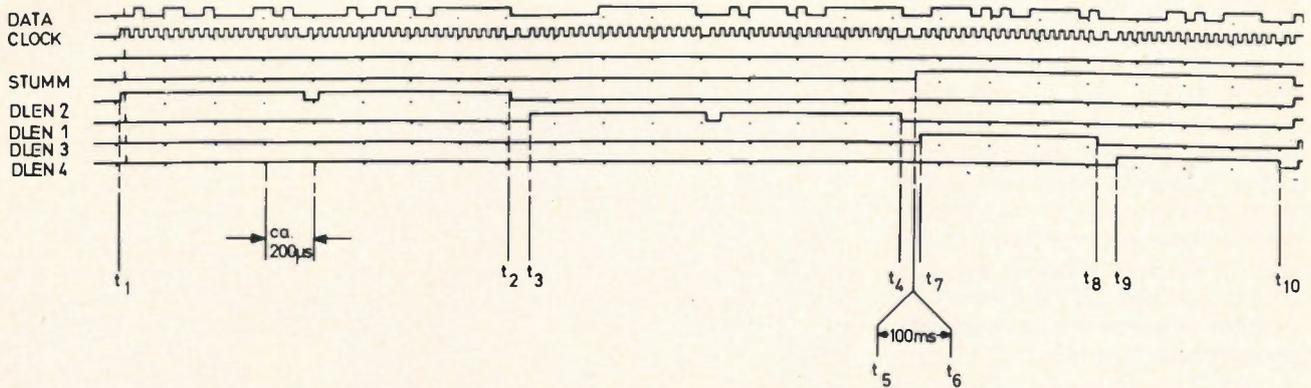
Gatter 1 verknüpft die Signale GS des Zeilen- und Spalten-Encoders. Dessen Ausgangssignal (LOW, wenn beide Encoder aktiviert) steuert die Gatter G 2... G 7. Damit wird die Befehls-Übergabe an den µC so lange verhindert, bis Zeilen- und Spalten-Encoder aktiv sind.

Der µC überwacht laufend den Zustand der 6 Ausgangssignale des Keyboard-Encoders. Die Entprellung (10 ms) erfolgt per Software. Durch Einfügen von Entkopplungsdioden kann an die Ausgänge eine weitere parallele Befehls-Eingabe – z. B. Fernbedienung – angeschlossen werden.

### Logik-Analyse

Zum Schluß betrachten wir einen kompletten Ausgabesyklus nach dem Abruf einer Frequenz über eine Stationstaste (**Bild 19**).

Nach dem Einlesen der Frequenz aus dem RAM errechnet der µC alle notwendigen Daten, die Synthesizer



**Bild 19** Logik-Diagramm eines kompletten Ausgabezyklus nach Abruf einer Station  
 $t_1 - t_2$  Ausgabe zum Frequenz-Display (IC 405)       $t_5 - t_6$  100 ms Vorlaufzeit für das STUMM-Signal  
 $t_2 - t_3$  Ausgabe zum Stations-Display (IC 407)       $t_7 - t_8$  Ausgabe zum IC 5  
 $t_3 - t_4$  Ausgabe des STUMM-Signals       $t_9 - t_{10}$  Ausgabe zum Frequenz-Synthesizer IC 502

und Anzeige-Einheiten benötigen, und gibt diese nacheinander an die Interface-Bausteine aus.

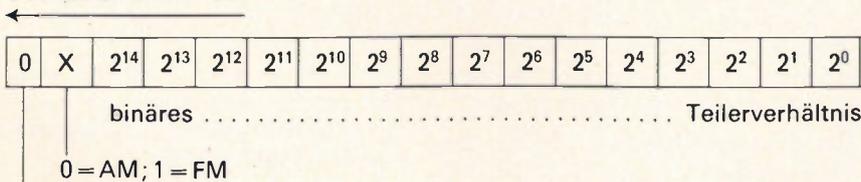
Die Reihenfolge dabei ist:

- Frequenz-Display (IC 405)
- Stations-Display (IC 407)
- (Um-)Schalter (SAA 1060 im stat. Betrieb, IC 5)
- Frequenz-Synthesizer (IC 502)

Bei Bild 19 handelt es sich um 3 (zeitlich) aneinandergereihte Aufnahmen vom Bildschirm eines Logik-Analysators, um auch die CLOCK-Pulse deutlich darzustellen. Ferner ist zum Zeitpunkt  $t_5$  manipuliert worden. Nach der Ausgabe des STUMM-Signals ist in Wirklichkeit eine Verzögerung von 100 ms, bevor die Daten an IC 5 und IC 502 ausgegeben werden. Diese Verzögerung ist notwendig, um mit der Stummschaltung das augenblickliche NF-Signal weich auszublenden. Erst dann werden die neuen Daten ausgegeben. Bei einem Zeitraster von ca. 200  $\mu$ s/Raster würde die Dauer des STUMM-Signals 500 Raster in Anspruch nehmen. Jeder kann sich vorstellen, wie lang das Zeitdiagramm dann werden würde.

Jetzt wollen wir versuchen, ob die dort eingestellte Frequenz anhand der Daten für den Synthesizer herausgefunden werden kann.

**SCHIEBE-RICHTUNG**



führende Null (für Format-Kontrolle)

**Bild 20** Ladeformat für den SAA 1056

Bild 20 zeigt das Lade-Format für den SAA 1056 (Synthesizer).

Betrachten wir Zeitpunkt  $t_9$  im Zeitdiagramm. Dort wird DLEN 4 also die Adreßleitung für den SAA 1056 HIGH. Innerhalb  $t_9$  und  $t_{10}$  schreiben wir nun, bei  $t_9$  beginnend, den logischen Pegel von DATA, jeweils zur Zeit der negativen Flanke von CLOCK auf.

Also:  
 0 0 000 1101 0011 1100

0 = AM  
 führende 0

Die 15-Bit-Dualzahl umgewandelt in eine Dezimalzahl, ergibt das Teiler-Verhältnis

$$N = 2^{11} + 2^{10} + 2^8 + 2^5 + 2^4 + 2^3 + 2^2 = 3388$$

Die eingestellte Oszillator-Frequenz ist aber

$$f_{osz} = N \cdot f_{ref}$$

und damit wird

$$f_{osz} = 3388 \cdot 0,5 \text{ kHz} = 1694 \text{ kHz.}$$

Bei einer ZF von 460 kHz ist dann die Empfangs-Frequenz: MW, 1234 kHz.

**Zukunfts-Aussichten**

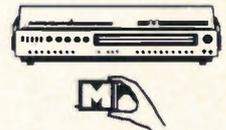
Microcomputer und Frequenz-Synthesizer werden zukünftig in zunehmendem Maß ihren festen Platz in den Geräte-Konzepten von GRUNDIG Tunern und Receivern haben.

Dabei wird angestrebt, dieses moderne und außerordentlich flexible Konzept auch in preiswerteren Geräte-Klassen einzuführen. Im Zeitalter der Groß-Integration wird dies bald möglich sein.

Mit dem Einsatz eines Microcomputers steht der Entwicklungs-Abteilung die Möglichkeit zur Realisation von völlig neuen Geräte-Konzepten zur Verfügung, wobei u. a. auch mehr Computer-Eigenschaften mit in die Bedienung integriert werden. Für die Fertigung und den Service könnten z. B. verschiedene Funktionen abrufbar sein, die einen Eigen-test des Systems vornehmen. Die  $\mu$ C-gesteuerten Geräte werden eine Vielzahl von Funktionen zulassen, die in konventioneller Technik unmöglich sind. Diese Funktionen müssen jedoch eine untergeordnete Rolle haben, damit die Bedienbarkeit nicht leidet. So wird sich eine Zweiteilung der Tastatur vollziehen: auf der einen Seite die normalen Radio-Funktionen wie Stationstasten usw. und auf der anderen Seite spezielle Funktionen, deren Kenntnis zur Bedienung des „Radios“ nicht erforderlich ist, aber für die Anwender, die sich die Mühe machen, die Bedienungs-Anleitung durchzulesen, recht hilfreich sind.

Der GRUNDIG T 5000 ist der Anfang dieser neuen Entwicklung, wo ein Empfangsteil der Spitzenklasse konsequent für die Steuerung durch einen  $\mu$ C ausgelegt wurde. Viele Interface-Schaltungen sind dabei noch konventionell ausgeführt. Für die Halbleiter-Hersteller breitet sich hier ein großes Feld aus, mit neuartigen Interface-ICs die Kopplung digital/analog und umgekehrt noch kostensparender und kompakter zu gestalten. Die ICs SAA 1060 und SAA 1056 bilden dabei einen vielversprechenden Anfang.

# Digitaler Frequenzzähler-Modul



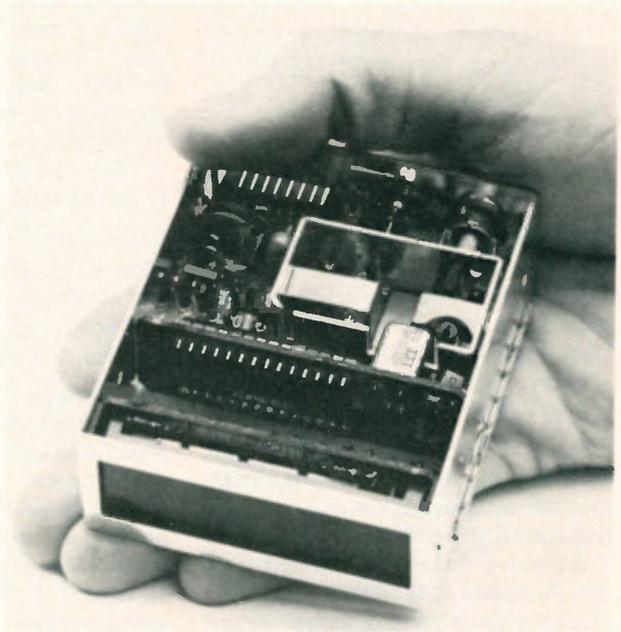
Für den bisherigen Frequenzzähler-Modul 59800-002.00 gibt es nunmehr einen Nachfolger. Er besitzt folgende Verbesserungen: voll steckbarer Modul, einfacher Aufbau durch Zwei-IC-Konzept, „handtellerkleines“ Gehäuse (Bild 1), integrierte Anzeige der Betriebsart durch Leuchtdioden.

Weitere Vorteile sind die automatische Flackerrückbildung, Dunkelastung oder Speichermöglichkeit der Anzeige.

Die prinzipielle Arbeitsweise von Frequenzzählern wird als bekannt vorausgesetzt (siehe TI 5/78, Seite 288). Das neue Frequenzzählersystem besteht im wesentlichen aus nur zwei integrierten Schaltungen und der Anzeige. Das vom jeweiligen Oszillator kommende Signal wird im IC 1 verstärkt, durch 32 geteilt und an IC 81 weitergeleitet. Dieser zählt die ankommenden Rechteckimpulse, zieht einen der ZF entsprechenden Wert ab (10,7 MHz bei FM, 460 kHz bei AM), codiert das Ergebnis um und bringt es zur Anzeige.

Der Vorverstärker von IC 1 ist als Differenzverstärker ausgelegt. Dadurch kann im Servicefall am AM-Eingang auch das FM-Signal angelegt werden. Die Umkehrung ist wegen der Trennstufe T 1 nicht mög-

Bild 1 Innenansicht des Frequenzzähler-Moduls



G 47 002

glich. Diese Stufe vermeidet durch lose Ankopplung eine Beeinflussung des FM-Mischteils durch Störimpulse aus dem Zähler. Durch R 1/R 2 wird ein Eingangswiderstand von ca. 60 Ω erreicht. Die Arbeitspunkteinstellung des Vorverstärkers wird durch R 7/C 5 bzw. R 12/C 7 für den gerade benutzten Eingang erzielt.

Am komplementären Open-Collector-Ausgang 7 bzw. 8 kann das durch

32 geteilte Signal abgenommen werden. Durch die Widerstände R 6, R 9, R 11 werden die Pegelverhältnisse des IC 81 an IC 1 angepaßt. (Siehe Schaltplan Bild 2 und Anschlußbild IC 1 – Bild 3.)

Die Transistoren T 2, T 3 und T 4 sind einfache Schaltstufen, welche die im Gerät vorhandenen, teilweise mit dem Vorgängermodell kompatiblen Schaltspannungen an das neue Sy-

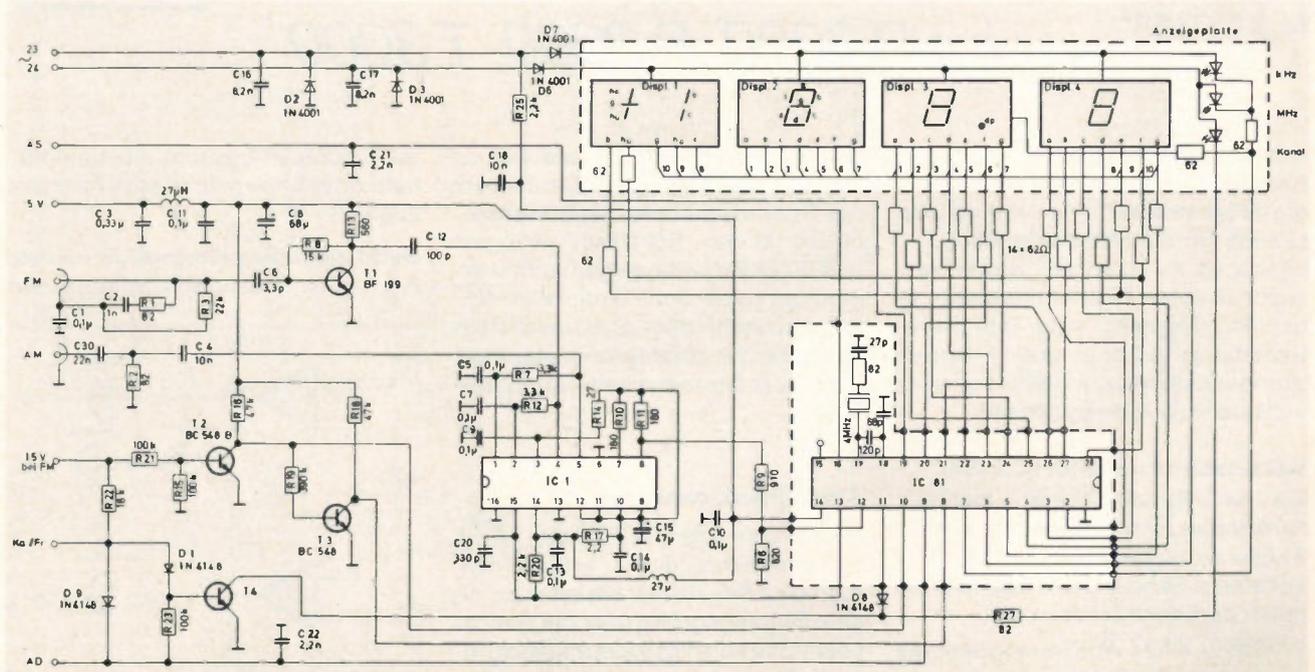


Bild 2 Gesamtschaltbild

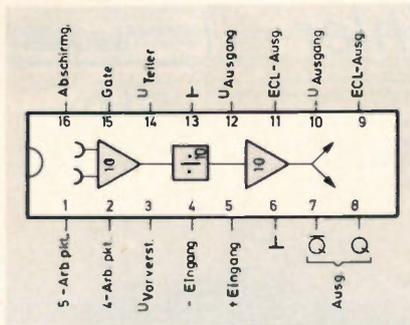


Bild 3 Anschlußbild IC 1

stem anpassen. Läßt man Leitung 12 offen, ist die Betriebsart AM eingestellt, und die Anzeige erfolgt in kHz, die obere LED leuchtet. Legt man an Leitung 12 = FM eine Spannung zwischen ca. 5 V und ca. 15 V an, schalter der Zähler auf UKW-Anzeige.

Liegt zusätzlich Ka/Fr auf Masse, wird die Frequenz in MHz angezeigt, und die mittlere LED leuchtet. Bleibt dagegen Ka/Fr offen, liegt Pin 11 von IC 81 auf L-Potential (Masse), und die Ausgabe des Zählerergebnisses erfolgt in Kanalzahlen, wobei die untere LED leuchtet.

Direkt herausgeführt sind die Anschlüsse AD (Pin 9) und AS (Pin 19). Mit Pin 9 auf Masse gehen die Segmentausgänge auf H-Potential, die Anzeige ist dunkel = abgeschaltet.

Pin 19 ist ein Tri-State-Eingang: Im offenen Zustand ist eine Flackerreduzierung eingeschaltet. Sie verhindert ein Flackern oder Flimmern der Anzeige an der Grenze zweier Anzeigewerte. Durch 5 V an Pin 19 kann diese Flackerreduzierung ausgeschaltet werden, die Anzeige folgt jeder Frequenzänderung sofort. Schaltet man dagegen diesen Anschluß nach Masse, werden der letzte Meßwert gespeichert und der Vorteiler (IC 1) durch L an Pin 13 (= 15 von IC 1) gesperrt.

Bei H an Pin 13 ist der Vorteiler in Betrieb. Dies ist während der Meßzeit des IC 81 der Fall. Die Torzeit des Meßvorgangs beträgt 2,56 ms bei UKW und 32 ms bei MW/LW.

Die Anzeige selbst erfolgt im Duplexbetrieb. Hierzu wird die an den Anschlüssen 23 und 24 anliegende sinusähnliche Wechselspannung (Arbeitsbereich ca. 40...80 Hz) so gleichgerichtet, daß je eine Halbwelle zwei Displays ansteuert. Über Pin 16 wird IC 81 so synchronisiert, daß während der einen Halbwelle die entsprechenden Segmente der ersten Gruppe leuchten und während der anderen Halbwelle die der zweiten Gruppe.

Das Umschalten selbst erfolgt im Nulldurchgang der Wechselspan-

nung. Dadurch ist diese Betriebsart wesentlich störungsärmer als Multiplexbetrieb mit steilen Rechteckflanken und benötigt trotzdem weniger Anschlußbeinchen als reiner Gleichspannungsbetrieb. Der Stromfluß während der einen Halbwelle ist in Bild 4 dargestellt.

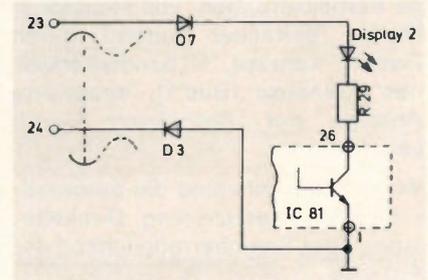


Bild 4 Stromkreis für 1 Halbwelle und 1 Segment

Der gesamte Vorgang – Messen und Anzeigen – wird durch den im IC 81 eingebauten Quarzoszillator und die Halbwellensynchronisation gesteuert. Durch konsequente Anwendung von Entstörmaßnahmen sowie der besonderen Anzeigebetriebsart konnte ein Minimum an Störungen erzielt werden. Dadurch konnten alle Verbindungen zum Modul steckbar ausgeführt werden.

Literatur: GRUNDIG TI 5/78, Valvo-Brief 781110

G. AUER  
G. GEHRING\*  
M. KASTLER\*

## Das Tunoscope im R 2000, R 3000, T 3000



Um für eine Vielzahl von Tunern und Receivern des umfangreichen Grundig-Programmes eine einheitliche Lösung für die Schaltung eines Tunoscopes zu schaffen, wurde versucht, in enger Zusammenarbeit mit der Fa. Siemens eine integrierte Schaltung zu entwickeln. Dieses Vorhaben wurde mit dem Abstimmindikator IC S 459 verwirklicht.

### Der Abstimmindikator IC S 459

hat im Rundfunkgerät mehrere Funktionen zu erfüllen, er zeigt über 3 LEDs an, ob die Abstimmung exakt auf einem Sender steht oder unmittelbar darüber oder darunter.

Während eines Abstimmvorganges wird über einen besonderen Ausgang der NF-Kanal stummgeschal-

tet („Muting“), ebenso wie bei zu kleinem Senderpegel. Der Einsatz der Stummschaltung kann entsprechend einem RC-Glied verzögert und langsam wirkend gemacht werden, um harte Schaltknacke im NF-Kanal zu verhindern. Ein Umschalten über (Berühr-)Tasten kann ebenfalls über diese Stummschaltung eingreifen.

### Abstimmüberwachung

Für die erstgenannte Funktion ist ein Fensterdiskriminator erforderlich, d. h. eine Schaltung, die erkennt, ob eine Eingangsgröße (hier die Gleichspannung vom FM-Demodulator) innerhalb eines gegebenen Fensters liegt. Ist dies nicht der Fall, so ist

auch noch interessant, ob sie oberhalb oder unterhalb dieses Fensters liegt.

Bild 1 zeigt die prinzipiell einfachste Art eines Fensterdiskriminators. An

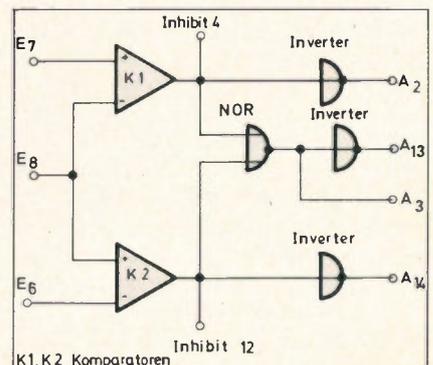


Bild 1 einfachster Fensterdiskriminator

den beiden Eingängen der Komparatoren liegen die der oberen und die der unteren Fensterkante entsprechenden Vergleichsspannungen und die zu analysierende Eingangsspannung. Die Ausgänge geben an, ob diese Schwellen über- oder unterschritten werden. Durch eine Ver-gatterung (hier mit einem NOR-Baustein) erhält man die Information, ob die Eingangsspannung im Fenster liegt oder außerhalb. Die tatsächlich realisierte Schaltung ist etwas komplexer aufgebaut.

Die Abstimmung wird durch drei Leuchtdioden (2 rote, 1 grüne), die durch die Ausgänge 2, 15 und 16 angesteuert werden, angezeigt. Die LEDs werden in der Reihenfolge rot, grün, rot nebeneinander angeordnet, wobei bei ausreichendem Senderpegel nur eine der drei Dioden leuchtet.

Es bedeutet:

- a) rote LED links  
Verstimmung nach unten  
(Abstimmfrequenz zu klein)
- b) grüne LED Mitte  
Abstimmung richtig

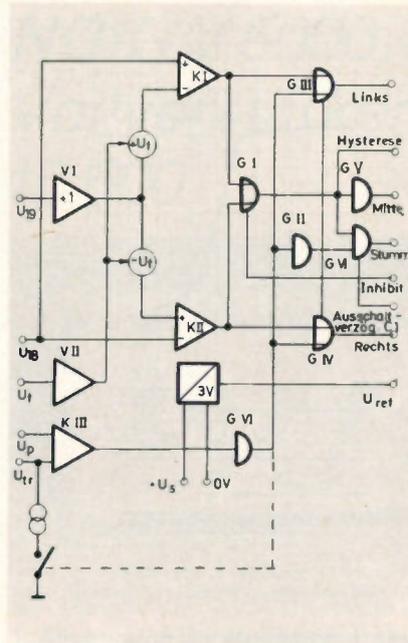


Bild 2 Prinzip-Schaltbild

c) rote LED rechts  
Verstimmung nach oben

Vom ZF-Baustein werden zwei frequenzabhängige Gleichspannungen  $U_{19}$  und  $U_{18}$  geliefert (Bild 4).  $U_{19}$  fällt linear proportional mit der Frequenz,

	rechts	Stumm	Mitte	
$U_{18} > (U_{19} \cdot U_1)$	L	L	H	$U_{19} < (U_{18} - U_1)$ rot
$U_{18} < (U_{19} \cdot U_1)$	H	H	L	$U_{19} > (U_{18} - U_1)$ grün
$U_{18} > (U_{19} \cdot U_1)$	H	H	L	$U_{19} < (U_{18} \cdot U_1)$ rot
$U_{18} < (U_{19} \cdot U_1)$	L	L	H	$U_{19} > (U_{18} \cdot U_1)$ rot
	links	Stumm	Mitte	

Bild 3 Wahrheitstabelle der Schaltung

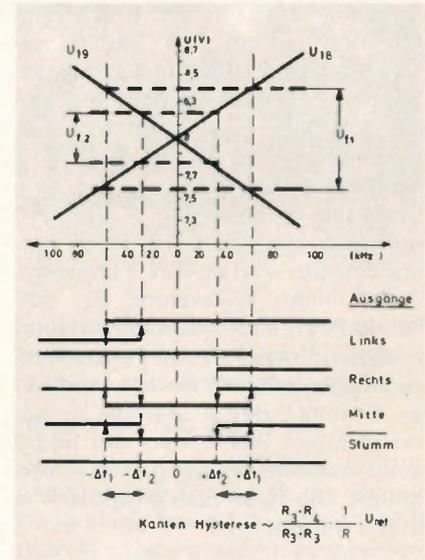


Bild 4 Transfer-Kennlinie der Verstimmungsanzeige

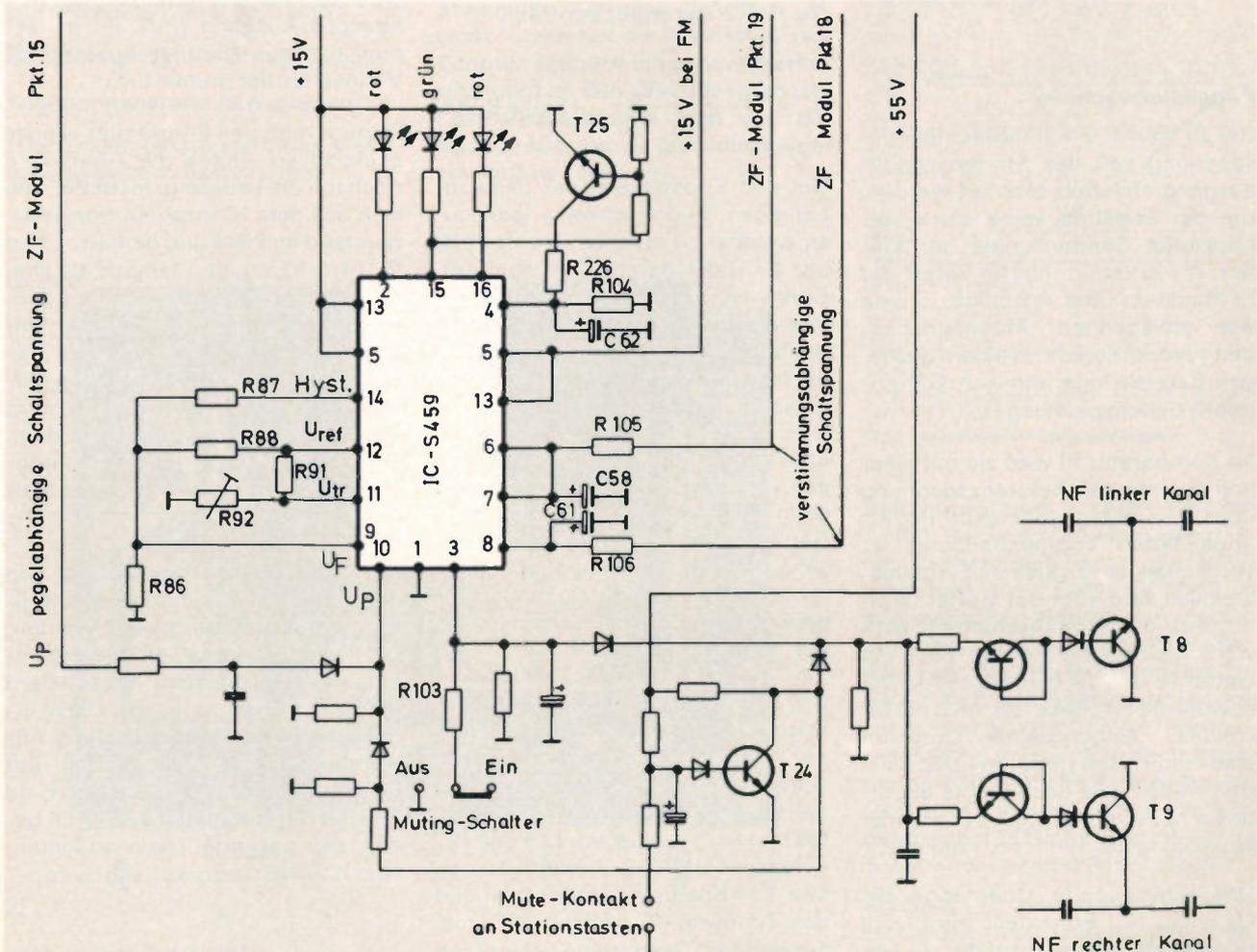


Bild 5 Beschaltung des Bausteines

$U_{18}$  steigt in derselben Weise. Das Schaltungsschema des verwendeten Fensterdiskriminators (Bild 2), das weitgehend dem des TCA 965 entspricht, vergleicht die Signalspannung  $U_{18}$  mit  $U_{19} + U_f$  und  $U_{19} - U_f$ ; entsprechend reicht das Fenster von  $U_{19} + U_f$  bis  $U_{19} - U_f$ .

Bild 3 gibt die Wahrheitstabelle der Schaltung an, in Bild 4 ist die Transferkennlinie dargestellt, Bild 5 zeigt die Beschaltung des Bausteines. Von der an PIN 12 zur Verfügung stehenden geregelten Spannung von ca. 3 V wird über einen externen Spannungsteiler (R 86, R 88) die Spannung  $U_f$  abgeleitet, die dem maximal zulässigen „Verstimmungsfenster“ (ca. 60 kHz) entspricht. Sie wird an PIN 9 angelegt. Durch einen Widerstand  $R_{87}$  zwischen PIN 9 und 14 wird eine Hysterese (ca. 15 kHz) an den Fensterkanten eingestellt, um ein einwandfreies Schalten der Ausgänge zu gewährleisten. PIN 14 ist, wie Bild 2 zeigt, mit dem Ausgang „Mitte“ verknüpft. Die Hysterese ergibt sich in erster Näherung zu

$$\Delta U_f \sim \frac{R_{86} \cdot R_{88}}{R_{86} + R_{88}} \cdot \frac{1}{R_{87}} \cdot U_{ref}$$

### Pegelüberwachung

Bei zu kleiner Empfängereingangsspannung soll der Stummschaltenausgang ebenfalls aktiviert werden, um der Endstufe keine stark veräuschten Sendersignale anzubieten. Als Kriterium hierfür liefert der ZF-Baustein über Anschluß 15 eine der anliegenden Antennenspannung proportionale (in einem gewissen Bereich logarithmisch komprimiert) Gleichspannung  $U_p$ .

Im Komparator III wird sie mit einer von der internen Referenzspannung über den Spannungsteiler  $R_{91}/R_{92}$  abgeleiteten Triggerspannung  $U_{tr}$  verglichen, bei zu kleinen Eingangssignalen wird über das Gatter IV einerseits die Stummschaltung aktiviert, gleichzeitig werden über die Gatter III und IV beide roten LEDs, sowohl die für „links“ als auch die für „rechts“, eingeschaltet. Leuchten also beide roten LEDs, so heißt dies, daß weder links noch rechts unmittelbar neben der aktuellen Frequenzeinstellung ein Sender zu finden ist.

Um schleichende Übergänge bei  $U_p \sim U_{tr}$  zu vermeiden, wird vom Komparatorausgang auf der  $U_{tr}$ -Leitung ein Konstantstrom umgeschal-

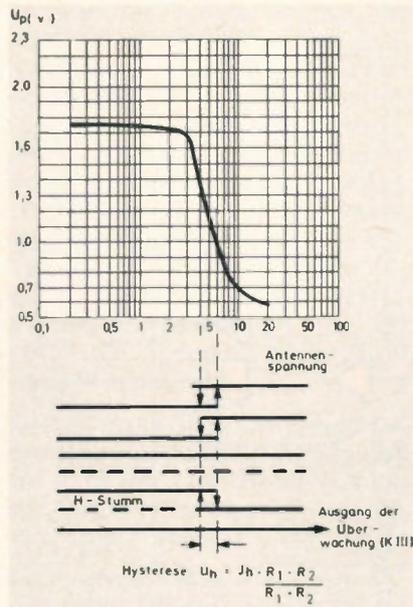


Bild 6 Pegelüberwachung

tet, der am Spannungsteiler  $R_{91}/R_{92}$  (siehe Bild 2) beim Erreichen des Umschaltpunktes  $U_{tr}$  um  $\Delta U_{tr}$  erhöht, also eine Schmitt-Triggerfunktion bewirkt und damit saubere, steile Umschaltflanken garantiert.

Die Hysterese ergibt sich zu:

$$U_H = I_H \cdot \frac{R_{91} \cdot R_{92}}{R_{91} + R_{92}} \quad (\text{Siehe Bild 6})$$

Um den Einsatzpunkt der pegelabhängigen Mutingschwelle individuell wählbar zu machen, wurde R 92 als Einstellwiderstand ausgeführt. Dieser ist mittels eines Schraubendrehers von der Geräteunterseite erreichbar. Damit kann der Kunde nach seinen eigenen Wünschen den Einsatzpunkt der Muting einstellen.

Erforderlich könnte eine Verstellung des vom Werk eingestellten Pegels dann sein, wenn das Gerät an eine Gemeinschaftsantennenanlage mit sehr hohem Rauschpegel angeschlossen wird und das Tunoscope bereits durch die Rauschspannung auf „grün“ schaltet.

Um beim Umschalten der Stationstasten  $U_1 - \dots - U_7$  zu verhindern, daß die Anzeige des Tunoscopes beim Durchlaufen der Abstimmspannung dauernd zwischen „grün“ und „rot“ hin und her schaltet, wird an den Pegelausgang PIN 10 über den Transistor T 24 Spannung eingespeist und das Tunoscope praktisch auf „rot“ gezwungen. Gleichzeitig gelangt die positive Spannung von T 24 auch an

die Muting-Transistoren, um Abstimmgeräusche zu vermeiden.

Immer dann, wenn die grüne LED nicht leuchtet, liegt am Stumm-Ausgang (PIN 3) eine positive Spannung an, welche zum Ansteuern der beiden Mute-Transistoren T 8 und T 9 benötigt wird (die Funktion der Mute-Transistoren wurde bereits in Receiver 30 beschrieben). Soll während des Abstimmvorganges die Stummschaltung außer Betrieb gesetzt werden, so wird mittels des Mute-Schalters PIN 3 über 270  $\Omega$  an Masse gelegt. Die interne Strombegrenzung des IC bewirkt, daß die Steuerspannung für die Mute-Transistoren  $< 1V$  bleibt.

Bei schnellem Verstimmen des Gerätes von „grün“ auf „rot“ folgt die Spannung am Muting-Ausgang verzögert um die Entladezeitkonstante  $R 104/C 62$  an PIN 4. Um nun störende Geräusche im Lautsprecher durch Verstimmen zu vermeiden, wird der Transistor T 25 direkt und verzögerungsfrei von der grünen LED gesteuert. Leuchtet die grüne LED nicht, so gelangt positive Spannung an die Basis von T 25, und C 62 wird sehr schnell entladen. Der Tunoscope-Ausgang (PIN 3) „mutet“ nun nahezu verzögerungsfrei mit Verlöschen der grünen LED.

Stimmt man den Empfänger wieder exakt ab, so „mutet“ das Tunoscope noch um die Ladezeitkonstante – die sich aus dem IC-internen Speisewiderstand an PIN 4 und dem RC-Glied  $R 104/C 62$  ergibt – länger, als eine oder beide roten LEDs leuchten. Diese Verzögerung ist notwendig, um beim schnellen Durchstimmen des Tuners zu verhindern, daß die Muting bei jedem Sender kurzzeitig aussetzt. Die Muting soll erst dann abschalten, wenn die Abstimmgeschwindigkeit auf ein normales Maß reduziert wird.

Die LEDs können unabhängig von der restlichen Funktion des IC (Muting) außer Betrieb gesetzt werden. Zu diesem Zwecke ist der Inhibit-Eingang (PIN 5) nicht anzusteuern (oder an Masse zu legen). Diese Eigenschaft des IC wurde bei der Anwendung am R 2000, R 3000 und T 3000 jedoch nicht ausgenutzt, da bei den Gerätefunktionen TA, TB od. AM die gesamte Gleichspannung vom IC S 459 weggeschaltet wird.

\* Die Herren G. Gehring und M. Kastler sind Mitarbeiter der Halbleiterentwicklung im Hause Siemens

# GRUNDIG V 5000, ein HiFi-Vollverstärker nach DIN 45 500



Bild 1 Vorderansicht des Vollverstärkers V 5000

G 47 869

Der V 5000 (Bild 1) ist der Spitzenverstärker im neuen Grundig-Bausteine-Programm. Seine hohe Ausgangsleistung von  $2 \times 100/150$  Watt Sinus/Musik und die umfassende Ausstattung machen ihn zur idealen Zentrale einer HiFi-Heimanlage, er ist aber auch für professionelle Anwendungen bestens geeignet.

Die nachfolgende Beschreibung gilt auch für den ähnlich aufgebauten Vorverstärker XV 5000, der zum Betrieb mit Aktivboxen bzw. Endverstärker konzipiert ist. Wesentliche Unterschiede zum V 5000 sind:

Kopfhörerendstufe (ähnlich X 55),

Pegeltongenerator (siehe unten).

(Der Endstufenbaustein des V 5000 wird ab Seite 45 beschrieben.)

## 1. Allgemeine Gerätebeschreibung

### a) Besondere Ausstattung:

**Klang-Register**, aufgeteilt in vier Frequenzbereiche: 40 Hz, 300 Hz, 2,5 kHz und 16 kHz. Die Kanäle sind getrennt einstellbar (Friktionssteller), dadurch Anpassung an ungünstige Raumverhältnisse möglich.

Der zentrale **Pegelschalter** mit 11 Stellungen – in 2-dB-Schritten geeicht – gestattet die Anpassung der Contour (gehörriichtige Lautstärkeregelung) an den Wirkungsgrad der Lautsprecherboxen und an die Raumgröße, also an den Schallpegel am Platz des Zuhörers.

**Lautstärkesteller** mit 41 Rasten und zweifacher Beschaltung für gehörriichtige Lautstärkeeinstellung.

Gleichlauffehler max. 1 dB.

Durch geeignete Widerstandskurve und Beschaltung erhält die Regelkurve einen fast dB-linearen Verlauf (Bild 3), dies ermöglicht eine besonders feinfühligere Einstellung im gesamten Drehbereich.

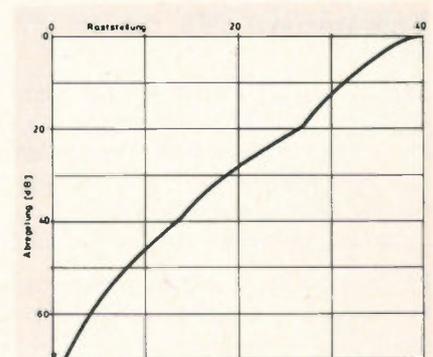


Bild 3 Regelkurve des Lautstärkestellers

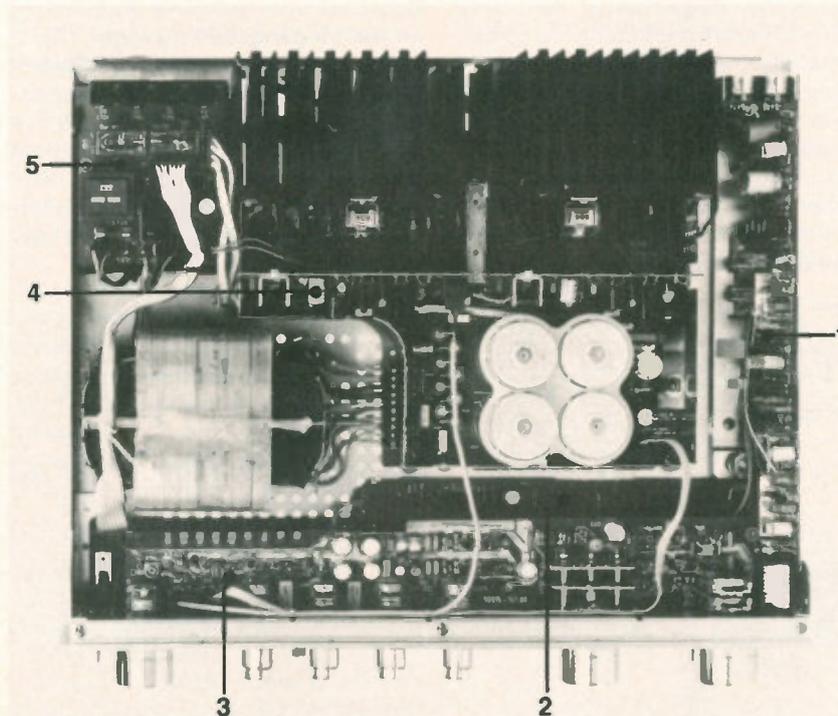


Bild 2 Innenansicht des V 5000

1 = Nf-Eingangplatte, 2 = Schalterplatte, 3 = Reglerplatte, 4 = Endstufenbaustein, 5 = Lautsprecherbuchsenplatte

**Schaltuhrbetrieb** in Verbindung mit T 5000. Bei Anschluß eines geeigneten Tonbandgerätes an die Netzsteckdose des V 5000 (XV 5000) ist automatischer Betrieb zu vorprogrammierbarer Zeit möglich. Außerdem kann der Verstärker mit den Tunern T 3000 und T 5000 automatisch „ein-“ und „ausgeschaltet“ werden, zusätzlich damit auch an der Netzdose des V 5000 (XV 5000) angesteckte Geräte. Das notwendige Verbindungskabel 392 vom Verstärker zum Tuner wird als Zubehör beigegeben.

G 47 246

**Achtung:** Es dürfen an die Netzsteckdose nur Geräte mit max. 200 W Leistungsaufnahme angeschlossen werden!

**MC-Eingang** für den Anschluß hochwertiger dynamischer Abtastsysteme (Moving Coil). Zur Pegel- und Impedanzanpassung ist ein spezieller Vorverstärker eingebaut.

Je ein **Pegelsteller** steht für den Eingang Phono 1/Micro bzw. Phono 2 MM/MC zur Verfügung. Die angeschlossene Tonquelle wird damit im Lautstärkeniveau an einen nichtregelbaren Eingang (z. B. TB) angepaßt.

Besonderer Wert wird bei diesem Gerät auf die **Betriebssicherheit** gelegt:

Das Gerät entspricht den Sicherheitsbestimmungen gemäß VDE 0860 H/.. 69.

(Die weiteren Punkte gelten für V 5000.)

Die Endstufe ist durch eine Kurzschlußautomatik und HF-Schutzschaltung gesichert.

Eine weitere Schutzschaltung trennt bei Gleichspannung am Endstufenanfang mittels Relais die Lautsprecher ab.

Drei Thermo-Schalter (zwei an der Kühlschiene, einer im Netztrafo) trennen bei Übertemperatur das Gerät von der Netzspannung.

**Pegelgenerator** (400 Hz) bei XV 5000.

Testton zur Überprüfung der HiFi-Anlage, Balanceeinstellung, Anpassung und Leistungsbegrenzung der Endstufe A 5000 und Aussteuerkontrolle angeschlossener TB-Geräte.

#### b) Anschlußmöglichkeiten

**Eingänge** (DIN-Buchsen an Geräte-rückseite, wenn nicht anders angegeben)

3 × TB (1 × an Gerätefront)

Tuner (mit Steuerkontakt zur Fern-einschaltung)

Monitor

Phono 1 / Micro umschaltbar (mit Spannungsversorgung für Grundig-Kondensatormikrofone)

Phono 2 MM/MC umschaltbar (Cinch-Buchsen + Masse-Schraube)

#### Ausgänge

3 × TB-Aufnahme (DIN-Stromaus-gang, 1 × an Gerätefront)

Line (DIN-Buchse)

2 Lautsprechergruppen (getrennt schaltbar, Parallelbetrieb möglich, beim XV für Aktivboxen bzw. End-verstärker

2 Stereokopfhörerbuchsen (für 6,3-mm-Klinenstecker)

1 Netzbuchse geschaltet (max. Lei-stungsentnahme 200 W)

#### 2. Geräteaufbau

**Bild 2** zeigt den kompakten, servicefreundlichen Aufbau in Modultechnik. Durch günstige Schaltungsverteilung und Druckplattenanordnung werden trotzdem nur wenig Verbindungsleitungen benötigt.

Das **Gehäuseoberteil** ist nach Herausdrehen von sechs Schrauben abnehmbar, die Platinen sind dann gut zu erreichen. Nur zum Ausbau der Regler- und Schalterplatten muß die Frontblende abgenommen werden.

Die **TA-TB-Buchsenplatte** ist in die **NF-Eingangplatte** eingelötet und verbindet die Eingänge mit den Entzerrer- und MC-Vorverstärkern bzw. Impedanzwandlern. Die Umschalter Phono 1/Micro, Phono 2 MM/MC und der Pegelsteller Phono 2 sind auf diesem Baustein (Bedienung von Geräteunterseite).

Eine 15polige Steckverbindung und zwei Leitungen führen die Signale zur NF-Umschaltung auf der **Schalterplatte**. Weitere Bestandteile: Nachverstärker TA, Pegelsteller Phono 1, TB-2-Frontbuchse, Linear-Contour-Schaltung, Pegelton (XV 5000) und auf dem linken Modulteil Power-Schalter, LS-Gruppenschalter, Kopfhörerbuchsen und LS-Schutzschaltung (V 5000).

Weiter zur **Reglerplatte** geht eine kurze 11fach-Bandleitung. Lautstärkesteller, Pegelschalter, 4fach-Klangregelung und Balance sind darauf untergebracht. Über eine abgeschirmte Leitung gelangt das Signal zum **Endstufenbaustein**. An diesem sind die Sekundäranschlüsse des Netztrafos mit Schraubverbindungen befestigt.

Den Leistungsausgang verbinden zwei dicke Leitungen mit der **LS-Buchsenplatte**. Zwei LS-Relais und vier LS-Buchsen sind hier eingelötet (beim XV 5000 zwei DIN-Ausgangsbuchsen und ein Relais auf der Endstufe), ebenso Stand-by-Schaltung mit Netzrelais und separatem Trafo. Angesteckt sind Netzleitung, Netzausgangsbuchse, Leitung zur Schalterplatte (Kopfhörer- und Relaisansteuerung).

Der **Netztrafo** (primär) ist direkt angelötet. Es handelt sich beim V 5000 um einen streuarmlen Schnittbandkerntrafo, der zur Unterdrückung von Brumm- und Schwirreräuschen schwimmend gelagert ist.

#### 3. Schaltungsbeschreibung

**Bild 4** zeigt im Überblick den elektrischen Aufbau des Gerätes. Die dunkel gekennzeichneten Schaltungen werden nachfolgend ausführlich erläutert. Der Endstufenbaustein wird gesondert beschrieben (Seite 45). Schaltbildauszüge stellen bei NF-Schaltung den linken Kanal dar, es sind die entsprechenden R- und C-Nummern angegeben. Die Pläne sind teilweise vereinfacht wiedergegeben, um wesentliche Funktionen hervorzuheben.

##### a) Niederpegelige Eingänge Phono 1/Micro, Phono 2 MM/MC

Die Aufteilung der Verstärkung ermöglicht kurze Leitungen zu den Buchsen und optimale Anpassung an die Eingangsbedingungen (MM/MC). Mit diesem Aufbau (**Bild 5**) werden extrem hohe Eingangsspannungen verarbeitet, z. B.  $\geq 350$  mV bei Phono MM. Eine Abhängigkeit des Eingangswiderstandes und Fremdspannungsabstandes von der Stellung des Pegelstellers wird vermieden.

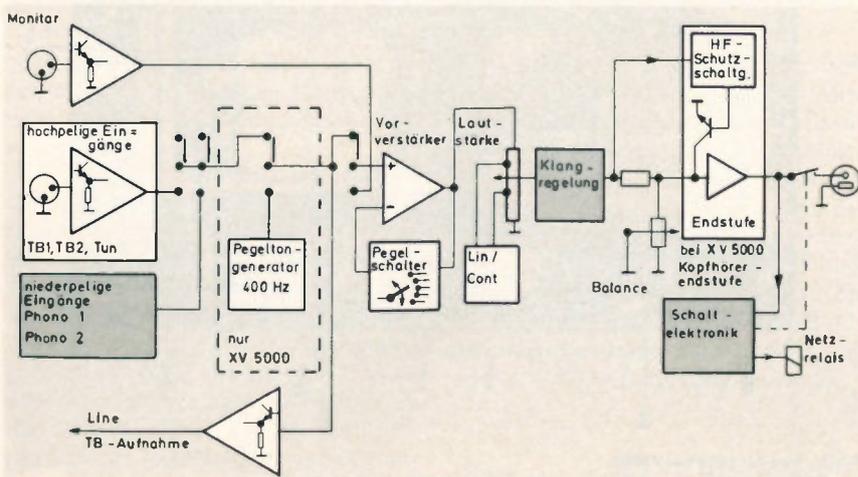


Bild 4 Blockschaltung des Verstärkers V5000

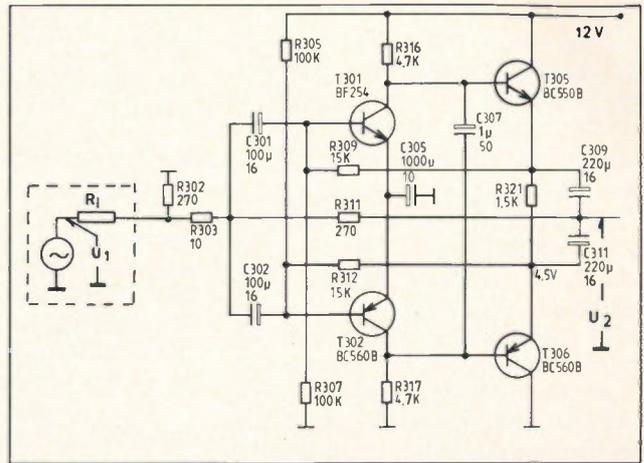
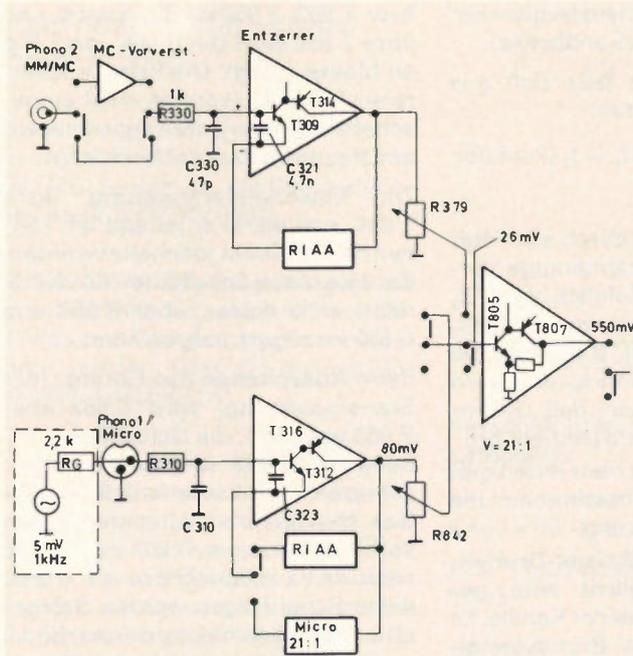


Bild 6 Schaltungsauszug MC-Vorverstärker

Bild 5 Niederpegelige Eingänge (Prinzipschaltung) mit Pegelverlauf bei Phono 1

C 321 zwischen Basis und Emitter von T 309 überbrückt diese Diodenstrecke für HF und verhindert Demodulation von AM-Signalen.

Dem Entzerrer nachgeschaltet ist der Pegelsteller, in Mittelstellung (Rast) beträgt die Absenkung knapp 10 dB (Empfindlichkeitsreserve). Die weitere Verstärkung erfolgt für beide Eingänge gemeinsam durch T 805 und T 807 linear um Faktor 21.

### b) Klangregelschaltung (Bild 7)

Das Prinzip der aktiven Klangregelung ist in Grundig-Geräten nicht neu. Die hier beschriebene Weiterentwicklung, bereits in vielen Komponenten der neuen Grundig-HiFi-Serie eingesetzt, bringt folgende Vorteile: lineare Widerstandskurven bei Baß- und Höhensteller, hervorragende Fremdspannungsabstände und Verzerrungswerte, etwa dB-lineare Stellcharakteristik. Der Ein-

### MC-Vorverstärker (Bild 6)

Es ist der Eingangsverstärker für eine neue Art von Schallplattenabtastsystemen, bei denen eine Spule im Feld eines Permanentmagneten bewegt wird. MC = Moving Coil  $\hat{=}$  bewegte Spule, MM = Moving Magnet  $\hat{=}$  bewegter Magnet. Der Vorteil gegenüber herkömmlichen Systemen liegt in der wesentlich kleineren bewegten Masse.

Typische Werte von MC-Systemen:

Leerlaufausgangsspannung ca.  $\frac{1}{10}$  der MM-Werte,

Innenwiderstand 18  $\Omega$ .

Durch niederohmige Schaltung und Gegentakteingang mit HF-Transistor wird ein Geräuschspannungsabstand erreicht, der nur geringfügig kleiner als beim üblichen Magnetsystem ist (typische Werte Kurve A effektiv: MC 77 dB, MM 82 dB). Die Komplementärschaltung garantiert trotz niederohmiger Last von 270  $\Omega$  (R 311) hervorragende Klirrfaktoren und einen großen Aussteuerbereich. Die Verstärkung ist abhängig vom Innenwiderstand ( $R_1$ ) des Tonabnehmersystems nach der Formel:

$$V = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{311}}{R_1 + R_{303}} \quad (U_2 \text{ ist zu } U_1 \text{ um } 180^\circ \text{ phasenverschoben})$$

mit oben angegebenem Wert

$$V = \frac{270 \Omega}{18 \Omega + 10 \Omega} = 9,6$$

Den Eingangswiderstand bestimmt in der Hauptsache R 303 (10  $\Omega$ ), bei Messungen ist besonders darauf zu achten.

### Entzerrerverstärker

Für die geringe Verstärkung von 24 dB bei 1 kHz genügt eine zweistufige Schaltung. Die Gegenkopplung ist niederohmig – gutes Rauschverhalten – und mit eng tolerierten Bauteilen bestückt, die Abweichungen von der Sollkurve betragen  $\leq 0,5$  dB. Frequenzen unterhalb des Übertragungsbereiches werden abgesenkt, negative Auswirkungen von Plattenspiellerrumpeln damit vermieden.

Zum Abblocken der HF sind folgende Maßnahmen getroffen worden (Bild 5): RC-Glied (R 330, C 330) am Eingang nach Masse, damit werden Frequenzen ab 3 MHz schon vor dem Verstärker abgeleitet.

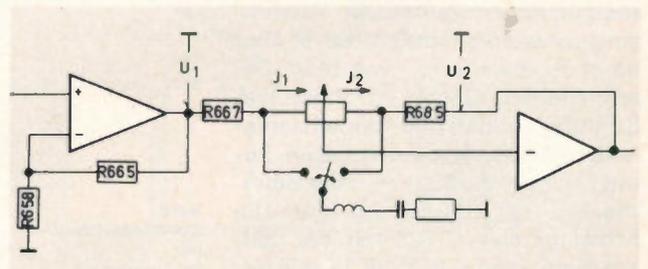
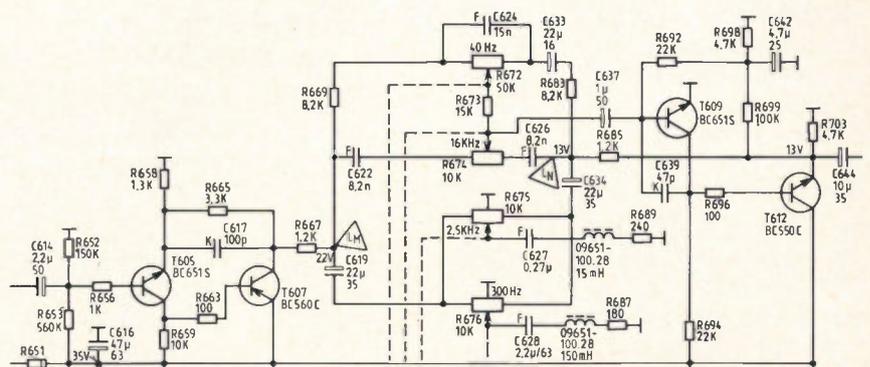


Bild 7 Schaltungsauszug „Klangregelung“ mit Prinzipschaltbild (rechts)

satz von neuen, speziell rausch- und rumpelarmen NPN-Transistoren BC 651 S vereinfacht die oft angewandte Schaltung mit PNP-Typ (diese sind in den Rauschwerten günstiger als der Komplementärtyp).

Der **Vorverstärker**, bestehend aus T 605 (BC 651 S) und T 607, hebt den vom Lautstärksteller abgenommenen Pegel soweit an, daß die nachfolgende Schaltung den Störabstand nur unwesentlich beeinflusst. Dem Klirrfaktor wurde bei der Entwicklung besondere Beachtung geschenkt, da der Lastwiderstand sehr niederohmig ist (ca. 2,8 kΩ bei 10 kHz und bei auf Mitte gestellten Klangreglern).

T 609 (BC 651 S) in invertierender Schaltung und T 612 gehören zur **aktiven Klangregelung**. Der Arbeitspunkt – eingestellt mit R 692, R 698 und R 699 – ist nahezu unabhängig von der angelegten Betriebsspannung. Die Verstärkung errechnet sich ähnlich wie beim MC-Vorverstärker, in Abhängigkeit von der Schleiferstellung ergibt sich vereinfacht (Prinzipschaltung Bild 7):

$$V = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\text{zweiter Reglerenteil} + R}{\text{erster Reglerenteil} + R}$$

(R 667 = R 685 = R)

bei Mittelstellung erster Teil = zweiter Teil (linearer Steller)  $V = 1$

Aus der Formel leitet sich auch die max. Anhebung bzw. Absenkung ab. Durch die frequenzabhängige Beschaltung von Baß- und Höhensteller verändert sich die Verstärkung nur in den gewünschten Frequenzbereichen, während sie bei 1 kHz bei  $V = 1$  bleibt.

Die Widerstandsverhältnisse R 672, R 673 und R 674 sind auf geringe gegenseitige Beeinflussung der Steller dimensioniert. Die niederohmigen Werte ergeben mit dem BC 651 S einen sehr guten Fremdspannungsabstand.

Die Einsatzfrequenzen der Klangregelung werden bestimmt durch R 672 und C 624 bei den Tiefen, bei den Höhen sind maßgebend C 622, C 626 und R 674.

Diese Schaltung kann in der oben beschriebenen einfachen Ausführung verwendet werden, sie ist aber leicht zu erweitern – wie beim beschriebenen Gerät –, ohne daß Grundfunktionen und -dimensionierung verändert werden müssen. Zusätzlich beeinflussbar sind die Bereiche um 300 Hz und 2,5 kHz. Die Schwingkreise C 628 mit der 150-mH-Spule und C 627 mit 15 mH be-

stimmen die Resonanzfrequenzen und die Kurvenform (Bandbreite).

Die Funktionsweise läßt sich aus obiger Formel herleiten:

aus  $V = \frac{U_2}{U_1} = 1$  folgt  $I_1 = I_2$  (Funktion des Inverters)

Belastung an R 667 durch ein Filter ergibt eine frequenzabhängige Verkleinerung von  $I_1$ , folglich wird  $U_2$  ebenfalls abgesenkt ( $I_1$  muß gleich  $I_2$  sein). Belastung an R 685 ergäbe eine Verringerung von  $I_2$ , dies wird dadurch ausgeglichen, daß  $U_2$  entsprechend größer wird (Anhebung).

R 689 und R 687 plus dem jeweiligen Spulenwiderstand bestimmen die maximale Beeinflussung.

Der Einsatz von **Frikitions-Drehwiderständen** ermöglicht eine getrennte Einstellung beider Kanäle. Es empfiehlt sich, eine Grundverstellung zwischen L und R je nach Raumverhältnissen und Sitzpositionen vorzunehmen – Verdrehen des vorderen Stellknopfes gegen den hinteren Teil – und bei Nachkorrekturen, z. B. bedingt durch Programmangebot, das Verhältnis der Kanäle zueinander nicht mehr zu verändern. Die dB-lineare Regelcharakteristik der Klangsteller bewirkt, daß die Grundeinstellung über den gesamten Stellbereich gehörmäßig erhalten bleibt.

### c) Schaltelektronik

Die **LS-Schutzschaltung** prüft mit T 951 und T 952, ob an C 951 Gleichspannung anliegt. Der Schaltverstärker besteht aus T 953, T 955 und dem Relaisreiber T 956. Im Störfall, bei Gleichspannung an C 951, öffnet je nach Polarität T 951

bzw. T 952, T 953 wird gesperrt, und über T 955 wird die Basis von T 956 an Masse gelegt. Die Lautsprecherrelais fallen ab (können nicht eingeschaltet werden), die angeschlossenen Boxen bleiben unbeschädigt.

Zur **Einschaltverzögerung** dient T 954; erst wenn er leitend ist, können die Relais eingeschaltet werden. Ca. 4 sec nach Einschalten des Netzrelais wird dieser, über R 957 und C 952 verzögert, aufgesteuert.

Beim **Ausschalten** des Gerätes (der Steuerspannung) wird C 952 über R 963 entladen, die Schwellenspannung von T 954 wird sofort unterschritten, damit fallen die Relais ab. Das Netzrelais schaltet durch den voll aufgeladenen C 907 ca. ¼ sec nach den Lautsprechern ab. Durch diese Schaltfolgen werden Störgeräusche wirksam unterdrückt, Bild 9 zeigt den zeitlichen Ablauf. T 957 gewährleistet, daß C 952 erst geladen wird, wenn das Netzrelais angezogen hat, dadurch ergibt sich immer die gleiche Einschaltzeitkonstante für die Lautsprecher.

Zu erwähnen ist noch, daß die Thermoschalter am Kühlkörper im Störfall das Netzrelais abschalten.

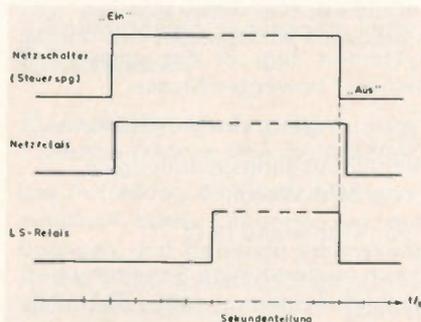
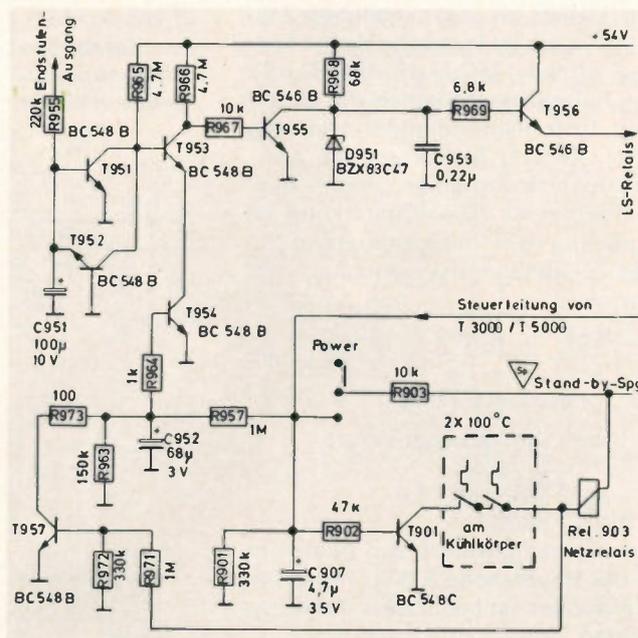


Bild 9 Schaltfolge bei „Ein“ und „Aus“

Bild 8 Schaltungsauszug der Schaltelektronik



## Plattenspieleranschluß beim V 5000

Dieser Beitrag beschreibt den richtigen Anschluß eines Plattenspielers mit MC-System an die Cinch-Buchsen des V 5000 (XV 5000).

a) Die **NF-Verbindungsleitung** soll grundsätzlich kurz sein und nicht an Trafos und Netzleitungen vorbeigeführt werden. Dies gilt generell für alle NF-Anschlüsse.

b) Zwei räumlich getrennte **Anschlußbuchsen** und der sehr geringe Signalpegel auf der Leitung – ca.  $200 \mu\text{V}$  – erfordern getrennte Massen für L und R (**Bild 10**). Es ist wichtig, daß am System auf richtige Polung geachtet wird und daß beide Massen nur im Verstärker verbunden sind.

Folgende Fehler werden vermieden:  
**Brummaufnahme** durch eine Massechleife

### Verschlechterung des Kanalübersprechens:

Rechenbeispiel:  $R_{\text{System}} = 18 \Omega$ ,  $R_{\text{Eing.}} = 10 \Omega$ ,  $U = 500 \mu\text{V}$  (Leerlauf)  
eine gemeinsame Masseleitung  $0,1 \Omega$

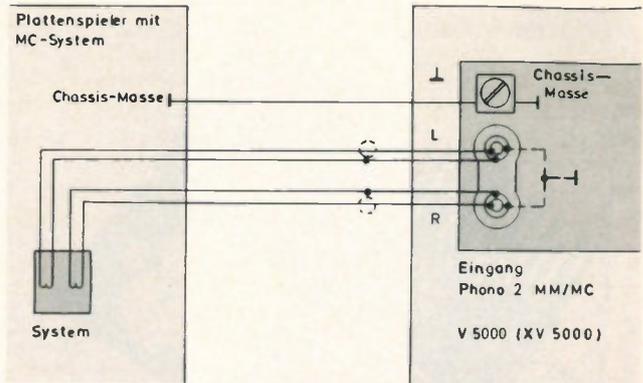
$$\text{NF Strom} = \frac{U}{R} = 18 \mu\text{A}$$

Spannungsabfall auf der Masse:  $U = I \cdot R = 18 \mu\text{A} \cdot 0,1 \Omega = 1,8 \mu\text{V}$

Daraus ergibt sich bei einkanaliger Ansteuerung Übersprechdämpfung (frequenzunabhängig) 49 dB.

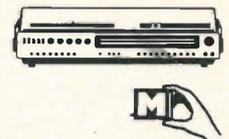
c) **Brummverkopplung** zwischen Plattenspieler und Verstärker. Durch Kapazitäten zwischen Trafo und Chassismasse wird diese hochohmig auf Wechselfrequenz gelegt. Über eine Verbindung zweier Chassis fließt dann ein Ausgleichsstrom abhängig von den Kapazitäten, Netzsteckerpolung und eventueller Erdung eines Bausteins z. B. durch Antenne. Die Ableitung muß über eine separate Leitung erfolgen, um Verschlechterung des Fremdspannungsabstandes zu vermeiden (**Bild 10**).

Bild 10  
Anschluß eines  
Plattenspielers  
mit MC-System  
am V 5000



G. AUER  
K. H. ROSSDEUTSCH

## Die Endstufe des V 5000



Im Verstärker V 5000 kommt erstmals eine Endstufe mit  $2 \times 100 \text{ W}$  Sinusausgangsleistung zum Einsatz, die auch in leicht abgewandelter Form bei dem auf der Funkausstellung 1979 vorgestellten Amplifier A 5000 Anwendung findet. Bei Leistungen dieser Größenordnung muß natürlich besonders auf die Sicherheit bezüglich der Funktion und der Stabilität der Endstufe geachtet werden. Zusätzlich wurde noch zur Aufgabe gestellt, daß die Endstufe im gesamten Hörbereich, also von 20 Hz bis 20 kHz, einen Klirrfaktor von maximal 0,05% sowie keine meßbaren TIM-Verzerrungen\*) aufweisen sollte.

In nachstehender Funktionsbeschreibung soll auf die Lösung dieser Einzelprobleme näher eingegangen werden.

### 1. Mechanische Konstruktion:

Wichtige Punkte für die mechanische Konzeption waren: geringer Platzbedarf, Servicefreundlichkeit, bezüglich des Kühlkörpers:

relativ kleine Größe, niedriger thermischer Widerstand  $R_{\text{th}}$ , gute Wärmeverteilung, d. h. geringe Temperaturdifferenz zwischen Auflagefläche der Transistoren und den Endpunkten der Kühlrippen, gute Zugänglichkeit der Leistungstransistoren (**Bild 1**).

Aus **Bild 2** ist der Aufbau des Moduls ersichtlich. Den aufgeführten Forderungen wird dieses Konzept voll gerecht. Die Netzteile, das Leistungsteil und der Kühlkörper werden von einer waagrechten Platte (NF-Modul-Platte) getragen.

Zur Versteifung dieser Einheit wurde ein Metallwinkel am Kühlkörper verschraubt und mit der Kontur der NF-Modul-Platte verlötet. Hierdurch entstand eine kompakte, gegen Verwindung geschützte Einheit.

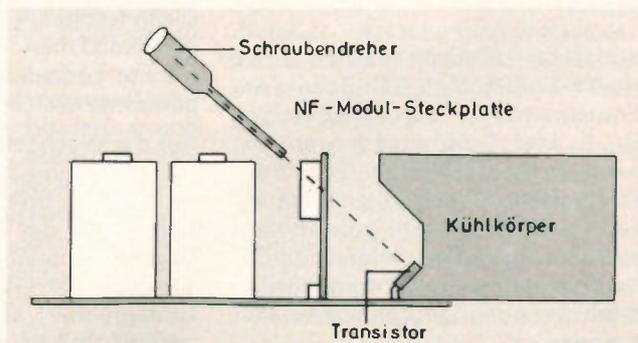


Bild 1 Schnittzeichnung des Endstufenmoduls

\*) Anmerkung:  
TIM siehe Erklärung am Ende dieses Beitrages

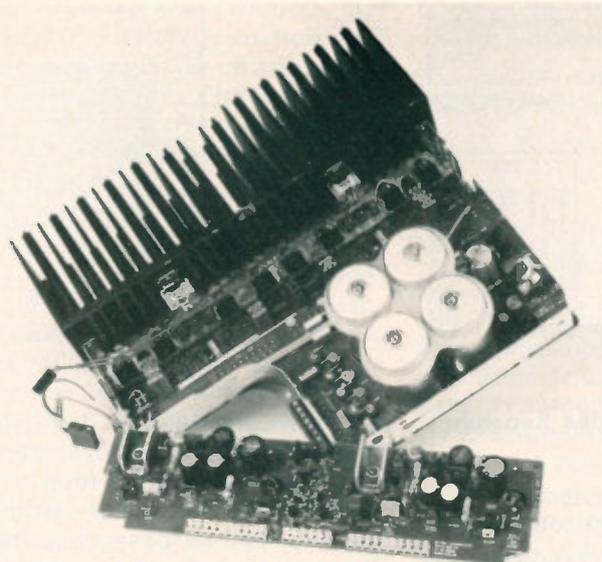


Bild 2 Gesamtansicht des Endstufenmoduls

G47350

Eine senkrechte Platte (NF-Modul-Steckplatte) wird in die Grundplatte gesteckt. Sie teilt räumlich das Endstufennetzteil vom Leistungsteil. Auf ihr befinden sich die NF-Vorverstärker sowie die Kurzschlußautomatik und HF-Schutzschaltung für den linken und rechten Kanal. Die Einstellwiderstände für den Ruhestrom befinden sich ebenfalls auf ihr. Die NF-Modul-Steckplatte wird mittels eines am Kühlkörper befestigten Haltewinkels festgehalten.

Der Anschluß der Leistungswicklungen erfolgt über eine 10polige Klemmenleiste. Die Lautsprecherausgänge sind mittels 4poliger Steckverbindungen herausgeführt.

## 2. Elektrisches Konzept:

(R- und C-Nummern entsprechen dem Schaltbild ab Seite 50)

### 2.1 Wichtige Punkte für die Konzeption:

Preisgünstiger Aufbau bei hochwertigen elektrischen Eigenschaften

Fremdspannung besser als 75 dB für 50 mW

Klirrfaktor 0,05% von 40 Hz bis 20 000 Hz bei  $2 \times 100 \text{ W}$  an  $4 \Omega$ . Schutz der Endtransistoren vor unzulässigen R-, L- und C-Belastungen an den Lautsprecherausgängen, Schutz der Endtransistoren vor hohen Frequenzen ( $> 100 \text{ kHz}$ ), sehr gute HF-Einstrahlungsfestigkeit (Vermeiden von Demodulation von Hochfrequenzstrahlung auf angeschlossenen Leitungen).

## 2.2 Beschreibung der Baugruppen:

### 2.2.1

Das Leistungsnetzteil ist unstabiliert und symmetrisch für beide Kanäle ab Sekundärwicklung getrennt ausgeführt. Als Transformator kommt ein Schnittbandkern mit integriertem Thermoschalter ( $110^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$ ) zur Anwendung.

Um gute Übersprechdämpfungen und gute Klirrfaktorwerte selbst bei tiefsten Frequenzen zu erreichen, ist es vorteilhaft, die Stromversorgung für die beiden Endstufenkanäle eines Hochleistungsverstärkers getrennt auszuführen. Bei einem gemeinsamen Netzteil tritt am Netzteillinearwiderstand eine Verkopplung beider Kanäle auf.

Im allgemeinen wird dieser Widerstand durch einen oder mehrere Ladeelkos bestimmt. Da der wirksame Blindwiderstand einer Kapazität zu tiefen Frequenzen hin zunimmt, kommt es zu einer schlechteren Übersprechdämpfung bei tiefen Frequenzen. Ebenso verschlechtern sich die Klirrfaktorwerte bei tiefen Frequenzen durch die Verkopplung beider Kanäle über einen gemeinsamen Ladeelko.

Diese Nachteile lassen sich beseitigen, wenn man für beide Kanäle getrennte Ladeelkos und damit auch getrennte Gleichrichter anwendet.

Auf der Wechselstromseite (vor der Gleichrichtung und den Ladeelkos) ist eine Auftrennung nicht mehr sinnvoll, da der Wechselstromkreis (Trafo-Gleichrichter-Elko) und der Gleichstromkreis (Elko-Endstufelautsprecher) als vollkommen getrennte Stromkreise zu betrachten

sind. Deshalb tritt eine Beeinträchtigung der Verstärkerdaten durch die Verwendung nur „eines“ Wechselstromnetzteiles nicht auf.

### 2.2.2

Den Leistungsverstärker kann man idealisiert als Operationsverstärker mit hoher Ausgangsleistung betrachten (Bild 3). Der Verstärker ist über R 23 gleichspannungsmäßig voll auf den invertierenden Eingang gegengekoppelt.

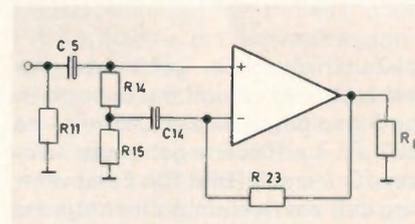


Bild 3 Ersatzschaltung der Endstufe

Da beide Eingänge gleichspannungsmäßig an Masse liegen, ist die Ausgangsspannung 0 V.

In der Praxis stellt sich im Mittel eine von 0 V verschiedene Gleichspannung am Ausgang ein. Diese Abweichung wird durch die unterschiedlichen Eingangsruhestrome  $I_p$  und  $I_n$  des „OPs“ verursacht. Diese wiederum hängen in starkem Maße von den Streuungen der beiden Eingangstransistoren ab (Unterschiede in der Stromverstärkung sowie der  $U_{BE}$ -Strecken). Durch geeignete Dimensionierung von R 14, bei Transistoren mit identischer und mittlerer Stromverstärkung, wird eine Toleranzzone von  $\pm 150 \text{ mV}$  (typ  $\pm 50 \text{ mV}$ ) über das gesamte Fertigungslos erreicht.

(Widerstandsverhältnis bei identischer Stromverstärkung von T 3/T 5

$$\frac{R_{14} + R_{15}}{R_{23}} = \frac{I_{C_{T5}}}{I_{C_{T3}}}$$

Kollektorstrom T 5  
Kollektorstrom T 3)

Die Wechselspannungsverstärkung ergibt sich zu:

$$V = \frac{R_{23} + R_{15}}{R_{23}} = \frac{11\,000 + 270}{270} = 41,7 \approx 32,4 \text{ dB}$$

Eine Bootstrap-Wirkung (hoher Eingangswiderstand) wird durch R<sub>14</sub> erzielt. Er wird nicht auf Masse bezogen, sondern an die Gegenkopplung R<sub>15</sub> angeschlossen.

Der Leistungsverstärker ist als komplementärsymmetrischer Verstärker aufgebaut. Zur Anwendung kommen epitaxial Basis-Leistungstransistoren des Typs BD 745C/BD 746C

mit einem maximalen Strom von  $I_C = 20 \text{ A}$  ( $P_V = 115 \text{ W}$  bei  $T_C = 25^\circ \text{C}$ ). Sie verfügen über einen großen nutzbaren, sicheren Arbeitsbereich (SOAR, Bild 4), der besonders bei ungünstigen Lastverhältnissen (R-, L-, C-Last) wichtig ist. Es sind jeweils zwei Leistungstransistoren (T 1004/T 1006 und T 1005/T 1007) zur Erhöhung des Ausgangsstromes und besseren Verlustleistungsaufteilung parallel geschaltet. Diese Transistoren werden zusammen mit den komplementären Treiber-Transistoren (T 1002/T 1003) in einer Klasse-AB-Anordnung betrieben, bei der sich ohne Signal ein nur relativ geringer Stromverbrauch ergibt.

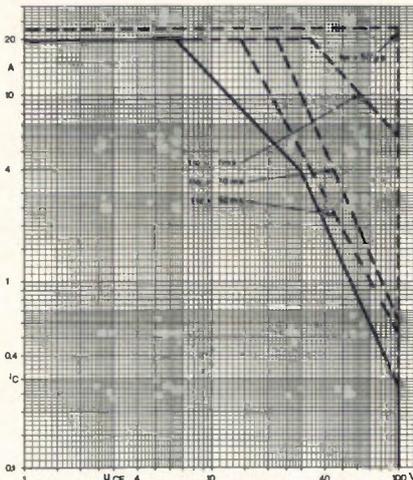


Bild 4 Nutzbarer Arbeitsbereich des BD 745 C

AB-Bereich deshalb, weil im unteren Bereich der Aussteuerung die Transistoren im A-Bereich betrieben werden. Weitere Kennzeichen der Schaltung sind die galvanisch gekoppelten Vorverstärker- und Vortreiberstufen sowie eine Schutzschaltung, die sicherstellt, daß die zulässige Verlustleistung nicht überschritten wird.

Als Vorverstärker kommt hier ein Differenzverstärker zur Anwendung. Er ist mit pnp-Transistoren (T 3/T 5) aufgebaut, die sehr geringe Fremdspannungswerte ermöglichen. Die Brückenschaltung wird über eine mit T 4 aufgebaute Konstantstromquelle gespeist. Dies ergibt eine hohe Gleichtaktunterdrückung. Die Gegenkopplung wird über den Widerstand R 23 zugeführt. Der Widerstand R 15 stellt in Verbindung mit C 14 eine wechselstrommäßige Gegenkopplung her.

Der Differenzverstärker ist galvanisch mit der A-Vortreiberstufe gekoppelt. Deren Transistor T 6 ist mit dem als Emitterfolger geschalteten Transistor T 7 über R 26 verbunden. In dessen Emitterzweig wird mittels T 1001 eine stabilisierte Vorspan-

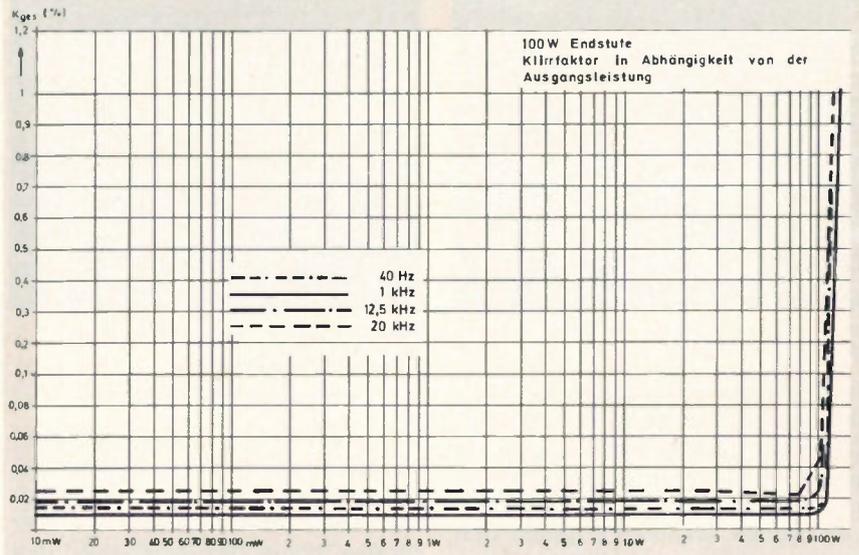


Bild 5 Klirrfaktor der 100-Watt-Endstufe in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

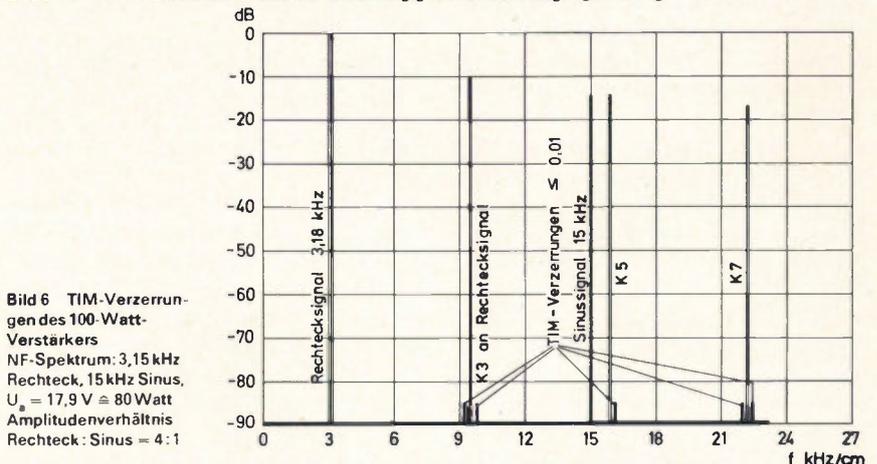


Bild 6 TIM-Verzerrungen des 100-Watt-Verstärkers  
NF-Spektrum: 3,15 kHz  
Rechteck, 15 kHz Sinus,  
 $U_a = 17,9 \text{ V} \approx 80 \text{ Watt}$   
Amplitudenverhältnis  
Rechteck : Sinus = 4 : 1

nung für die Treiber- und Endstufen-Transistoren erzeugt, die dem gewünschten AB-Arbeitspunkt entspricht. T 1001 ist in gutem Wärmekontakt mit den Endtransistoren am Kühlkörper montiert. Hierdurch wird der Ruhestrom weitgehend gegen Temperaturschwankungen stabilisiert. Durch geeignete Dimensionierung von R 36 wird bei Netzspannungsänderungen der Ruhestrom nahezu konstant gehalten. Ein weiterer Schutz gegen Ruhestromvergrößerung durch Temperaturanstieg wird durch Stromgegenkopplung der Treiber- und Endtransistoren erreicht. Dazu sind jeweils Emitterwiderstände (R 1005, R 1006, R 1014, R 1015, R 1018, R 1019) in die Emitterleitungen der Transistoren eingeführt.

Hierbei mußte ein Kompromiß zwischen Ruhestromstabilisierung und erhältlicher Ausgangsleistung geschlossen werden. Ein Wert von  $R_E = 0,22 \Omega$  sollte hierbei genügen. Dies ergibt einen zusätzlichen Aussteuerungsverlust bei  $P = 100 \text{ W}$  an

$$4 \Omega \text{ von } V_{\text{eff}} = \frac{1}{2} \frac{P}{R_L} \cdot R_E = 0,55 \text{ V.}$$

Um eine besonders hohe Ausgangsaussteuerbarkeit für Wechselspannung bei kleinstem Klirrfaktor und TIM-Verzerrungen (Transient Intermodulation Distortion) zu erzielen, sind C 16 und C 21 als Wechselspannungs-Bootstrap geschaltet (Bilder 5, 6).

Zur Unterdrückung parasitärer Schwingungen sind C 19 und C 29 eingefügt. Sie sind aus VDE-Gründen in Serie geschaltet. Zur Frequenzgangkompensation tragen C 12 und C 15 sowie C 1004 und R 1021 bei. C 1001 und C 1003 bewirken bei hohen Frequenzen eine Phasenkompensation durch Gegenkopplung. Dadurch erhält man hohe Schwingsicherheit für alle vorkommenden Belastungsbedingungen. Aus den Bildern 7, 8, 9 ist das Rechteckübertragungsverhalten der Endstufe ersichtlich.

Der Ruhestrom wird mit R 31 eingestellt und kann zwischen den im Schaltbild gekennzeichneten Punkten X und Y als Spannungswert ( $U = 22 \text{ mV} \pm 10\%$ ) gemessen werden. Als günstiger Wert bezüglich Übernahmeverzerrungen erwies sich ein Strom von  $I = 100 \text{ mA}$ . Dies bedeu-

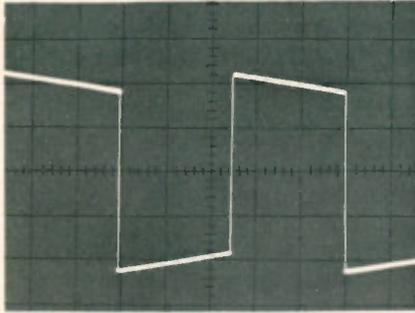


Bild 7 Rechteckverhalten bei  $f = 20 \text{ Hz}$ ,  $t = 10 \text{ ms/sec}$ ,  $U = 10 \text{ V/cm}$ ,  $R_i = 4 \Omega$

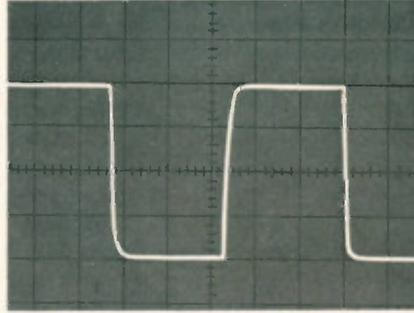


Bild 8 Rechteckverhalten bei  $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $t = 20 \mu\text{s/cm}$ ,  $U = 10 \text{ V/cm}$

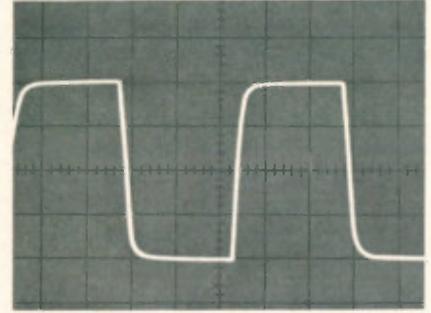


Bild 9 Rechteckverhalten bei  $f = 20 \text{ kHz}$ ,  $t = 10 \mu\text{s/cm}$ ,  $U = 10 \text{ V/cm}$

tet theoretisch pro parallelgeschaltetem Transistorzweig  $I_C = 50 \text{ mA}$ . Die Basis-Emitter-Spannungen für einen bestimmten Kollektorstrom können bis zu  $\pm 50 \text{ mV}$  untereinander streuen. Dadurch ergeben sich praktisch unterschiedliche Ruhestrome der einzelnen Leistungstransistoren. Durch geeignete Wahl der Meßpunkte X, Y wird gewährleistet, daß der Ruhestrom pro Kanal nie größer als der eingestellte Wert von  $I_C = 100 \text{ mA}$  sein kann, unabhängig davon, wie er sich in den einzelnen Transistoren aufteilt.

Weitere Aufmerksamkeit gehört hier der Vermeidung von Störungen durch HF-Einstrahlung auf angeschlossenen Leitungen (Lautsprecherleitung). Hierfür sind das RC-Glied R 13/C 7 sowie die BE-Kapazitäten C 8 und C 11 um den Differenzverstärker verschaltet. In der Hauptsache ist aber C 9 dafür verantwortlich. Er verbindet für sehr hohe Frequenzen den nichtinvertierenden mit dem invertierenden Eingang des Verstärkers. Durch die hohe Gleichtaktunterdrückung des Differenzverstärkers werden eine Verstärkung und Demodulation dieser HF-Störungen weitgehend unterbunden.

### 2.2.3 Kurzschlußautomatik

Aufgabe dieser Schutzschaltung ist es, die Endstufe bei ungewöhnlich hoher Verlustleistung davor zu bewahren, leitend zu werden. Sie stellt für das Signal, das die Treiber- und Endstufen ansteuert, einen Nebenschlußdar.

Bild 10 zeigt einen Schaltungsausschnitt, in dem die Kurzschlußautomatik der positiven Halbwelle enthalten ist.

T 11 und T 8 haben in ihrer Verschaltung die Eigenschaften eines Thyristors. Legt man eine positive Spannung zwischen Emitter T 11 und Emitter T 8, so sperren T 11 und T 8. Durch eine positive BE-Spannung an T 8 werden T 8 und damit auch T 11 leitend. Dieser Zustand bleibt durch die Rückkopplung (Kollektorstrom T 11) erhalten. Erst durch Unterschreiten des Haltestroms geht diese Anordnung in den gesperrten Zustand über. Diese Anordnung liegt zwischen den Punkten A-B einer Brückenschaltung. Die Brücke besteht aus den Widerstandszweigen R 1018 parallel R 1014 in Serie mit  $R_L$  (Lastwiderstand) und R 1016 parallel R 1009 in Serie mit R 39 und D 6. Die

Dimensionierung wurde auf einen Spitzenstrom pro Leistungstransistor  $I_C = 5,6 \text{ A}$  festgelegt.

Treten nun bei positiver Ansteuerung Ströme oberhalb dieser Schwelle auf, so steht zwischen den Punkten A-B der Brückenordnung eine positive Spannung von  $0,6 \text{ V}$ . Diese triggert den mit T 8 und T 11 gebildeten Thyristor. Die Ansteuerung am Ausgang geht sofort auf Null zurück. Der Verstärker versucht, veranlaßt durch die unwirksam gewordene Gegenkopplung, mit seiner vollen Leerlaufverstärkung die Spannungsdifferenz zwischen Basis T 3 und Basis T 5 Null werden zu lassen. Deshalb sperrt T 6. Es bildet sich ein Nebenschlußstrompfad, der in Bild 10 dick eingezeichnet ist. Durch D 3 wird der Kollektorstrom von T 7 auf einen unkritischen Wert begrenzt. C 23 begünstigt ein schnelles Durchschalten dieser Anordnung.

Geht die Eingangsspannung gegen Null, so wird der Haltestrom des „Thyristors“ unterschritten. Die Anordnung wird gesperrt. Wird die Eingangsspannung negativ und überschreitet der Ausgangsstrom die zulässige Schwelle, so wird die für die negative Seite zuständige Thyristor-anordnung T 12/T 9 getriggert. Der Verstärker versucht wiederum, wie schon bei der positiven Halbwelle, mit hoher Leerlaufverstärkung die Spannungsdifferenz zwischen Basis T 3 und Basis T 5 auszugleichen. T 6 wird voll leitend. Es entsteht ein Nebenschlußstrompfad über EC T 9 – BET 12 – R 1002 – D 1001 – R 36 – D 5 – R 27 – R 26 – T 6 – R 28. Durch Anordnung des „Thyristors“ innerhalb einer Brücke wird ein sicheres Abschalten auch bei komplexen Lasten gewährleistet. Aus den Bildern 11, 12, 13, 14, 15 ist der Verlauf des Kollektorstromes sowie der Kollektor-Emitterspannung der Vortreiber- und Endtransistoren bei Aussteuerung der Endstufe mit Rechtecksignal  $f = 60 \text{ Hz}$  ersichtlich.

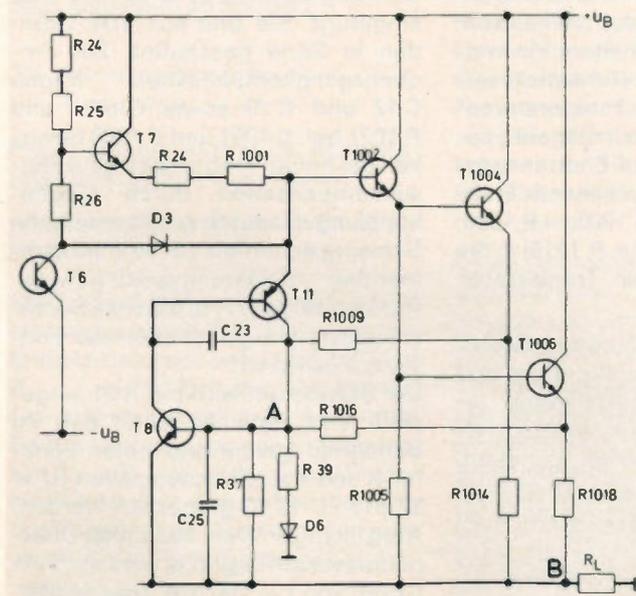
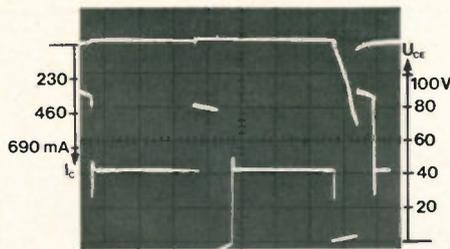
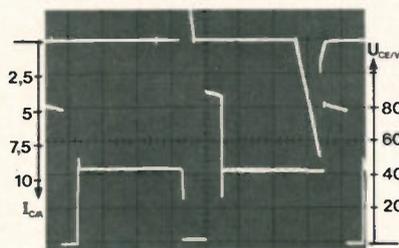


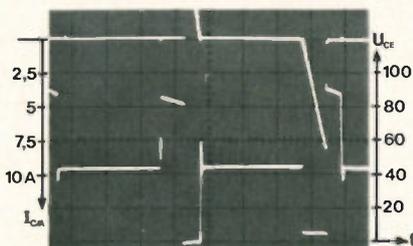
Bild 10 Schaltungsauszug „Kurzschlußautomatik“



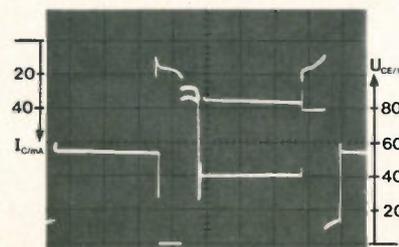
**Bild 11 NPN-Vortreiber:**  
oben: Kollektorstrom Maßstab  $I_C = 230 \text{ mA/cm}$   
unten: Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 20 \text{ V/cm}$   
 $t = 2 \text{ ms/cm}$



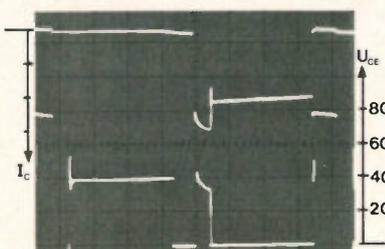
**Bild 12 NPN-POWER-Transistor**  
oben: Kollektorstrom Maßstab  $I_C = 2,5 \text{ A/cm}$   
unten: Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 20 \text{ V/cm}$   
 $t = 2 \text{ ms/sec}$



**Bild 13 PNP-POWER-Transistor**  
oben: Kollektorstrom  $I_C = 2,5 \text{ A}$   
unten: Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 20 \text{ V}$   
 $t = 2 \text{ ms/sec}$



**Bild 14 T 7/T 107**  
oben: Kollektorstrom  $I_C = 20 \text{ mA/cm}$   
unten: Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 20 \text{ V/cm}$   
 $t = 2 \text{ ms/sec}$



**Bild 15 T 6/T 106**  
oben: Kollektorstrom  $I_C = 83 \text{ mA/cm}$   
unten: Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE} = 20 \text{ V/cm}$   
 $t = 2 \text{ ms/sec}$

Beschaltet ist die Endstufe mit einer induktiven Last von  $L = 2 \text{ mH}$ . Aus der oberen Darstellung ist der Verlauf des Kollektorstromes ersichtlich. Die Strom- und Spannungswerte bleiben deutlich innerhalb des für diese Transistoren zulässigen SOAR-Bereiches (Safe Operating Area = sicherer Arbeitsbereich).

Bei der 30-W- und 50-W-Endstufe von Grundig wird ein Transistor als Schalter in der Brückenordnung verwendet. Diese wurde in früheren Grundig TI (4/77) beschrieben.

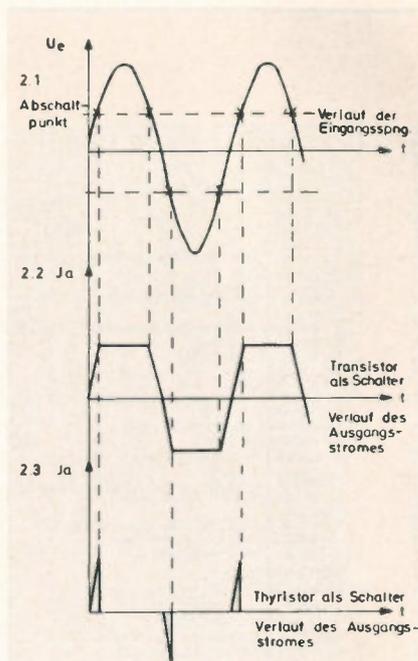
Vergleicht man die Anwendung eines Transistors als Brückenschalter mit der eines Thyristors, so ergeben sich bezüglich Verlustleistung in den Endtransistoren bei Verwendung eines Thyristors gewisse Vorteile (Bild 16).

Nach Überschreiten des Abschaltpunktes geht der Ausgangsstrom bei 2.3 auf Null zurück. Bei 2.2 hingegen ist der Ausgangsstrom ein konstanter Wert, bis der Abschaltpunkt wieder unterschritten wird. Daraus resultiert natürlich, über die Leistung integriert, eine wesentlich höhere Verlustleistung bei gestörtem Betrieb am Leistungstransistor als bei der Verwendung eines Thyristors als Schalter. Hier bleibt die Endstufe thermisch relativ kalt.

#### 2.2.4 HF-Schutzschaltung

Viele Leistungstransistoren mit hoher Kristallfläche haben die Eigenschaft, daß schnelle Spannungsänderungen an der Steuerelektrode (Basis) nur über eine gewisse Verzögerungszeit an den Ausgang übertragen werden. Es handelt sich hierbei um einen Speichereffekt von Ladungsträgern in der Basiszone.

Steuert man zum Beispiel eine Komplementärendstufe mit sehr hohen Frequenzen an (z. B. 500 kHz) – die von den Vorstufentransistoren ohne weiteres übertragen werden –, so werden die Transistoren bei Nulldurchgang der Steuerspannung, bedingt durch ihre eigene interne „Ausräumzeit“, noch für eine bestimmte Zeit einen sehr hohen Kollektorstrom ziehen. Durch die Gegenkopplung stellt sich am Lautsprecherausgang jedoch die Spannung auf „Null“ ein. Dies kann nur dadurch erfolgen, daß der pnp-Transistor den gleichen Strom zieht wie der npn-Transistor, damit sich am „Brückenpunkt“ (Lautsprecherausgang) die Spannung Null einstellt. Dies bedeutet aber auch, daß an den Transistoren die volle Betriebsspan-



**Bild 16 Vergleich Transistor/Thyristor als Schalter**

nung anliegt und gleichzeitig ein relativ hoher Strom fließt (siehe auch Bild 17 a–h). Diese Verlustleistung an den Transistoren  $P = U_{CE} \cdot I_C$  kann bereits nach kurzer Zeit durch thermische Überlastung zur „Selbstvernichtung“ der Endtransistoren führen. Um diesen Nachteil zu vermeiden, gibt es verschiedene Möglichkeiten:

Man könnte beispielsweise die Steuerspannung durch Einsetzen eines Tiefpasses bei hohen Frequenzen stark absenken. Ein Tiefpaß im Übertragungsbereich führt aber schon im Hörbereich zu Phasenfehlern, und außerdem würde der Frequenzgang eingeschränkt.

Durch eine spezielle elektronische HF-Schutzschaltung, ohne diese Nachteile, werden die Transistoren vor zu hoher HF-Aussteuerung geschützt. Hierbei wird nach Überschreiten eines bestimmten HF-Eingangspegels die Eingangsspannung der Endstufe kurzgeschlossen. Dadurch wird eine Aussteuerung der Endstufe mit höheren Frequenzen unterbunden.

**Bild 18** zeigt das Blockschaltbild der „HF-Schutzschaltung“. Für jeden Kanal sind je ein aktiver Hochpaß sowie ein nachfolgender Verstärker und ein Zweiweggleichrichter erforderlich. Ein Schmitt-Trigger wird von den Zweiweggleichrichtern bei Überschreiten der Schaltschwelle getriggert und aktiviert die nachfolgenden Muting-Transistoren T 203 und T 204. Diese Muting-Anordnung findet in allen Grundig-Receiver

*Forts. auf Seite 57*

**TBI, TBI I FRONT, TBI II**

- 1 = Aufnahme Mono, Aufnahme Stereo Links
- 2 = MASSE
- 3 = Wiedergabe Mono, Wiedergabe Stereo Links
- 4 = Aufnahme Stereo rechts
- 5 = Wiedergabe Stereo rechts

**TRI, TRI I FRONT, TRI II**

- 1 = RECORDING MONO, RECORDING LH STEREO
- 2 = CHASSIS
- 3 = PLAYBACK MONO, PLAYBACK LH STEREO
- 4 = RECORDING RH STEREO
- 5 = PLAYBACK RH STEREO

**MAG I, MAG II AVANT, MAG II**

- 1 = ENR MONO, ENR STEREO CANAL GAUCHE
- 2 = MASSE
- 3 = LECTURE MONO, LECTURE STEREO CANAL GAUCHE
- 4 = ENREGISTREMENT STEREO CANAL DROIT
- 5 = LECTURE STEREO CANAL DROIT

**TBI, TBI II ANTERIORE, TBI II**

- 1 = PRESA MONO, PRESA STEREO SINISTRO
- 2 = MASSA
- 3 = RIP MONO, RIP STEREO SINISTRO
- 4 = PRESA STEREO DESTRO
- 5 = RIPRODUZIONE STEREO DESTRO

**LINE-UNIVERSAL Ausgang**

- 2 = Masse / CHASSIS / MASSE / MASSA
- 3 = TB - Aufnahme Stereo Links  
TR - RECORDING LH STEREO  
MAG - ENR STEREO CANAL GAUCHE  
TB - PRESA STEREO SINISTRO
- 5 = TB - Aufnahme Stereo rechts  
TR - RECORDING RH STEREO  
MAG - ENR STEREO CANAL DROIT  
TB - PRESA STEREO DESTRO

**MONITOR, TUNING, Phono 1 Micro**

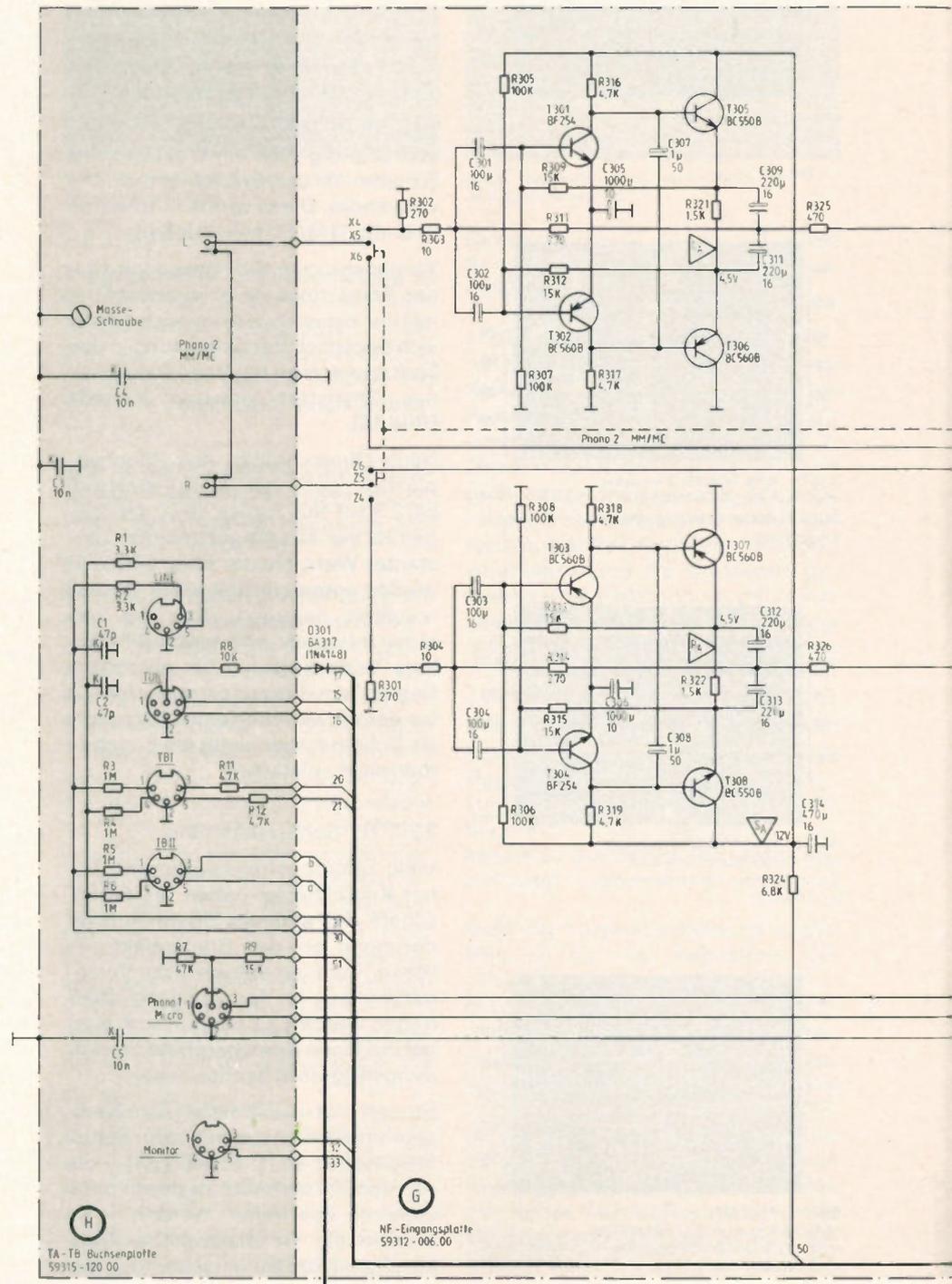
- 2 = Masse / CHASSIS / MASSE / MASSA
- 3 = Stereo Links / STEREO LH CHANNEL  
STEREO CANAL GAUCHE / STEREO SINISTRO
- 5 = Stereo rechts / STEREO RH CHANNEL  
STEREO CANAL DROIT / STEREO DESTRO

Spannungen mit Grundig-Voltmeter (Ri = 10MΩ) falls nicht anders angegeben gegen Masse gemessen. Messwerte gelten bei 220V~ Netzspannung und im nichterwärmten Zustand ohne Signal bei 20°C Raumtemperatur und zuge-drehtem Lautstärkereger. Sämtliche Spannungen über Trennwiderstand messen.

IF NOT OTHERWISE INDICATED ALL VOLTAGES ARE MEASURED AGAINST CHASSIS WITH A GRUNDIG VOLTMEETER (Ri = 10MΩ). THE VALUES ARE VALID FOR 220V~ AC MAINS VOLTAGE. INSTRUMENT NOT WARMED UP ON WAVEBANDS NO SIGNAL APPLIED 20°C AMBIENT TEMPERATURE, AND CLOSED VOLUME CONTROL ALL VOLTAGES MUST BE MEASURED VIA SEPARATING RESISTOR.

SAUF INDICATION CONTRAIRE LES TENSIONS SONT MESUREES PAR RAPPORT AU CHASSIS AVEC UN VOLTMETRE GRUNDIG (Ri = 10MΩ). LES VALEURS SONT VALABLES POUR UNE TENSION SECTEUR DE 220V~ CA. L'APPAREIL EN ETAT NON-ECHAUFFE, DANS LES GAMMAS D'ONDES SANS SIGNAL, TEMPERATURE AMBIANTE DE 20°C ET REGLAGE DE PUISSANCE FERME LES TENSIONS SONT A MESURER A TRAVERS UNE RESISTANCE DE SEPARATION.

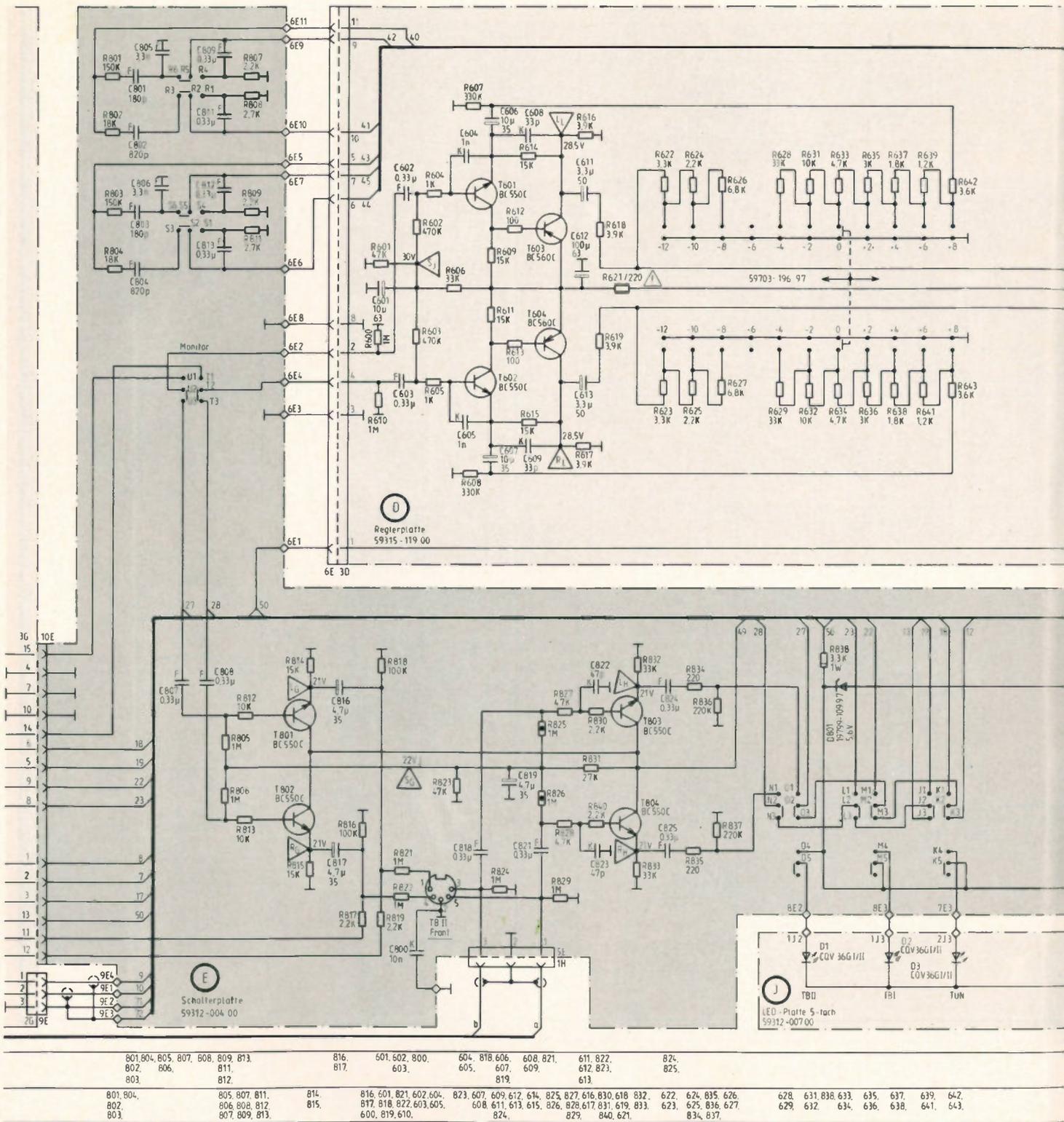
TENSIONI MISURATE CON VOLTMETRO GRUNDIG (Ri = 10MΩ) SALVE ALTRE INDICAZIONI RIFERITE A MASSA I VALORI DI MISURA VALGONO CON TENSIONE DI RETE DI 220V~ E RILEVATI A FREDDO SU SENZA SEGNALE, CON TEMPERATURA AMBIENTALE DI 20°C E COL REGOLATORE DI VOLUME A ZERO TUTTE LE TENSIONI SONO MISURATE MEDIANTE UNA RESISTENZA DI SEPARAZIONE.



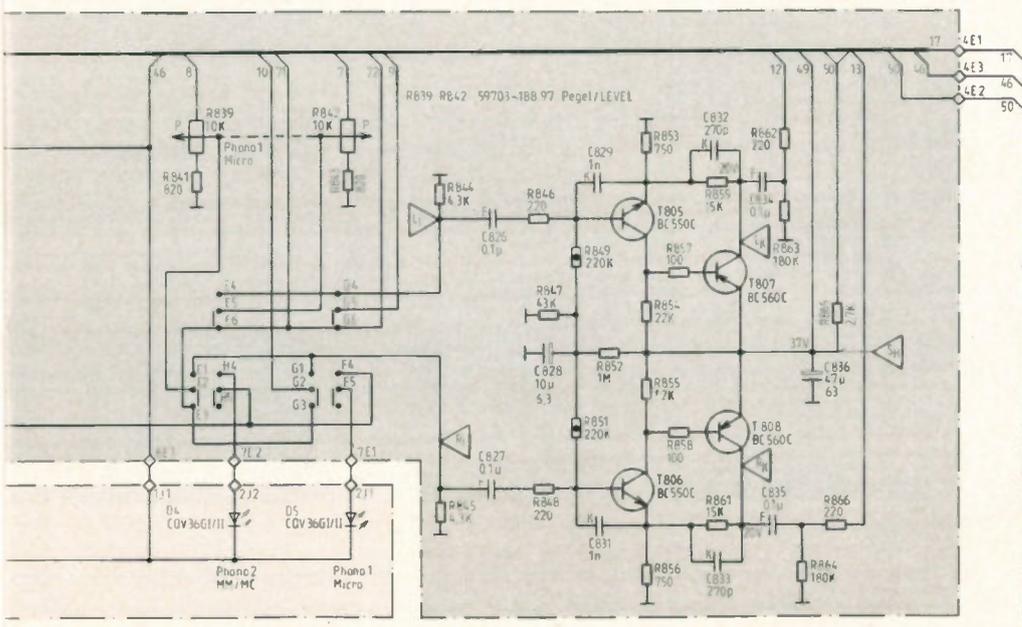
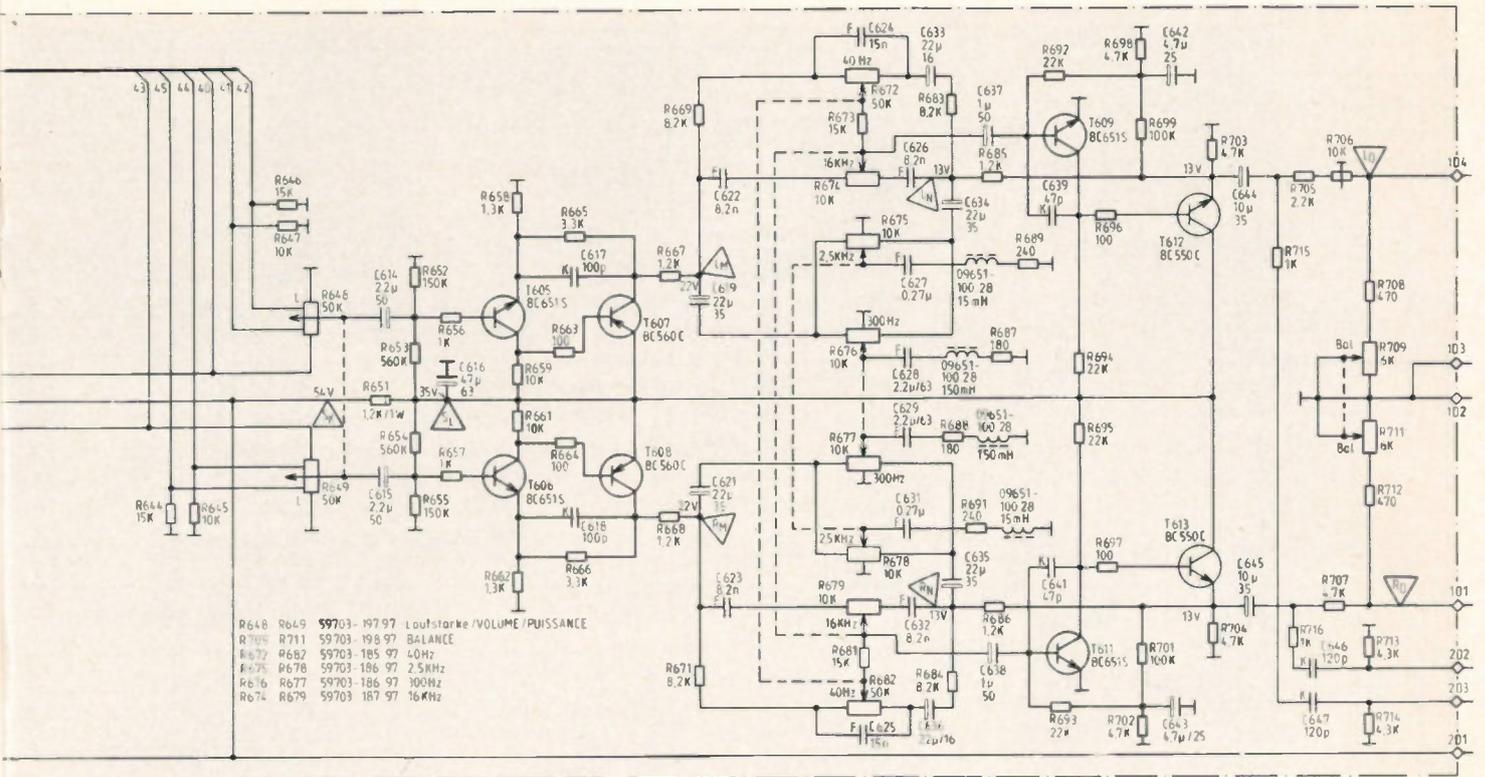
C	3,	1, 4, 2, 5,				301, 304, 302, 303,	305, 307, 306, 308,	307, 308,	309, 313, 311, 312,	314, 315, 316,
R		1, 4, 2, 5, 3, 6,	7,	8, 12, 11, 9,		301, 302, 303, 304,	305, 307, 309, 313, 306, 308, 311, 314, 317, 312, 315, 316,		321, 322,	324, 325, 326,

**Schaltplan V 5000  
Teil 1**





**Schaltplan V 5000  
Teil 2**

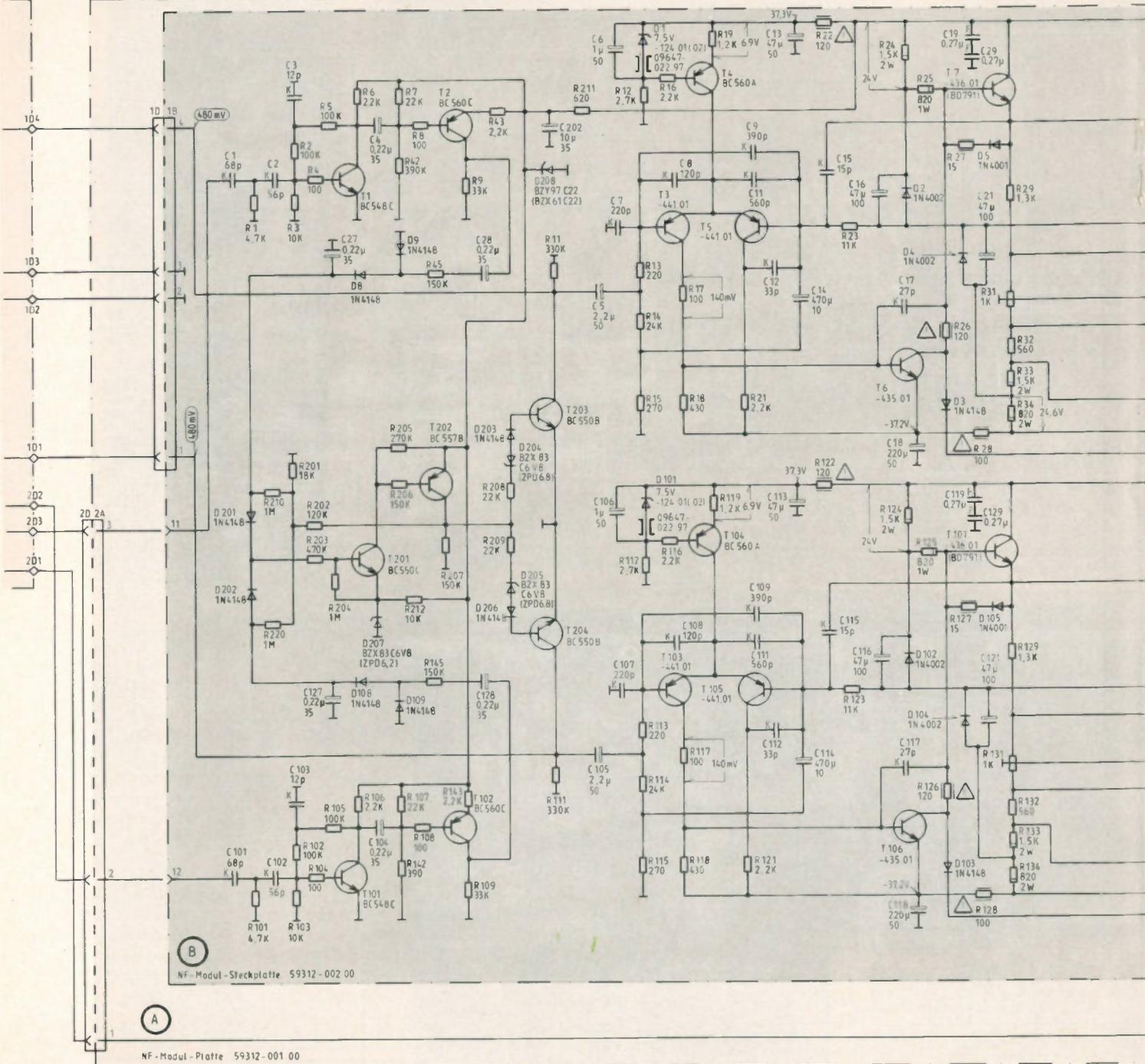


Anderungen vorbehalten  
 ALTERATIONS RESERVED  
 MODIFICATIONS RESERVEES  
 CON RISERVA DI MODIFICA

614, 645	616, 648	626, 842	651, 652, 655, 656	658, 662, 808, 665, 851	853, 856, 857, 669, 861	862, 865, 672, 675, 678, 682	683, 691, 685, 687, 689	696, 701	703, 704	715, 705, 706, 708, 712
835, 841	647, 649, 843	653, 844, 657	654, 845	659, 846, 663, 666, 852, 854, 667, 858, 671	855, 668, 859	863, 866, 573, 676, 679	688, 686	692, 694, 697, 698, 702	704	716, 707, 709, 713
				661, 847, 664, 849		864, 674, 677, 681	684	693, 695, 699		717, 714

**Eingangswähler und Klangstellerteil**

NF-Modul 59800-655 00

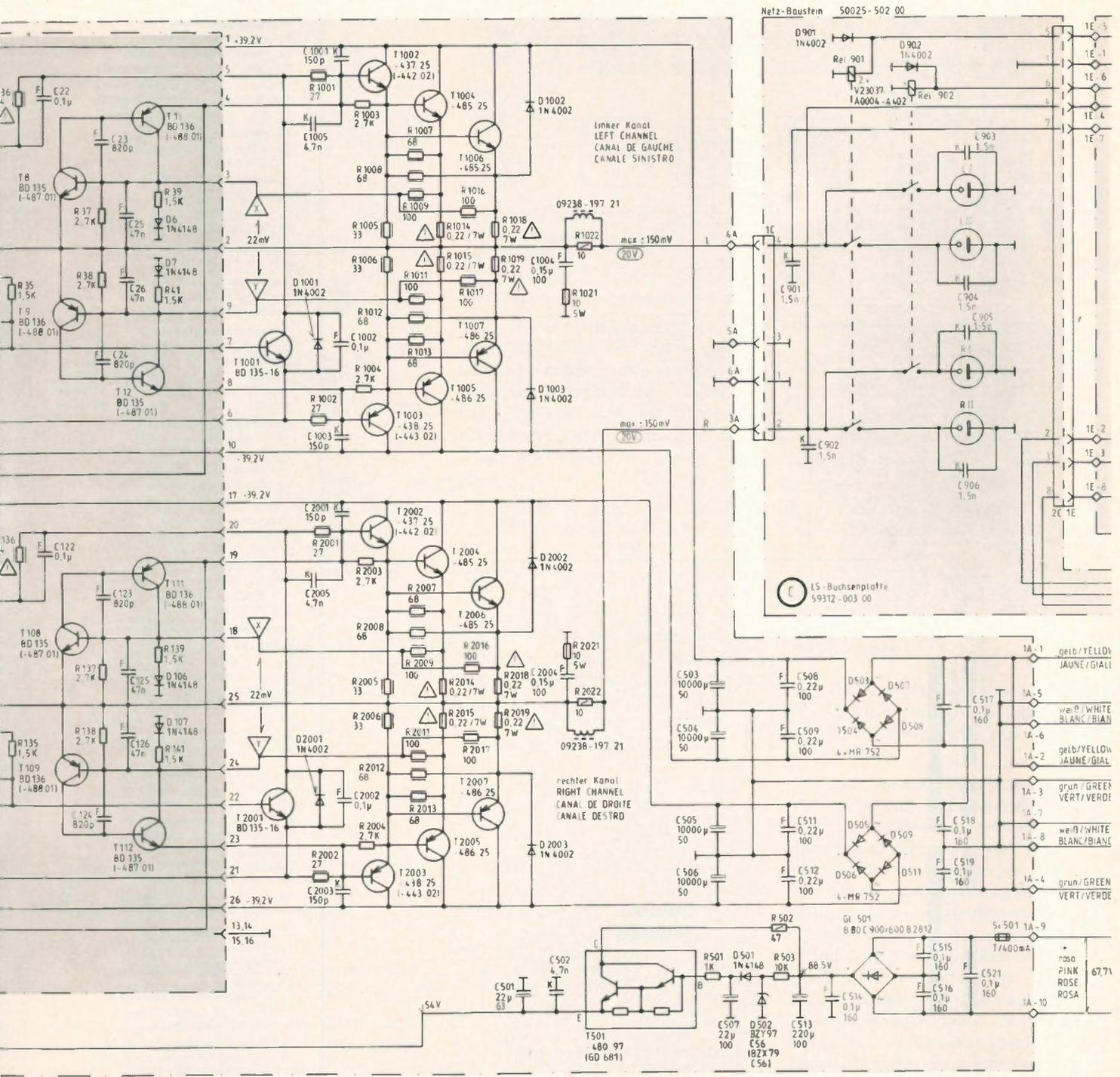


NF-Modul-Steckplatte 59312-002 00

NF-Modul-Platte 59312-001 00

1	2	3	27	4	28	202	5	6	107	8	9	111	13	114	15	16	17	18	19	21											
101	102	103	127	104	128	201	105	106	7	108	11	12	113	115	116	117	118	119	121	129											
1	201	2	103	202	5	6	212	7	107	207	9	43	208	11	211	12	15	114	16	18	19	21	22	23	24	25	26	27	28	29	33
101	210	3	4	203	204	106	205	8	42	109	143	209	220	102	104	105	145	145	145	145	145	145	145	145	145	145	145	145	145	145	145

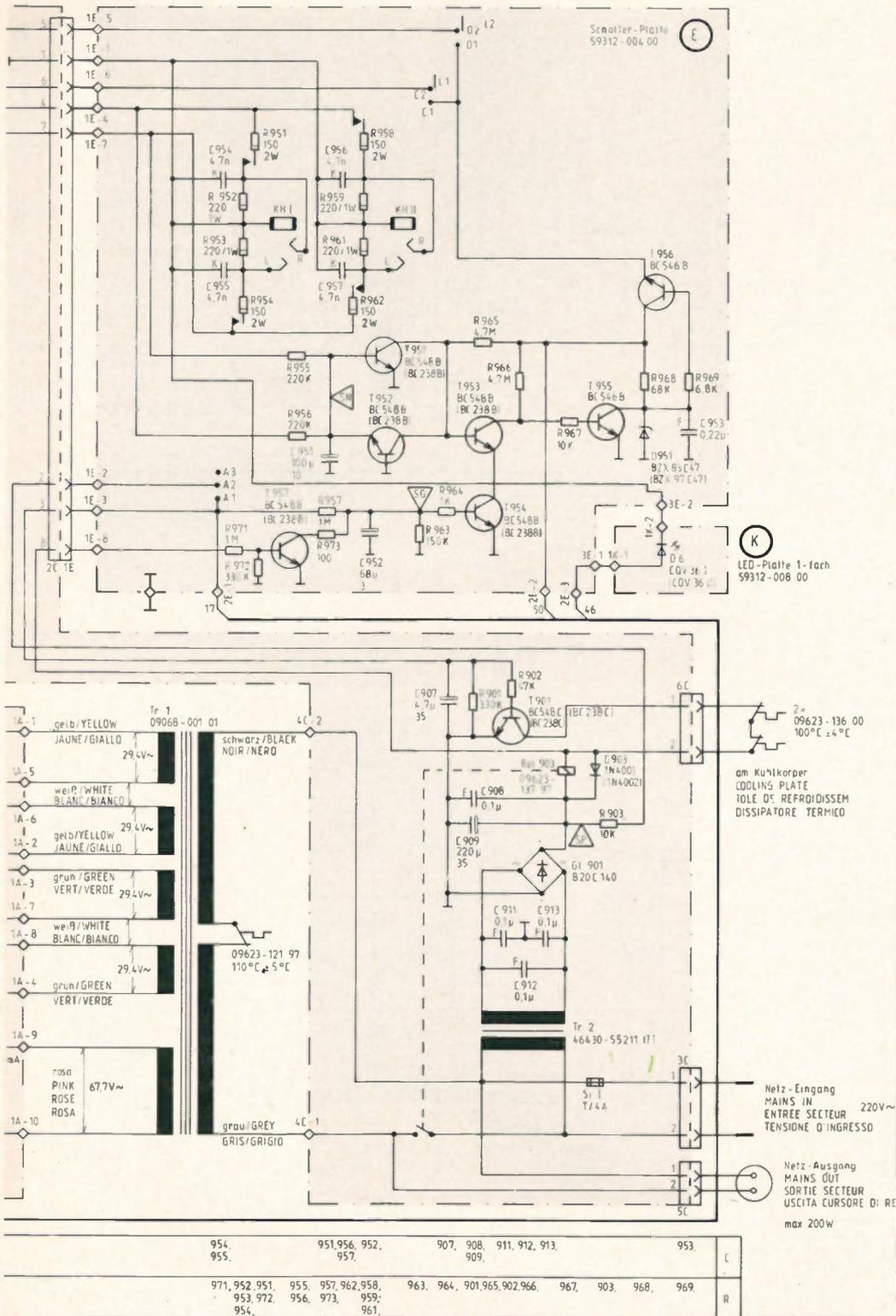
### Schaltplan V 5000 Teil 3



22, 122,	23, 124, 25, 126, 24, 26, 123, 125,	1005, 1001, 2001, 2005, 1002, 2002, 1003, 2003,	501,	1004, 2004, 502,	503, 506, 504, 507, 505,	508, 512, 902, 509, 501, 511, 513,	515, 517, 903, 906, 516, 518, 904, 521, 519, 905,
131, 134, 36, 132, 35, 136, 133, 135,	37, 138, 38, 41, 139,	1001, 2002, 2003, 1006, 1007, 1011, 2007, 2011, 1014, 2015, 2016, 1019, 1021, 1022, 1002, 1003, 2004, 2005, 1008, 1012, 2008, 2012, 1015, 1016, 2017, 2018, 2021, 2022, 2001, 1004, 1005, 2006, 1009, 1013, 2009, 2013, 2014, 1017, 1018, 2019,			501,	502, 503,	

**Endstufe und Netzteil**

# Technische Daten V 5000



- Ausgangsleistungen**  
gemessen nach DIN 45 500  
Lautsprechergruppe I oder II  
Musikleistung: 2 x 150 Watt an 4Ω  
2 x 85 Watt an 8Ω  
Nennleistung: 2 x 100 Watt an 4Ω  
2 x 70 Watt an 8Ω
- Klirrfaktor**  
gemessen bei Nennleistung  
< 0,02% bei 1 kHz  
< 0,09% bei 20...20 000 Hz
- Übertragungsbereich**  
TB: 5...60 000 Hz - 3 dB  
TA: 20...40 000 Hz - 3 dB
- Leistungsbandbreite**  
< 5... ≥ 100 000 Hz
- Intermodulation**  
< 0,09% bei Vollaussteuerung,  
gemessen nach DIN 45 403
- Fremdspannungsabstand**  
für 100 W/50 mW  
DIN IEC  
TB, Monitor, Tuner: 90/66 dB 95/71 dB  
TA-MM: 69/64 dB 73/69 dB  
TA-MC: 60/60 dB 65/65 dB  
Mikrofon: 64/60 dB 69/65 dB
- Übersprechdämpfung L-R**  
TB, TA-MM, Monitor, Tuner:  
> 60 dB bei 1 kHz  
> 46 dB bei 20...20 000 Hz  
TA-MC: > 50 dB bei 1 kHz  
> 46 dB bei 20...20 000 Hz
- Übersprechdämpfung**  
Programm/Monitor  
> 100 dB bei 1 kHz  
> 76 dB bei 20...20 000 Hz  
Monitor/Aufnahme  
> 80 dB bei 1 kHz  
> 70 dB bei 20...20 000 Hz
- Eingänge und Empfindlichkeiten**  
bezogen auf 100 W Nennleistung  
TA: 1,9 mV an 50 kΩ  
0,17 mV an 11 Ω (MC)
- TB, Monitor,  
Tuner: 200 mV an 500 kΩ  
Mikrofon: 1,8 mV an 50 kΩ
- Maximale Eingangsspannungen**  
TA-Magnet: 330 mV (MM)  
30 mV (MC)
- TB, Monitor, Tuner: 12 V  
Mikrofon: 300 mV
- Stereo-Balance**  
Regelbereich von +3 dB bis -12 dB
- Klangregister**  
Stellbereiche: Bässe (40 Hz) ± 15 dB  
Tiefen (300 Hz) ± 11 dB  
Mitten (2,5 kHz) ± 11 dB  
Höhen (16 kHz) ± 14 dB
- Linear-/Contour-Schaltung**  
17 dB Baßanhebung bei 40 Hz  
6 dB Höhenanhebung bei 16 kHz
- Ausgänge**  
a) 4 Lautsprecherbuchsen nach  
DIN 41 529, auch für Stereo  
in 2 getrennten Räumen.  
Für Lautsprecher mit 4 bzw. 8 Ω  
b) 2 Buchsen für Stereo-Kopfhörer  
mit 6,3-mm-Klinkenstecker  
c) Line-Ausgang: 500 mV
- Dämpfungsfaktor**  
Bei 4 Ω Belastungswiderstand: d = 36
- Stromversorgung**  
Für Netze von 220 V, 50/60 Hz  
Leistungsaufnahme max. ca. 450 W

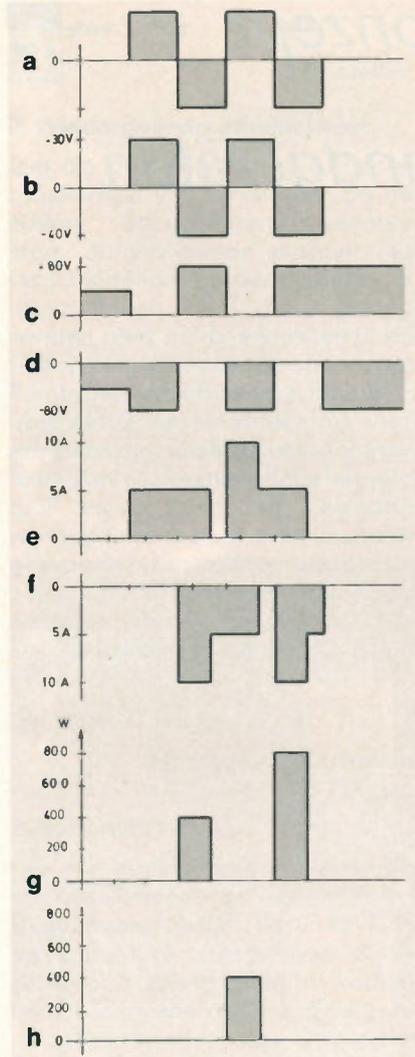


Bild 17 Vereinfachter Signalverlauf an den Endtransistoren bei hohen Frequenzen

- a) Steuersignal (Basisspannung)
- b) Spannung am Lautsprecherausgang
- c) C-E-Spannung an npn-Transistor
- d) C-E-Spannung am pnp-Transistor
- e) Kollektorstrom des npn-Transistors
- f) Kollektorstrom des pnp-Transistors
- g) Leistungsverlauf am npn-Transistor (betrifft nur die zusätzlichen Verlustleistungen, hervorgerufen durch Hochfrequenzansteuerung)
- h) Leistungsverlauf am pnp-Transistor

Anwendung und wurde in den Grundig TI 6/77 ausführlich beschrieben.

Zur Anpassung der HF-Schutzschaltung an die Empfindlichkeit der Endstufe sind die Eingänge mit R 715, C 647 und R 714 am linken und R 716, C 646 und R 713 am rechten Kanal beschaltet. Der aktive Hochpaß ist mit T 1 in Emitterschaltung aufgebaut. Dessen Arbeitspunkt ist durch Spannungsgegenkopplung eingestellt. Mit der Beschaltung als Hochpaß wird ein Verstärkungsanstieg von +16 dB/Oktave bis 500 kHz erreicht. Die Ausgangsspannung von T 1 wird mittels dem in Emitterschaltung betriebenen Verstärker T 2 um ca. 23,5 dB verstärkt und durch die nachfolgende 2-Zweiggleichrich-

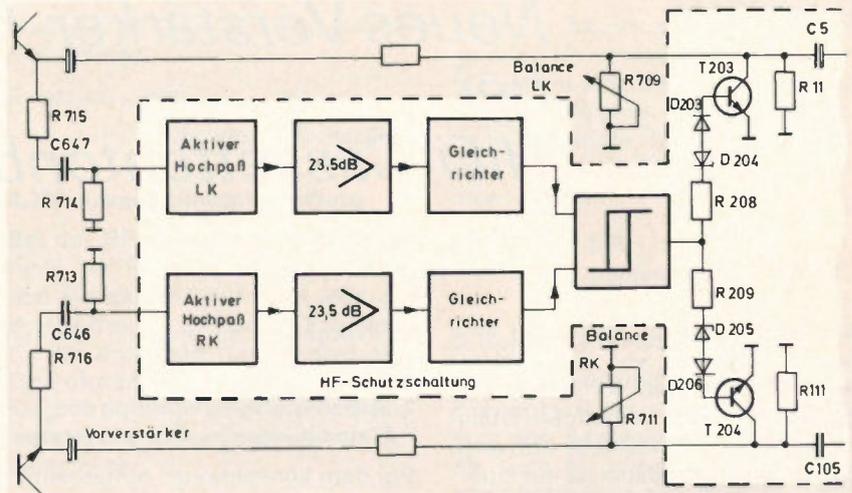


Bild 18 Blockschaltbild „HF-Schutzschaltung“

tung (D 8/D 9) gleichgerichtet. Über die Diode D 201 wird die so gewonnene Gleichspannung an den Eingang des Schmitt-Triggers geführt. Die Schaltspannung des rechten Kanalzweiges wird ebenfalls über D 202 entkoppelt an diesen Punkt gelegt.

Der Schmitt-Trigger ist mit T 201 und T 202 aufgebaut. Sein Einschalt-punkt wird mit D 207 auf ca. 6,8 V festgelegt. Die Schalthysterese wird mit R 201/R 202 bestimmt. Nach Überschreiten der Schaltschwelle werden T 201 und T 202 über die Mitkopplung R 202/R 201 schlagartig leitend. Die Kollektorspannung T 202 von  $U = 21,5 \text{ V}$  steuert die Muting-Transistoren an und schließt das Eingangssignal der Endstufe kurz.

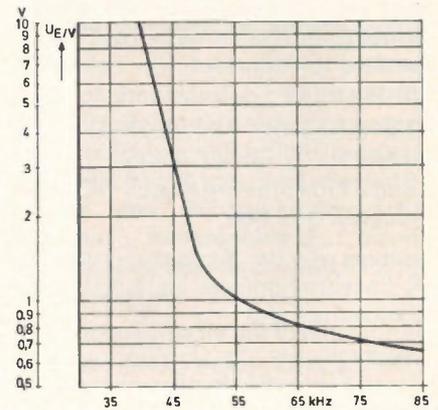


Bild 20 Verlauf des Abschaltpunktes bei Rechtecksteuerung

Hierbei handelt es sich um eine dynamische Verzerrungsart, die nur in der Einschwingphase des Verstärkers auftritt.

TIM gibt Auskunft darüber, wie ein Verstärker auf plötzliche Änderung eines Signalanteiles – wie z. B. auf den harten Einsatz eines Musikinstrumentes – reagiert. Ein Verstärker, der bei Aussteuerung mit einem Sinussignal einen niedrigen Klirrfaktor besitzt, kann bei schlagartiger Signaländerung erhebliche Intermodulationsverzerrungen aufweisen. Dies weist auf einen schlechten Verstärker bezüglich Gegenkopplungsgrad, Anstiegsgeschwindigkeit und Leistungsbandbreite hin.

Wie aus Bild 6 zu ersehen ist, betragen die TIM-Verzerrungen bei der Grundig-100-W-Endstufe nicht einmal 0,01%. Der Meßaufbau ist im Prinzip aus Bild 21 zu ersehen.

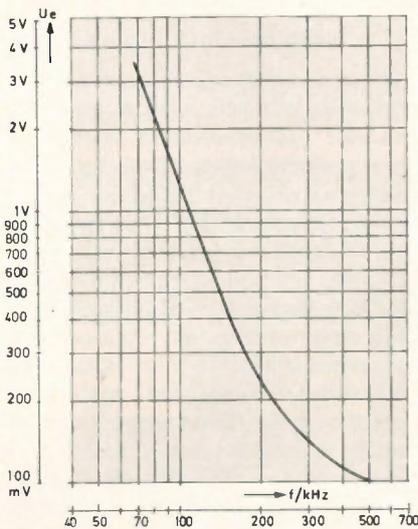


Bild 19 Verlauf des Abschaltpunktes über die Frequenz bei Sinusaussteuerung

Aus den Bildern 19, 20 ist der Verlauf des Abschaltpunktes über die Frequenz für Sinus- und Rechteckaussteuerung ersichtlich.

Was ist TIM (Transient Intermodulation Distortion)?

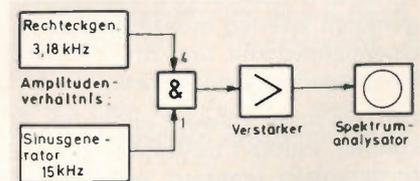


Bild 21 TIM-Meßprinzip

# Neues Verstärker-Konzept bei HiFi-Cassettentonbandgeräten



Mit dem Gerät CF 5000 wird eine neue Generation von HiFi-Cassettentonbandgeräten vorgestellt, die gegenüber dem bisherigen Stand wesentliche Unterschiede aufweist. Der markanteste dabei ist der Übergang von der bisherigen Methode des individuellen Abgleiches aller Größen, die das Verhalten des Bandgerätes beeinflussen, zur Festwertumschaltung.

Die dringende Notwendigkeit zur Entwicklung eines neuen Schaltungskonzeptes ergab sich vor allem aus zwei Gründen:

erstens aus der Anpassung von HiFi-Cassettengeräten an immer mehr Bandsorten und

zweitens aus der Einführung von Rauschunterdrückungssystemen in breiter Front.

Diese beiden Komponenten – Bandsorte und Rauschminderungsverfahren – erforderten bisher viele Abgleichvorgänge, die Service und Fertigung komplizierten und verteuerten.

Zur Verdeutlichung des Unterschiedes der Konzepte sind der Prinzipaufbau der Geräte „CN 1000“, „CN 930“ als bisherige und des „CF 5000“ als neuer Vertreter einander gegenübergestellt, wobei vor allem auf die Einstellvorgänge geachtet wird.

Betrachtet man die Anzahl der Einsteller und den damit verbundenen Aufwand an Abgleichvorgängen – 22 Einsteller beim alten und 6 Einsteller beim neuen Konzept – so wird der wirtschaftliche Vorteil deutlich. Doch nicht allein wirtschaftliche Vorteile sind ausschlaggebend. Durch die große Zahl von Einstellvorgängen, die zum größten Teil „über Band“ – das heißt: einstellen, aufnehmen, wiedergeben, kontrollieren, u. U. das Ganze wiederholen – gemacht werden müssen, geht die Übersichtlichkeit und oft auch die Einstellgenauigkeit verloren.

Um das neue Konzept einführen zu können, mußten bestimmte Grundforderungen realisiert werden, die an Hand der durchzuführenden Ein-

stellvorgänge besprochen werden sollen.

## 1. Arbeitspunkteinstellung des Rauschunterdrückungssystems

Bei dem konventionell aufgebauten System, das in den Geräten CN 930,

CN 1000 Verwendung fand, war es notwendig, den Arbeitspunkt des als Stellglied verwendeten Feldeffekttransistors einzustellen. Diese Notwendigkeit konnte durch Einsatz des integrierten Schaltkreises „µA 7300“ entfallen.

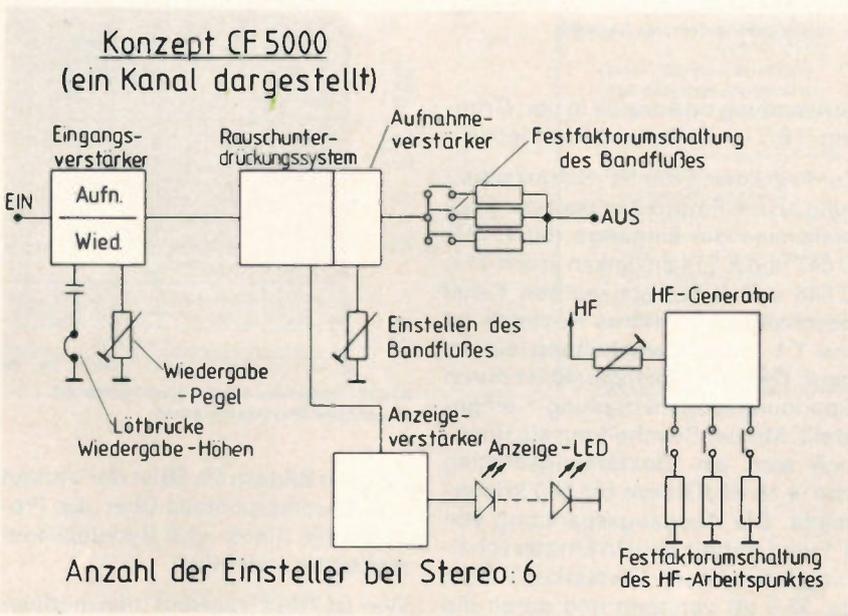
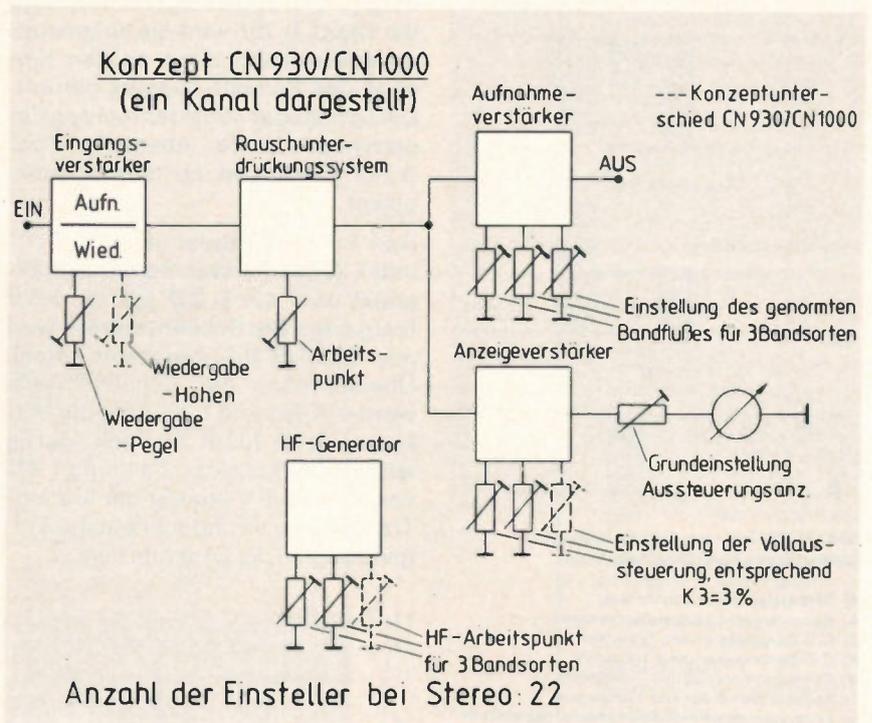


Bild 1 Blockschaltbild: Vergleich beider Konzepte

Einsteller: neu alt  
- 2 Einsteller

## 2. Wiedergabeempfindlichkeit

Um die qualitativ richtige Abspielmöglichkeit von Cassetten, die mit einem Rauschunterdrückungssystem aufgenommen wurden, auf verschiedenen Tonbandgeräten sicherzustellen, muß dafür gesorgt werden, daß ein bestimmter Bandfluß eine bestimmte Spannung am Bezugspunkt des Rauschunterdrückungssystems hervorruft. Da Wiedergabekopf und Wiedergabeverstärker mit Toleranzen behaftet sind, muß diese Spannung eingestellt werden. Dies muß jedoch, unabhängig von der verwendeten Bandsorte, nur einmal pro Stereokanal vorgenommen werden, so daß sich hier kein Unterschied beider Konzepte zeigt.

Einsteller: neu alt  
2 Einsteller 2 Einsteller

## 3. Höhenabtastung

Die Höhenabtastung ist ebenfalls starken Streuungen unterworfen. Hauptverantwortlich dafür sind der bei korrekt vorgenommener Spalt senkrechtstellung (Azimut) verbleibende Winkelfehler, die Spaltbreitenschwankungen des Tonkopfes und die Tonkopfverluste. Bleibt die erstgenannte Ursache ohne wesentlichen Einfluß auf die Eigenaufnahme, so wirken sich die anderen Verluste voll auf sie aus. Da der HF-Arbeitspunkt nach dem Verhältnis der mittleren zu den hohen Frequenzen bei Eigenaufnahme eingestellt wird, ergibt sich bei mangelhafter Höhenabtastung ein nicht optimaler HF-Arbeitspunkt, der wieder andere Band-Kopf-Parameter, wie Störabstand, Klirrfaktor usw., beeinflusst. Ein ebenso gravierender Nachteil ist die Eigenart des verwendeten Rauschunterdrückungssystems, die Fehler des Frequenzganges in der Übertragungskette zu vergrößern. Aus diesen Gründen ist der Abgleich der Höhenabtastung von Vorteil. Da aber diese Fehler nur eine Größe von max.  $\pm 3$  dB erreichen, muß kein absoluter Nullabgleich erfolgen. Werden im Wiedergabeverstärker zwei wahlweise einschaltbare Korrekturkurven vorgesehen, so reduziert sich der max. Fehler auf  $\pm 1,5$  dB, was akzeptabel ist. Um aber auch noch den verbleibenden Fehler nicht auf die Einstellung des HF-Arbeitspunktes zu übertragen, wird der jeweilige Wiedergabefehler bei der Ermitt-

lung des HF-Arbeitspunktes mit berücksichtigt.

Einsteller: neu alt  
Lötbrücke 2 Einsteller

## 4. HF-Arbeitspunkteinstellung

Bei der HF-Einstellung taucht erstmals das Problem der verschiedenen Bandsorten auf. Soll jede der drei Sorten, Cr, Fe und FeCr, optimal für den Anwender nutzbar sein, eine Grundforderung unserer Entwicklung, so verlangt jedes dieser Bandmaterialien seinen speziellen HF-Arbeitspunkt.

Um dieser Forderung nachzukommen, wurde bisher der HF-Arbeitspunkt, definiert durch ein bestimmtes Spannungsverhältnis der mittleren zu den hohen Frequenzen beim Überbandfrequenzgang, individuell für jede Bandsorte und jeden Kanal getrennt vorgenommen.

Betrachtet man den Ursprung der möglichen Fehler, welche bei dieser Einstellung ausgeglichen werden sollen, und soll als Einstellkriterium der Frequenzgang herangezogen werden, so kommt man zu folgendem Ergebnis:

### Fehlerquellen:

- Spaltbreitenfehler Wiedergabekopf
- Elektrische Verluste Wiedergabekopf
- Elektrische Verluste Aufnahmekopf
- Fehler im Wiedergabeverstärker
- Fehler im Aufnahmeverstärker

Daraus folgt: Auszugleichende Fehler resultieren nicht aus dem verwendeten Bandmaterial, sondern aus Kopf- und Verstärkertoleranzen. Davon ausgehend wurde im neuen Konzept nur ein Einsteller für jeden Kanal vorgesehen, der diese Fehler ausgleicht. Ausgehend von dem bei einer Bandsorte eingestellten Wert, werden dann die weiteren Bandsorten, exakt durch Widerstandsteiler festgelegt, um einen bestimmten Faktor umgeschaltet. Dieser Faktor ergibt sich aus der Eigenschaft des verwendeten Bandes und kann sich – sind die Parameter des Bandes festgelegt – nicht ändern.

Voraussetzung für den erfolgreichen Abgleich auf diese Art ist die Notwendigkeit, daß sich der gewählte Faktor keinesfalls mit der Variation des vorgeschalteten Einstellers ändern darf. Als weiteres muß der Einstellvorgang im linearen Aussteuerbereich des Bandes erfolgen. Sind diese Forderungen erfüllt, so

kann der Abgleich des HF-Arbeitspunktes für verschiedene Bandsorten bei nur einem Einsteller je Kanal mit der gleichen Genauigkeit, jedoch mit mehr Sicherheit gegenüber Falscheinstellung vorgenommen werden.

Einsteller: neu alt  
2 Einsteller 4/6 Einsteller

## 5. Kopfstromereinstellung

Diese Einstellung, die beim alten Konzept sowohl in der Abhängigkeit von den verwendeten Bandsorten als auch für unterschiedliche Aussteuerungswerte des Bandes vorgenommen wurde, erforderte den größten Aufwand an Einstellvorgängen.

Abgeglichen wurden bisher: der für das Rauschunterdrückungssystem vorgeschriebene Bandfluß, getrennt für jede Bandsorte, und die 0-dB-Marke des Aussteuerungsinstrumentes, entsprechend einem Band-Klirrfaktor von 3%, auch für jede Bandsorte.

Um hier die Anzahl der Einstellungen zu reduzieren, waren zwei Schritte notwendig:

Erstens wurde, wie auch bei dem HF-Arbeitspunkt, davon ausgegangen, daß es möglich ist, mit einem Einstellvorgang pro Kanal die Unterschiede auszugleichen, die durch Kopf- und Verstärkerfehler entstehen. Die Unterschiede der Bandarten selbst werden durch feste Faktoren zueinander, abhängig vom eingestellten Grundwert, umgeschaltet. Die Grundeinstellung geschieht in einem Band-Kopf-Aussteuerungsbereich, in dem noch keine Sättigungserscheinungen auftreten. Wäre dies nicht der Fall, so würde beim Umschalten auf eine andere Bandsorte der um den bestimmten Faktor veränderte Aufsprechstrom einen anderen als den gewünschten Bandfluß erzeugen.

Als weitere Maßnahme wurde der Bandfluß, der für das Rauschunterdrückungssystem vorgeschrieben ist, gleichzeitig zur Vollaussteuerung erklärt. Es wurde also bewußt die Einstellung der 0-dB-Aussteuerungsmarke nicht mehr auf den Bandfluß gelegt, der einem Band-Klirrfaktor von  $k_3 = 3\%$  entspricht.

Für diese Entscheidung sprechen neben dem Wegfall von mehreren Einstellvorgängen auch noch andere Gründe:

Der genormte Bandfluß für das Rauschunterdrückungssystem be-

trägt 200 nW/m. Dieser Wert stellt aber auch bei Cassettentonbandgeräten mit nur einem Magnetkopf für Aufnahme und Wiedergabe und bei der Bandsorte Cr den erreichbaren Bandfluß für den Klirrfaktorwert von 3% dar. Wird dieser Wert wie im Falle des beschriebenen Konzeptes nicht individuell eingestellt, so ergeben sich dabei Klirrfaktorstreuungen von 2...3%.

Es werden also die grundsätzlichen Band-Kopf-Parameter bei der Bandsorte Cr nicht wesentlich verändert. Anders verhält es sich bei den Bandsorten Fe und FeCr. Diese weisen einen höheren Aussteuerungsbereich, bezogen auf den Klirrfaktorwert von  $k_3 = 3\%$  auf. Dieser liegt bei etwa 290 nW/m bei Verwendung der Bandsorte Fe und bei FeCr bei 350 nW/m. Eine Aussteuerung auf diese Werte bedeutet einen Gewinn an Störabstand gegenüber der Aussteuerung auf nur 200 nW/m von ca. 3,2 dB bzw. 4,9 dB. Diesem Gewinn gegenüber steht aber der für HiFi-Ansprüche relativ hohe Klirrfaktor von 3%, der sich bei einem Bandfluß von 200 nW/m auf die Werte von ca. 1% bei der Bandsorte Fe und ca. 0,8% bei FeCr reduziert.

Durch die generelle Verwendung eines Rauschunterdrückungssystems

bei diesem Konzept, welches eine Erhöhung des Störabstandes um mindestens 8 dB garantiert, kann der durch die gewählte Bandaussteuerung herabgesetzte Störabstand jedoch in Kauf genommen werden.

Als weiterer Vorteil kann die im Praxisfall verbesserte Höhenaussteuerbarkeit genannt werden. Wird die Bandaufnahme nicht auf einen Klirrfaktor von  $k_3 = 3\%$ , sondern auf den Bandfluß von 200 nW/m ausgerechnet, verbessert sich die Höhendynamik um den gleichen Wert, der beim Störabstand verlorengelassen: Übliche Werte für die Höhenaussteuerbarkeit sind bei Cr 10 dB, Fe 13 dB und FeCr 12 dB. Um diesen Faktor können Pegel mit der Frequenz von 10 kHz weniger auf Band aufgesprochen werden als ein Bezugspegel mit der Frequenz von 333 Hz. Diese Werte verbessern sich in etwa auf 10 dB bei Fe und 8 dB bei FeCr.

Bei moderner, höhenreicher Musik können durch mangelnde Höhenaussteuerbarkeit Kompressionseffekte und Intermodulationen auftreten, die das Klangbild unsauber und verwaschen erscheinen lassen. Eine Verbesserung in dieser Richtung kann als Vorteil gewertet werden.

Einsteller: neu alt  
2 Einsteller 12 Einsteller

## 6. Einstellung der Aussteuerungsanzeige

Durch die Einführung von LED-Ketten an Stelle von Zeiger-Instrumenten und den zur Ansteuerung dienenden Schwellwertschalter U267B kann auf eine Einstellung verzichtet werden. Bei der Schwellspannung, bei der die Vollaussteuerung angezeigt wird, weist dieser IC lediglich eine Toleranz von  $\pm 30$  mV auf. Bedingt durch diese kleine Schwankung und den schaltungstechnisch direkten Zusammenhang von Bandfluß und Anzeige ergibt sich eine Genauigkeit von  $\pm 0,5$  dB. Diese Toleranz würde sich, auch bei einem Absolutabgleich, nicht vermeiden lassen.

Einsteller: neu alt  
- 2 Einsteller

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es gelungen ist, durch Einführung eines neuen Gerätekonzeptes ein Optimum an Qualität und Wirtschaftlichkeit zu realisieren, das seinen Niederschlag sowohl in ausgezeichneten technischen Daten wie auch in Preiswürdigkeit beim Service und in der Fertigung findet.

W. MEIER

# CF 5000, ein preiswertes Cassettendeck der 100-mm-Bausteinserie.

Der Cassetten-Frontlader CF 5000 ist der preiswerteste HiFi-Cassetten-Recorder der 100-mm-Baustein-Serie. Er arbeitet nach dem Direct-Loading-Prinzip, ist als Frontlader konzipiert und verzichtet auf eine Aussteuerungsautomatik. An der klar gegliederten Vorderfront (Bild 1) befinden sich die wesentlichen Bedienelemente, wie z. B. der Mikrofonanschluß: geeignet sowohl für Kondensator-(Elektret-)Mikrofone als auch für dynamische Mikrofone. An dieser Buchse kann auch ein Kristalltonabnehmer oder ein anderes Tonband-(Cassetten-)Gerät zum Überspielen angeschlossen werden.

Der CF 5000 besitzt zum Anschluß an einen Rundfunkempfänger oder Verstärker ein festangeschlossenes Verbindungskabel. Es kann immer

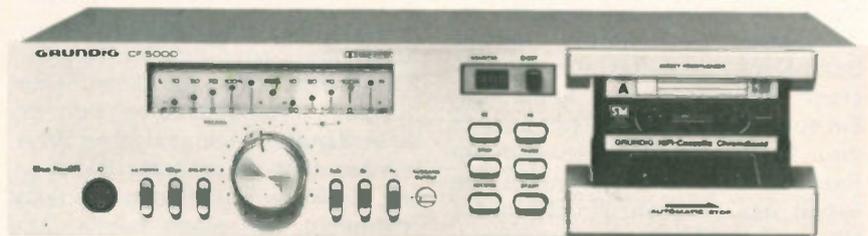


Bild 1 Vorderansicht des CF 5000

am RF-Gerät stecken bleiben, da der Eingangsumschalter – eingebaut in die Mikrofonbuchse – beim Einstecken eines Steckers automatisch den Verstärker umschaltet.

Danach folgen Druckschalter für Ein/Aus, Entzerrungszeitkonstante – wahlweise einstellbar auf 3180/70  $\mu$ sec bzw. auf 3180/120  $\mu$ sec für fremdbespielte Cassetten – und zum Zuschalten des integrierten Rauschunterdrückungssystems nach Dol-

by-NR-B. Der zweiteilige mit einer Friktionskupplung und einem verstellbaren Anschlag versehene Pegelsteller ermöglicht das Festlegen des maximalen Aussteuerungspegels getrennt für jeden Kanal. Durch den verstellbaren Anschlag ist es leicht möglich, von Hand weich ein- und auszublenden, ohne das Band zu übersteuern.

Nach den drei Bandselektoren (gegenseitig auslösend) für Fe, FeCr

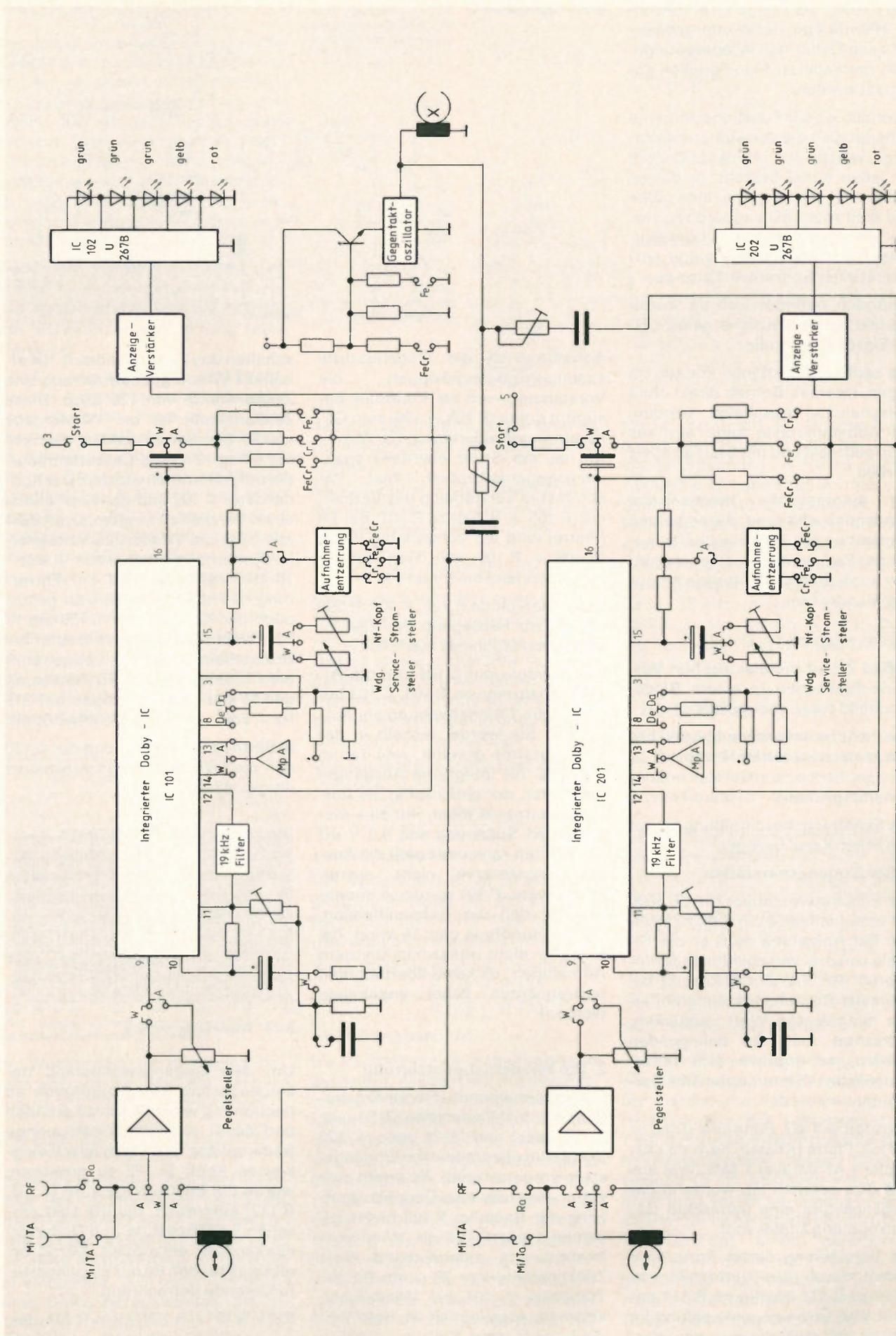


Bild 2 Blockschaltbild CF5000

und Cr folgt der Ausgangspegelsteller. Hiermit kann der Wiedergabepegel nach Gehör den Wiedergabepegeln der anderen Signalquellen angepaßt werden.

Oberhalb dieser Funktionselemente befindet sich die Aussteuerungsanzeige, welche aus je einer LED-Zeile für jeden Kanal besteht. In diesen Zeilen sind je drei grüne, eine gelbe und eine rote LED angeordnet, wobei die letztgenannte Übersteuerung signalisiert. Die Anzeige entspricht einer Spitzenwertanzeige.

Zusätzlich befindet sich im Anzeigenfeld eine zusätzliche gelbe LED zur Einschaltkontrolle.

Die Laufwerkfunktionen können im sogen. Intermix-Betrieb direkt ohne Zwischenstop geschaltet werden, die Aufnahmetaste kann nur aus Stop gedrückt und mit Start arretiert werden.

Die automatische mechanische Bandendabschaltung, die an beiden Bandenden alle Funktionstasten außer der Pausentaste auslöst, verhindert auch „Bandsalat“ bei klemmendem Bandwickel.

#### Aufbau elektrisch

In **Bild 2** sind die elektrischen Verstärkerfunktionen in einem Blockschaltbild zusammengefaßt.

Das nicht beschriebene Netzteil bedarf keiner näheren Erklärung.

#### Schaltungsdetails

Die Schaltungsbeschreibung ist auf den linken Kanal bezogen.

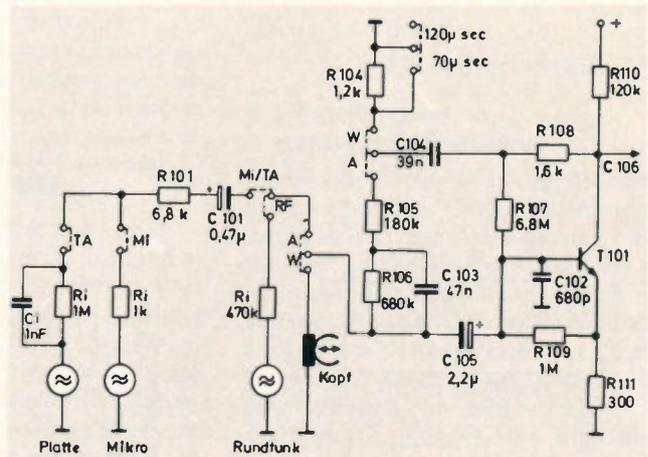
### 1. Der Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker im CF 5000 hat verschiedene Aufgaben zu erfüllen. Bei Aufnahme muß er die Signale von drei verschiedenen Generatoren (RF, TA und Mikrofon) bei optimaler Rauschanpassung auf einen festgelegten Wert verstärken. Betrachtet man die anliegenden Quellen, so ergeben sich unterschiedliche Generatorinnenwiderstände:

Mikrofon = 1 k $\Omega$ , Rundfunk (DIN) = 470 k $\Omega$ , Platte (Kristall, Keramik) kapazitiv 1 nF parallel 1 M $\Omega$ . Wie aus **Bild 3** zu ersehen ist, wurde in der Eingangsstufe eine gemischte Gegenkopplung angewandt.

Die Verstärkung dieser Stufe wird einmal durch das Verhältnis von R 110 zu R 111 bestimmt. R 111 bewirkt eine Stromgegenkopplung im Emitter und stellt die wirksame Verstärkung bei Wiedergabe ein. Bei

Bild 3 Eingangsstufe



Aufnahme ist die Eingangsstufe spannungsgegenggekoppelt, die Verstärkung wird bei Rundfunk bestimmt durch  $(R 105 + 106)$  zum Generatorinnenwiderstand. Für Mikrofon ist die Stufe ebenfalls spannungsgegenggekoppelt, hier bestimmt die Verstärkung das Verhältnis  $(R 105 + R 106)$  zu R 101. Bei TA (Platte) wird die Verstärkung durch  $(R 105 + R 106)$  zum Generatorinnenwiderstand bestimmt.

Die Widerstände R 108, R 107, R 109 dienen zur Festlegung des Gleichstromarbeitspunktes von T 101.

Der Kondensator C 104 und die Parallelschaltung von R 106, C 103 bewirken die Tiefenanhebung bei Aufnahme. Sie wurde deshalb in der Eingangsstufe gewählt, weil der im Dolby IC 101 integrierte Ausgangsverstärker, der gleichzeitig als Aufnahmeentzerrer dient, nur eine maximale Nf-Spannung von 4,3 V eff verarbeiten kann und somit die Aussteuerungsreserve nicht ausreichend wäre. C 101 wurde so dimensioniert, daß die Tiefenanhebung, die bei Rundfunk und TA wirkt, bei Mikrofon nicht wirksam ist (bessere Aufnahmen, da keine überbetonten tieffrequenten Pegel angehoben werden).

### 2. Die Wiedergabeentzerrung

Die entsprechende Frequenzgangkorrektur für Wiedergabe  $(3180 \mu\text{sec} + 70 \mu\text{sec})$  und  $(3180 \mu\text{sec} + 120 \mu\text{sec})$  wird ebenfalls in der Eingangsstufe vorgenommen. Es ergibt sich somit eine teilweise Doppelausnutzung der Bauteile. R 108 bildet zusammen mit C 104 die Wiedergabeentzerrung entsprechend einer Zeitkonstante von 70  $\mu\text{sec}$ . Da der Transistor T 101 bei Wiedergabe stromgegenggekoppelt ist, bestimmt die Impedanz am Kollektor die Verstärkung der Stufe. Durch Hinzu-

schalten des Widerstandes R 104 erhält die Wiedergabeentzerrung eine Zeitkonstante von 120  $\mu\text{sec}$ . Diese Zeitkonstante ist bei Wiedergabe von Fe-Bändern zu wählen, die nicht mit einem Grundig-Cassettenrecorder aufgenommen wurden. Der Kondensator C 102 und der Kopf bilden einen Parallelschwingkreis, mit dessen Güte die Wiedergabeentzerrerkurve für hohe Frequenzen (8 kHz – 16 kHz) realisiert wird. Zur Entzerrung der hohen Frequenzen gehört auch der Kondensator C 130 am IC 101 Punkt 10, der je nach Bedarf bei Bezugsbandabtastung abgetrennt wird (übersteigt bei BB-Abtastung der 14 kHz-Pegel, bezogen auf 315 Hz + 2dB, wird C 130 nicht benötigt).

In **Bild 4** ist die Auswirkung des C 130 auf die Wiedergabeentzerrerkurve dargestellt.

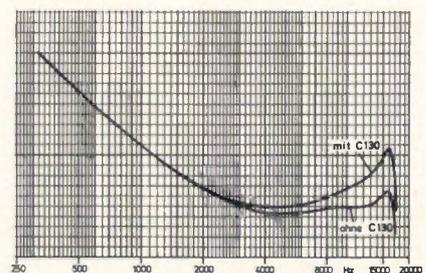


Bild 4 Wiedergabeentzerrung

Um den Eingangswiderstand der Eingangsstufe bei Wiedergabe so hochmöglich wie möglich zu erhalten und damit eine möglichst geringe Bedämpfung des Parallelschwingkreises Kopf, C 102 zu erreichen, wurde die Emitterfolgestufe (T 102, R 112) eingesetzt, die die Last zwischen Eingangsstufe und Dolbyverstärkerstufe entkoppelt. Damit ergibt sich für den Re der Eingangsstufe folgende Betrachtung.

$Re \approx R 107 // R 109 // B \times R 111$ , der, wie aus **Bild 3** ersichtlich, ca. 100 k $\Omega$  beträgt.

### 3. Der Dolby-Verstärker-IC

Die integrierte Dolby-B-Schaltung IC 101 hat verschiedene Aufgaben zu erfüllen. Mit dem IC 101 wird bei Aufnahme und Wiedergabe über den „Dolby EIN“-Schalter Dolbybetrieb erreicht. (Von einer weiteren Funktionsbeschreibung der Dolbywirkungsweise bei Aufnahme und Wiedergabe wird abgesehen, da diese bereits in früheren Berichten ausführlich beschrieben wurde.)

Außerdem dient der IC 101 als Verstärker für Wiedergabe und Aufnahme, wobei mit ihm auch bei Aufnahme die Aufnahmeentzerrung realisiert wird.

Am Eingang des IC 101 (PIN 9) stehen bei Aufnahme und Wiedergabe unterschiedliche Pegel an. Bei Wiedergabe beträgt die NF-Spannung ca. 5,8 mV, bei Aufnahme ca. 19 mV. Da das Gerät für einen konstanten Bandfluß bei Aufnahme und Wiedergabe von 200 nWb/m entwickelt wurde, muß die Verstärkung bei Aufnahme und Wiedergabe umgeschaltet werden, um am Bezugspunkt PIN 13 bei Aufnahme und PIN 14 bei Wiedergabe (Mp A, siehe Block-Schaltbild) die nötige Bezugsspannung von 100 mV zu erreichen. Dies wird mit einem Operationsverstärker, den der IC 101 (PIN 9, 10, 11) enthält, realisiert (**Bild 5**).

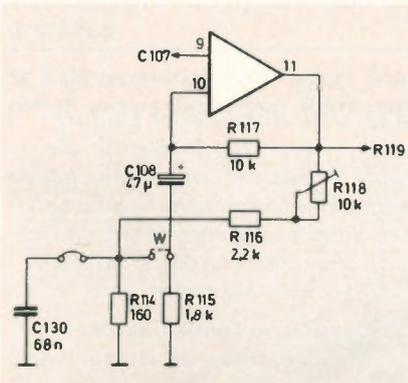


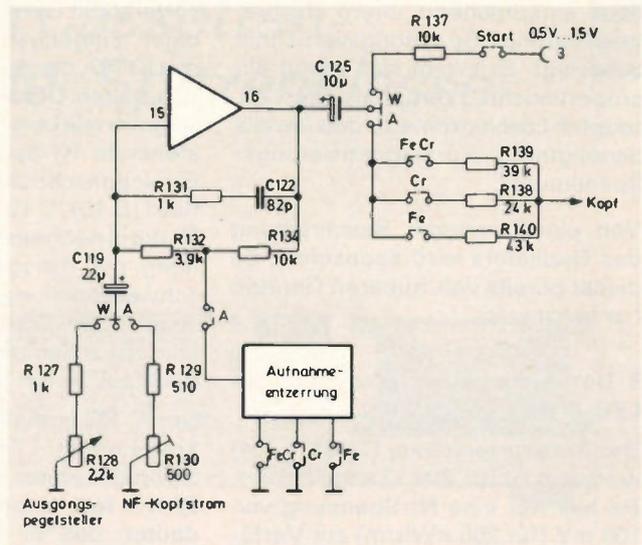
Bild 5 Integrierter Eingangsoperationsverstärker des Dolby-IC und dessen Beschaltung

Bei Wiedergabe, wo das Signal bereits entzerrt ist, wird die Verstärkung ( $f = 315 \text{ Hz}$ ) bestimmt durch

$$V = 1 + \frac{R_{117} // (R_{116} + R_{118})}{R_{114} // R_{115}}$$

Sie ist so ausgelegt, daß die Dämpfung des 19-kHz-Filters (zwischen PIN 11 und PIN 12 geschaltet) von ca. 2 dB mit berücksichtigt ist. Mit dem Einsteller R 118 wird die Verstärkung so eingestellt, daß beim Abspielen eines Dolby-Bezugsbandes (315 Hz Vollpegel aufgenommen mit 200 nWb/m) am Bezugspunkt A 100 mV stehen (bei einem DIN-Bezugsband,

Bild 6 Integrierter Ausgangsoperationsverstärker des Dolby-IC und dessen Beschaltung



das mit 250 nWb/m aufgenommen ist, entspricht die Bezugsspannung 125 mV).

Bei Aufnahme, Frequenzgang nur in den Tiefen entzerrt, ansonsten linear, wird die Verstärkung durch

$$V = 1 + \frac{R_{117}}{R_{115}}$$

bestimmt, um am Bezugspunkt A 100 mV zu erreichen. Die somit am Meßpunkt A stehende Nf-Spannung wird einem zweiten Operationsverstärker (PIN 15,16) zugeführt. Hier wird wie bereits beim 1. Operationsverstärker für Wiedergabe und Aufnahme eine unterschiedliche Verstärkung benötigt.

Wie aus **Bild 6** ersichtlich ist, wird die Verstärkung durch

$$V = 1 + \frac{R_{132} + R_{134}}{R_{127} + R_{128}}$$

bei  $f = 315 \text{ Hz}$  bestimmt.

Der Widerstand R 128 ist der Ausgangspegelsteller. Mit ihm kann die Nf-Spannung von 0,5 V bis 1,5 V am DIN-Ausgang eingestellt werden.

Bei Aufnahme wird die Verstärkung durch  $V = 1 + \frac{R_{132} + R_{134}}{R_{129} + R_{130}}$  bei

$f = 315 \text{ Hz}$  bestimmt.

Die Verstärkung der Schaltung ist so ausgelegt, daß bei FeCr mit dem Einsteller R 130 der nötige Nf-Kopfstrom eingestellt werden kann, um einen Bandfluß von 200 nWb/m zu erhalten (Dolby-Pegel). Wie aus **Bild 6** zu ersehen ist, steht am IC 101 PIN 16 die eingestellte Nf-Spannung. Diese Nf-Spannung wird, je nach Stellung des Bandsortenschalters, den jeweiligen Aufspewiderständen zugeführt, die so dimensioniert sind, daß der jeweils erforderliche Kopfstrom für den Bandfluß von 200 nWb/m fließen kann. Da der Kopfstrom nur bei FeCr eingestellt wird,

bei Fe und Cr auf die Aufspewiderstände (R 140, R 138) bei konstanter Spannung an PIN 16 umgeschaltet wird, handelt es sich hier um eine Festfaktorumschaltung zu FeCr. Der Operationsverstärker besitzt außerdem für Aufnahme in der Gegenkopplung die Aufnahmeentzerrungsschaltung (hier wird von 315 Hz bis 16 kHz entzerrt), die je nach Stellung des Bandsortenschalters die benötigte Aufnahmeentzerrerkurve erzeugt.

### 4. Der Oszillator

Beim Oszillator handelt es sich, wie bei der Nf-Kopfstromumschaltung, um eine Festfaktorumschaltung von FeCr zu Fe und Cr.

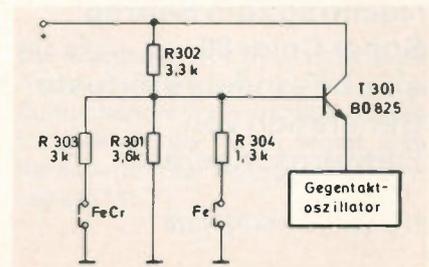


Bild 7 Schaltungsauszug „Oszillator“

Die Festfaktorumschaltung wird, wie **Bild 7** zeigt, durch Veränderung der Oszillatorbetriebsspannung erreicht, indem der Längstransistor T 301 durch den entsprechenden Basisspannungsteiler, dessen Grundstellung Cr ist, gesteuert wird. Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß der für Fe benötigte Löschstrom (Fe benötigt einen geringeren Löschstrom als Cr und FeCr) von 40 mA für eine Löschdämpfung bei  $f = 1 \text{ kHz} \geq 60 \text{ dB}$  bei allen auftretenden Toleranzen sicher erreicht wird. Für die Widerstände R 301 und R 303 wurde der Löschstrom für Cr und

FeCr entsprechend ihrem Vormagnetisierungs-Spannungsverhältnis ausgelegt. Es ergibt sich somit ein proportionales Verhältnis der erzeugten Löschröme zu den jeweils benötigten Vormagnetisierungs-Spannungen.

Von einer weiteren Beschreibung des Oszillators wird abgesehen, da dieser bereits von früheren Geräten her bekannt ist.

### 5. Der Anzeigeverstärker und die LED-Zeile

Der Anzeigeverstärker (T 103, T 104) wird vom IC 101 PIN 13 angesteuert. Da hier nur eine Nf-Spannung von 100 mV (für 200 nWb/m) zur Verfügung steht, muß das Eingangssignal

so verstärkt werden, um die notwendigen Eingangsschwelspannungen des IC 102, der die LED-Zeile steuert, zu erhalten. Die am Ausgang des Anzeigeverstärkers (Emitter T 104) anstehende Nf-Spannung wird einer Einweggleichrichterschaltung zugeführt (D 101, C 129, R 143 – siehe Bild 8), die je nach anstehender Nf-Spannung die dazugehörige Eingangsschwelspannung für den IC 102 erzeugt. Der Widerstand R 148 bestimmt zusammen mit C 129 die Rücklaufzeit der LED-Zeile.

Der IC 102 enthält eine 5-LED-Band-ansteuerung mit integriertem Stromgenerator, dessen Strom auf 20 mA fest eingestellt ist. Dies bedeutet, daß in jedem Betriebszustand gleiche Stromaufnahme er-

reicht wird, da die Dioden in Reihe geschaltet sind. Die Eingangsspannungsschwellen liegen beim IC 102 bei 0,1 V (-20 dB), 0,32 V (-10 dB), 0,71 V (-3 dB), 1,0 V (0 dB), 1,41 V (+3 dB).

Da die Information für den Anzeigeverstärker vom linearen Teil bei Aufnahme (IC 101 PIN 13) abgenommen wird, wird die Aufnahmeentzerrkurve durch ein RC-Glied von 315 Hz bis 10 kHz ungefähr nachgebildet, um das Band zu hohen Frequenzen hin nicht zu übersteuern. Eine Nachbildung der Tiefenentzerrung wird nicht benötigt, da die Tiefenentzerrung (30 Hz bis 315 Hz) bereits in der Eingangsstufe erzeugt wird. Bild 9 zeigt den Frequenzgang des Anzeigeverstärkers bei Aufnahme.

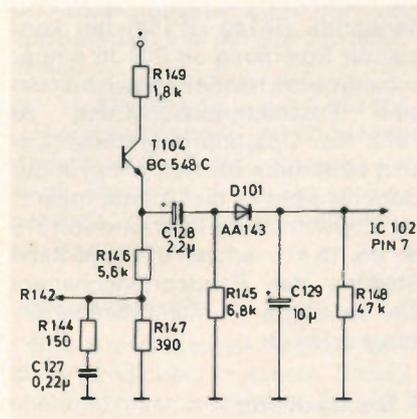


Bild 8  
Schaltungsauszug  
„Anzeigeverstärker“

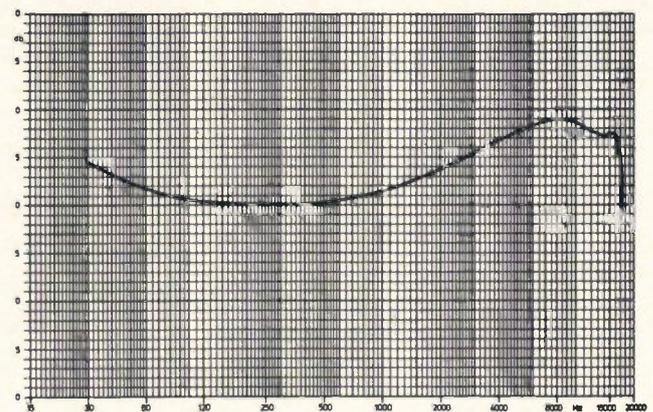


Bild 9 Frequenzgang  
des Anzeigeverstärkers

## Nachtrag zum Beitrag: Super Color 80, eine besonders störfeste Generation von Farbfernsehgeräten

TI 6/1979, Seite 327/328

Inzwischen erhielten wir erneut einen Brief eines Funkamateurs (DK 8 ON), der bisher nichts als Schwierigkeiten durch sein Hobby hatte. Seinem Brief, den wir hier abdrucken durften, haben wir nichts hinzuzufügen.

Für Nicht-Funkamateure nur noch folgende Übersetzungen aus dem Brief:

BCI = Broadcast interference = Rundfunkstörungen, TVI = Television interference = Fernsehstörungen, OM = old man = Bezeichnung für männlichen Amateur

An die  
GRUNDIG AG  
Bereich Entwicklung  
Kurgartenstr.  
8510 Fürth/Bay.

Abs.:  
Klaus Knütter  
DK 8 ON  
Stöckenerstr. 135 B  
3000 Hannover 21

Hannover, 31. 1. 80

Sehr geehrte Herren!

Hiermit möchte ich der Grundig AG einmal aus freien Stücken meinen Dank aussprechen. Ich bin Funkamateure mit dem Rufzeichen DK 8 ON und hatte doch zum Teil sehr viel Ärger mit BCI und TVI. Mit einer Firma sogar noch heute. Nachdem ich gehört habe, daß die Firma Grundig sich des Problems der Einstrahlfestigkeit besonders stark angenommen hat, habe ich die Probe aufs Exempel gemacht. Dabei hat sich ergeben, daß sämtliche gekauften Gerä-

te sofort und ohne jeden Eingriff „dicht“ waren. Bei der Dichte, die heute im Sektor Funk besteht, haben Sie meiner Meinung nach einen großen Schritt nach vorn getan, und ich bin sicher, daß sich diese Tatsache für Sie positiv auswirken wird.

Bei Gesprächen unter uns OMs werde ich nicht vergessen, darauf hinzuweisen.

Hochachtungsvoll  
DK 8 ON  
Klaus Knütter

PS. Geräte, die in meinem bzw. im Besitz meiner Verwandtschaft sind:  
Grundig Super Color 8432  
und  
Grundig Super Color 1832  
ferner: Grundig Super Color 8645

# CF 5500 – ein Cassetten-Tape-Deck der Spitzenklasse



Die 100-mm-Baustein-Serie findet in der obersten Qualitätsstufe ihre ideale Ergänzung in dem HiFi-Cassetten-Tape-Deck CF 5500 (Bild 1). Dieses Gerät weist eine Reihe von Besonderheiten auf, die auch dem anspruchsvollen HiFi-Liebhaber die Möglichkeit geben, sich in Verbindung mit dem Tuner T 5000 und dem Vollverstärker V 5000 bzw. dem Vorverstärker für Aktivboxen XV 5000 eine Übertragungsanlage höchster Perfektion einzurichten.

Folgende **Ausstattungsmerkmale** verdienen hervorgehoben zu werden:

- Elektrisch fernsteuerbares Zwei-Motoren-Laufwerk mit quarzstabilisiertem Tonwellenantrieb
- Elektrisch getrennte Aufnahme-Wiedergabe-Köpfe in gemeinsamem Kopfgehäuse
- Hinterbandkontrolle, auch in Verbindung mit Dolby-Rauschunterdrückung
- Kalibriereinrichtung zum Ausgleich unterschiedlicher Bandemp-

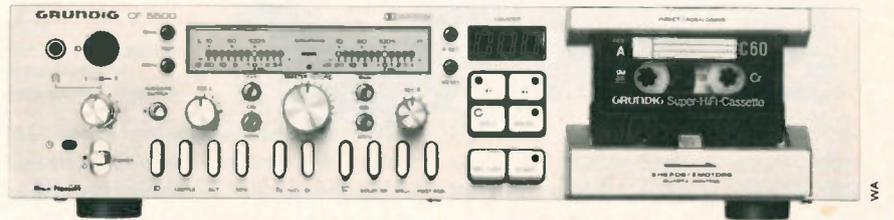


Bild 1 Vorderansicht des CF 5500

findlichkeiten und zur Linearisierung des Frequenzganges

- Elektronischer Bandstellenzähler mit 7-Segment-LED-Anzeige und Memory-Funktion.

Das Gerät ist besonders **servicefreundlich** aufgebaut (Bild 2).

Nach Abschrauben des Bodens und der Abdeckhaube sind der Laufwerkbaustein sowie die Netzteil-Leiterplatte von beiden Seiten zugänglich. Eine Reihe von elektronischen Einzelbausteinen sind über Mini-Match-Steckverbindungen mit der Grundplatte verbunden und leicht austauschbar. Köpfe, Tonwelle und Gummiandruckrolle sind wegen des Direkt-Loading-Prinzips von außen zum Reinigen zugänglich.

## 1. Laufwerkskonzept

Zum Erzielen optimaler Gleichlaufwerte sind der Antrieb der Tonwelle und der Wickelteller voneinander getrennt (Bild 3). Die Tonwelle samt Schwungmasse wird über einen Flachriemen von einem PLL-geregelten Tacho-Gleichstrommotor angetrieben, dessen Drehzahl quarzstabilisiert ist. Die Bandgeschwindigkeit kann deshalb elektrisch nicht verändert werden, sondern wird mit Hilfe eines im Außendurchmesser veränderbaren Motorritzels eingestellt. Das Konstruktionsprinzip ist aus Bild 4 ersichtlich. Wird der Sechskantsansatz des Ritzels mit einem Schraubenschlüssel festgehalten, so kann durch Verdrehen der konischen Nabe der Durchmesser der Riemenlauffläche variiert werden.

Die Ritzelnabe ist frontal durch eine Aussparung im Laufwerk mit einem Schraubendreher verstellbar. Eine Umdrehung der Nabe ergibt eine Veränderung der Bandgeschwindigkeit um 1%.

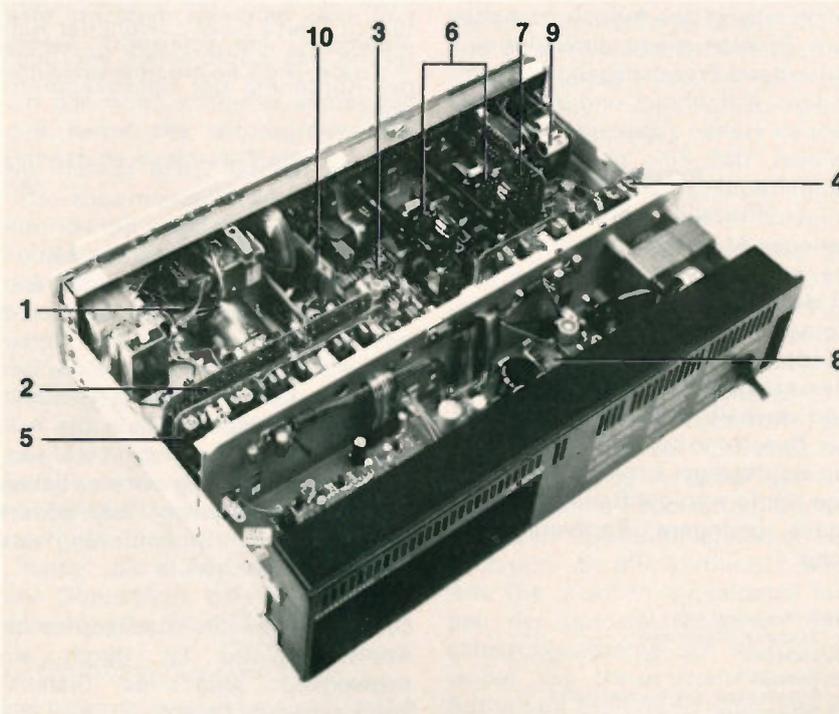
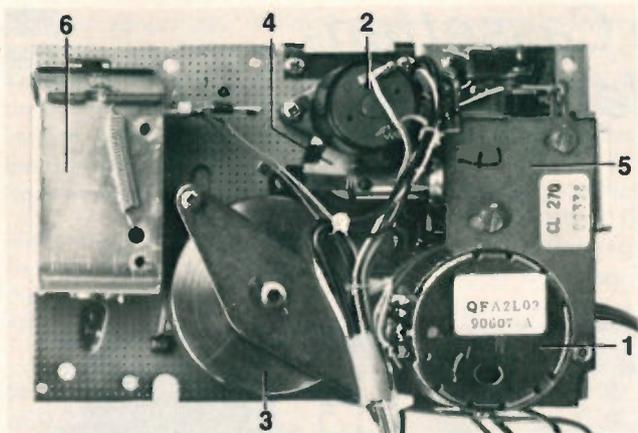


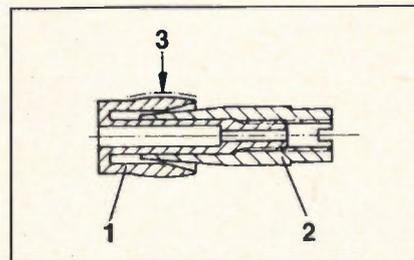
Bild 2 Innenansicht des CF 5500

- 1 = Laufwerk
- 2 = Laufwerksteuerung
- 3 = Grundverdrahtungsplatte
- 4 = Dolby-NR-Aufnahmebaustein
- 5 = Dolby-NR-Wiedergabebaustein
- 6 = Aufnahmeverstärker
- 7 = Testgenerator
- 8 = Netzteil und Hf-Generator
- 9 = Kopfhörerverstärker
- 10 = Zählerbaustein

G 47 206



**Bild 3**  
Ansicht des Laufwerkes  
1 = Tonwellenmotor  
2 = Umspulmotor  
3 = Schwungmasse  
4 = Schwenkhebel mit Zahnrad (siehe Bild 5)  
5 = Kopfschlittenmagnet (Tauchankermagnet)  
6 = Start-/Pause-Magnet (Klappankermagnet)



**Bild 4** Motorritzel  
1 = Ritzel, 2 = Nabe, 3 = Riemenlauffläche

Der Antrieb der Wickelteller erfolgt über einen zweiten Gleichstrommotor mit eisenlosem Läufer. Auf dessen Motorwelle sitzt ein Schwenkhebel, der auf der dem Drehpunkt abgewandten Seite ein Zahnrad **B** trägt, das in ständigem Eingriff mit einem Zahnrad **A** auf der Motorwelle steht. Beim Einschalten des Wickelmotors dreht sich der Schwenkhebel entsprechend der Laufrichtung der Motorwelle und bringt Zahnrad **B** mit dem Zahnkranz des Auf- oder Abwickeltellers in Eingriff. Durch einziehenden Betrieb ist ein bündiger Kraftschluß gewährleistet. Die Eintauchtiefe von Zahnrad **B** wird durch einen beidseitigen Anschlag des Schwenkhebels begrenzt. (Siehe Bild 5.)

Der Kopfschlitten läuft auf vier Stahlkugeln und wird über einen Umlenkhebel von einem Tauchankermagnet in Startposition gebracht. Dabei wird die Gummipressrolle bis ca. 1,2 mm an die Tonwelle herangefahren. Gleichzeitig tangiert eine vorgespannte Schenkelfeder den linken Wickelteller, um den erforderlichen Abwickel-Bandzug zu gewährleisten. Diese Betriebsstellung entspricht der Laufwerksfunktion „Pause“.

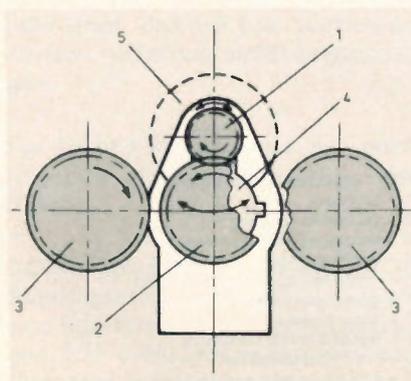
Aus der Pause-Stellung heraus wird die Gummipressrolle von einem Klappankermagnet über einen Um-

lenkhebel an die Tonwelle herangeschwenkt. Zwischen dem Start/Pause-Magnet und dem Umlenkhebel ist ein Andruckstößel eingefügt, der über eine Zugfeder gegen einen Überhubschieber vorgespannt ist und dadurch für einen definierten Andruck der Gummirolle sorgt.

Der Bandzug im Startbetrieb wird zum Erzielen eines optimalen Band-Kopf-Kontaktes zusätzlich durch einen Filzandruck am Löschkopf erhöht. Dieser Andruck wird dadurch erreicht, daß der schwenkbar gelagerte Löschkopf federnd an einem mit Filzeinlage versehenen Kunststoffbolzen anliegt.

Der AW-Kopf des CF 5500 besitzt je 2 elektrisch getrennte Aufnahme- und Wiedergabesysteme, die in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind.

Dadurch entfällt die für den Benutzer lästige Notwendigkeit, je nach verwendeter Cassette die Senkrechthaltung des Aufnahmepaltes zum Erzielen eines einwandfreien Hinterband-Frequenzganges zu verändern. Aufnahme- und Wiedergabepalt stehen zueinander so exakt parallel, daß eine obere Übertragungsfrequenzgrenze von 18 kHz mühelos erreicht wird. Durch den geringen Abstand zwischen Aufnahme- und Wiedergabepalt (3,4 mm) ist der Bandlauf an beiden Kopfsystemen identisch; Aufnahme- und Wiedergabekopf besitzen beide glasverschmolzene Ferritkerne und sind deshalb praktisch verschleißfrei. Durch den hochglänzend polierten Kopfspiegel verursachen derartige Köpfe weniger Bandabrieb und somit geringere Kopfverschmutzung.



**Bild 5** Antriebsprinzip  
1 = Zahnrad A (Motorritzel)  
2 = Zahnrad B  
3 = Wickelteller  
4 = Schwenkhebel mit Anschlagzapfen  
5 = Wickelmotor

Die elektrische Trennung von Aufnahme- und Wiedergabesystem führte zu einer weiteren Optimierung des Aufzeichnungs- und Wiedergabevorganges. So konnte nicht nur die obere Übertragungsfrequenzgrenze erweitert, sondern auch der Geräuschspannungsabstand auf maximal 70 dB bei FeCr-Band und Dolby-Rauschunterdrückung erhöht werden. Hinzu kommt für den Benutzer der entscheidende Vorteil, eine Aufnahme unmittelbar „hinter Band“ überwachen und beurteilen zu können.

Der AW-Doppelkopf ist gegen versehentliches Einlegen der Cassette in Stellung „Start“ durch einen Schutzbügel gesichert. Die Fixierung der Kopfeinstellhöhe erfolgt mit der linksseitigen Kopfbefestigung. Dort liegt das Kopfblech auf einer Sechskantmutter auf, die – aufgeschraubt auf einen Gewindebolzen – in der Höhe verstellbar ist.

Der Gewindebolzen besitzt gleichzeitig ein Innengewinde, in das von oben eine Zylinderschraube eintaucht. Diese dient sowohl der Halterung des Kopfbleches wie auch der Konterung der Sechskantmutter.

Auf der rechten Seite besteht die Kopfhalterung aus einem senkrechtstehenden Stahlbolzen, der konzentrisch eine Druckfeder trägt. Mit einer Senkschraube, die in den Befestigungsbolzen eintaucht, wird das Kopfblech gegen die Druckfeder gespannt. Durch Veränderung der rechten Auflagehöhe gegenüber dem linken Fixpunkt kann die Azimutlage des Kopfes justiert werden. Da die Bandführung auf der linken Kopfseite angebracht ist, ändert sich dabei die Höhenführung des Bandes praktisch nicht.

Die Höhenlage des Löschkopfes zur Kopfträgerplatte ist durch ein schwenkbar gelagertes Distanzstück eindeutig fixiert.

## 1.1 Laufwerksteuerung

Das Laufwerk wird über fünf Tipptasten und eine elektronische Verriegelungsschaltung angesteuert, die sicher Beschädigungen durch Fehlbedienung vermeidet. Intermixbetrieb, d. h. Funktionswechsel ohne Zwischenstop, ist möglich. Die Laufwerksfunktionen können auch fernbedient werden, wobei die entsprechenden Steuerkontakte nur gegen Masse kurzgeschlossen sind. Die angewählten Laufwerksfunktionen werden durch Leuchtdioden angezeigt, die in die Tipptasten integriert sind.

Mit dem Drücken der Starttaste werden über ein Darlington-Array L 203 der Kopfschlitten und der Start/Pause-Magnet gleichzeitig angesteuert. Im Stromkreis des Kopfschlittenmagnets liegt ein Vorwiderstand, der im Einschalt Augenblick durch ein elektronisches Zeitkonstantenglied überbrückt wird und damit das Umschalten zwischen Halte- und Anzugsstrom bewirkt. Für den Start/Pause-Magnet erübrigt sich eine Stromumschaltung, da der Klappanker bis auf einen aktiven Resthub von 1 mm vom Kopfschlittenmagnet mitgezogen wird.

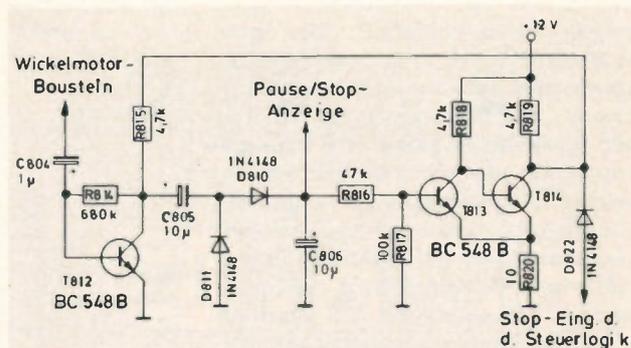
Das Ansteuern des Wickelmotors erfolgt über eine Brückenschaltung, die je nach Gerätefunktion eine Umkehr der Drehrichtung erlaubt. Im Fußpunkt der Brückenschaltung liegt der Stelltransistor, mit dessen Hilfe der Motorstrom bei erhöhtem Drehmomentbedarf im Umspulbetrieb automatisch nachgeregelt wird. Im Memorybetrieb wird über diesen Transistor die Umpulgeschwindigkeit um ca. 35% reduziert, um das Band schneller abstoppen und damit die vorprogrammierte Bandstelle exakt auffinden zu können.

Zur automatischen Bandendabschaltung werden die vom Kollektor des Wickelmotors erzeugten Spannungsimpulse verstärkt, gleichgerichtet und zur Ansteuerung einer Schaltstufe verwendet. Bleiben die Kommutierungsimpulse aus, so wird der Stop-Eingang des Logik-IC gegen Masse gezogen und schaltet die gerade laufende Betriebsfunktion ab. Dieser Abschaltvorgang wird jedoch in den Betriebsstellungen „Pause“ und „Stop“ durch eine von der Steuerlogik gelieferte Gleichspannung blockiert (**Bild 6**).

### 1.2 Elektronisches Zählwerk

Der elektronische Zähler erhält seine Taktimpulse von einem optoelektro-

**Bild 6**  
Schaltungsauszug der elektronischen Bandendabschaltung



nischen Impulsgeber am linken Wickelteller. Diese Lichtschranke setzt sich zusammen aus einer Infrarot-Diode unter dem Lichtkeil und einem Fototransistor unter dem gelochten Zahnkranz des Wickeltellers. Die Vor/Rück-Information wird von der Steuerlogik über die Aussteuerung des Wickelmotors geliefert. 1,67 Umdrehungen des Wickeltellers ergeben einen Ziffernsprung im Display. Damit ist die Bandstellenanzeige identisch mit den mechanischen Anzeigen anderer Grundig-Cassettengeräte.

Der Zähler zählt vierstellig, wobei die letzte Stelle nicht im Display angezeigt wird. Sie dient nur dem zielgenauen Bandstop bei Memory-Betrieb. Das Zählergebnis bleibt auch bei ausgeschaltetem Gerät erhalten. Voraussetzung ist jedoch, daß das Gerät am Netz angeschlossen bleibt (Stand-by-Betrieb). Der Memory-Betrieb wird nach Betätigen der entsprechenden Fortschalttaste durch drei Leuchtpunkte im Display angezeigt. Bei Erreichen der zuvor markierten Bandstelle geht das Gerät aus dem Rücklauf automatisch in Stellung „Stop“. Die Memoryfunktion ist auch über Fernsteuerung setz- bzw. löschar.

## 2. Schaltungskonzept

(Blockschaltbild auf Seite 68)

Das CF 5500 besitzt vollständig getrennte Verstärker für Aufnahme und Wiedergabe, die das jeweilige Eingangssignal bis zum Vor-/Hinterband-Schalter auf den gemeinsamen Pegel von 580 mV (bezogen auf einen Bandfluß von 200 nWb/m) anheben. Damit ist bei Aufnahme ein Vor-/Hinterband-Vergleich des NF-Signales ohne Pegelsprung sowohl über den Kopfhörerverstärker wie auch über die Monitorbuchse möglich. Die gleichen Signalpegel stehen der optoelektronischen Aussteuerungsanzeige zur Verfügung, wobei das Umschalten zwischen Aufnahme und Wiedergabe über einen elektronischen Schalter erfolgt.

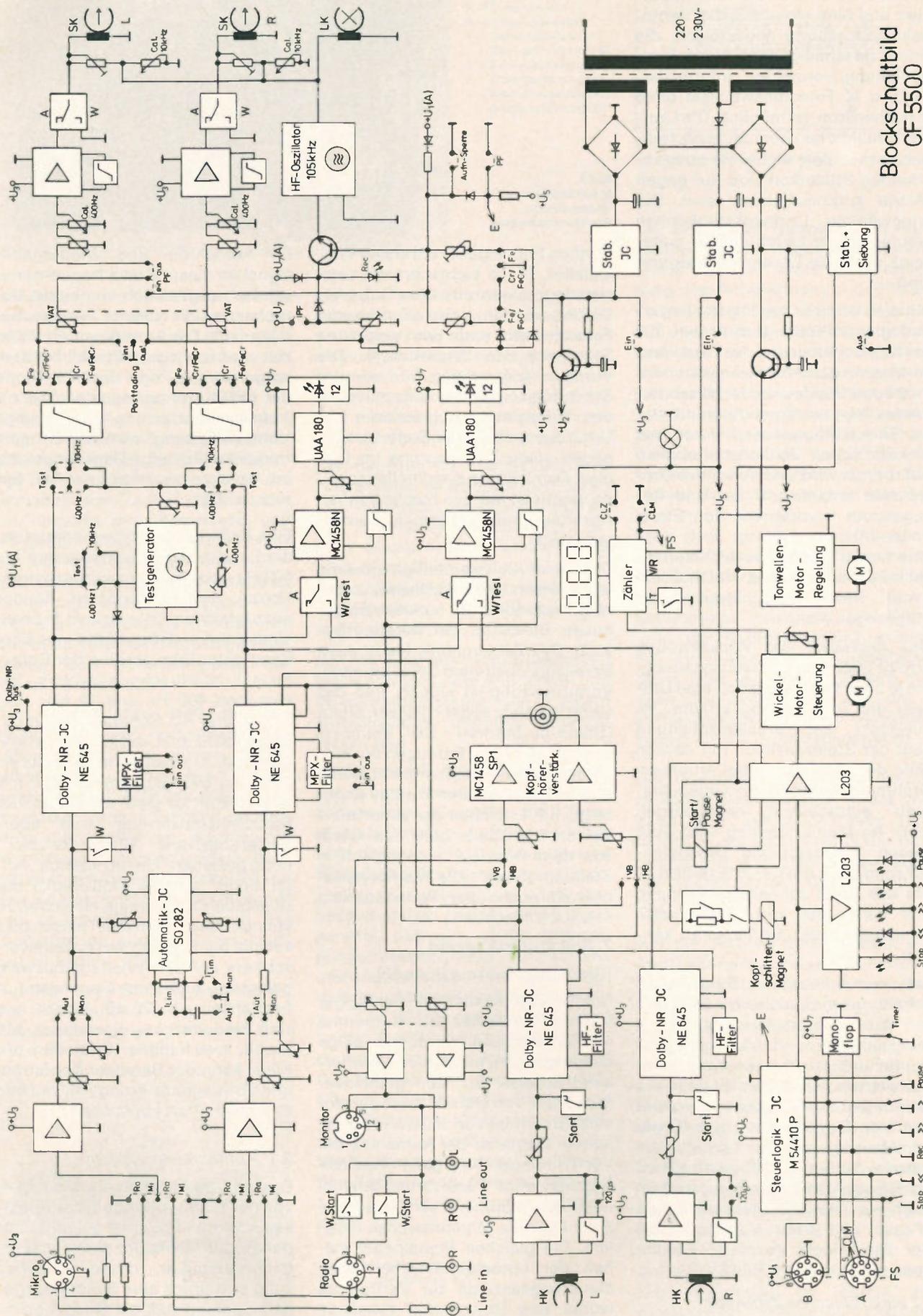
Da Aufnahme- und Wiedergabe-signal an dieser Stelle frequenzlinear sind, ergibt sich für beide Betriebsarten die gleiche Anzeigecharakteristik. Die Anzeigeempfindlichkeit wird so eingestellt, daß bei dem vorgenannten Pegel die 0-dB-Diode der LED-Kette aufleuchtet. Die zur Aufnahmeentzerrung notwendige Höhenanhebung wird durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung im Anzeigeverstärker zum Teil berücksichtigt.

Eine Kalibriereinrichtung erlaubt es, die Empfindlichkeitsstreuungen bei 400 Hz und die Frequenzgangstoleranzen der verwendeten Bänder auszugleichen. Dies ist zum Erzielen eines linearen Frequenzganges über Band unter Verwendung der Dolby-Rauschunterdrückung wichtig. Ein zwischen 400 Hz und 10 kHz umschaltbarer RC-Generator liefert dazu ein Testsignal, dessen Ausgangspegel um 20 dB unter dem bereits erwähnten Bezugspegel von 580 mV liegt. Damit ist trotz nachfolgender Aufnahmeentzerrung eine übersteuerungsfreie 10-kHz-Aufzeichnung gesichert. Um im Testfall „hinter Band“ auf die 0-dB-Marke der Aussteuerungsanzeige einzeichnen zu können, wird durch den Testschalter sowohl der Eingang des Anzeigeverstärkers als auch der Wiedergabezweig gelegt wie auch seine Eingangsempfindlichkeit um 20 dB erhöht und sein Frequenzgang linearisiert. Mit jeweils zwei Kalibrier-Einstellern pro Kanal kann der Benutzer Kopfstrom und Vormagnetisierungs-HF auf den optimalen Wert abgleichen.

### 2.1 Aufnahmeverstärker

Das von der Mikrofonbuchse bzw. von der Radio- oder den Line-Buchsen kommende Signal gelangt über den Radio/Mikro-Schalter zum Eingangsverstärker, dessen Verstärkung sich durch eine Spannungsgegenkopplung auf die Ausgangsimpedanz der Signalquelle dem angebotenen Pegel anpaßt. Dadurch

# Blockschaltbild CF 5500



werden eine optimale Rauschanpassung bei Aufnahme über die Radiobuchse erreicht und Frequenzgangbeschränkungen durch Kabelkapazitäten vermieden. Über die kanalweise getrennten Pegelvorsteller und den gemeinsamen Master-Steller wird das Signal bei Manuell-Betrieb dem Eingang des Dolby-Kompressors zugeführt. Parallel dazu liegt der Eingang des Automatik-IC SO 282 zur Aussteuerungsregelung, dessen Stellglied bei Manuell-Betrieb hochohmig geschaltet ist. (Der SO 282 – eine Gemeinschaftsentwicklung der Firmen Siemens und GRUNDIG – wurde in den TI 4/79 ab Seite 217 beschrieben.) Bei Automatik-Betrieb sind Pegelsteller und Master-Steller überbrückt, und das Stellglied des Automatik-IC bildet zusammen mit einem Vorwiderstand einen pegelabhängigen Spannungsteiler. Die Ansprechschwelle der Aussteuerungsautomatik wird so eingestellt, daß sich eine Stellgliedspannung von 30 mV ergibt. Die Ansprechzeit der Automatik für einen positiven Pegelsprung von 20 dB über Regelschwelle liegt bei 50 ms. Der Verstärkungsanstieg bei nachfolgender Pegelreduzierung um 20 dB beträgt ca. 0,1 dB/s. Damit ist die Automatik auch für hochwertige Musikaufnahmen vorzüglich geeignet. Für Sprachaufnahmen läßt sich der Verstärkungsanstieg um den Faktor 15 durch zusätzliches Drücken der Limitertaste beschleunigen. Wird in Stellung „Manuell“ die Limitertaste betätigt, so werden die die Aussteuerungsgrenze überschreitenden Signalspitzen kurzzeitig begrenzt, ohne daß es zu Übersteuerungen des Bandes kommt.

Der Eingang der Dolby-NR-Stufe ist bei Wiedergabe über einen Schalttransistor stummgeschaltet, um eine Rückkopplung des Wiedergabesignals über ein an die Radiobuchse angeschlossenes Rundfunkgerät, den Aufnahmeverstärker und die Schaltkapazität des Vorband-Schalters zu vermeiden.

In der Eingangsstufe der Dolby-NR-Schaltung ist ein MPX-Filter angeordnet, das eine obere Übertragungsfrequenzgrenze von 16 kHz erlaubt. Da mit dem CF 5500 noch Frequenzen über 18 kHz aufgezeichnet werden können, ist das Filter schaltbar ausgeführt. Das Abschalten der Dolby-NR-Funktion erfolgt über ein Gleichspannungspotential, das auch über den Testschalter während des Kalibriervorganges geliefert wird. Dadurch kann das 10-kHz-

Testsignal bei versehentlich gedrückter Dolby-NR-Taste im Wiedergabeverstärker nicht verfälscht werden.

Vom Ausgang des Dolby-NR-IC gelangt das NF-Signal zum 400-Hz/10-kHz-Testschalter, über den wahlweise das Prüfsignal in den Aufnahmeverstärker eingeschleust werden kann. Ihm folgt ein umschaltbares passives Netzwerk zur bandsortenabhängigen Entzerrung. Der Signalweg führt weiter über den VAT-Steller (VAT = Variable Ausblendtechnik), den Kopfstrom- und den 400-Hz-Kalibriersteller zum Aufsprechverstärker, der in seiner Gegenkopplung die bandsortenunabhängige Aufnahmeentzerrung beinhaltet. In der Raststellung des Kalibrierstellers wird werksseitig der Kopfstrom für die Cr-DIN-Bezugscharge optimal eingestellt. Die Kopfströme für die beiden anderen Bandsorten ergeben sich durch Festwertumschaltung. Am Ausgang des Aufsprechverstärkers ist der Aufnahmekopf über einen elektronischen Umschalter angeschlossen, der den Kopf bei Wiedergabebetrieb gegen Masse kurzschließt.

Der Vormagnetisierungsstrom wird dem Aufnahmekopf über kanalweise getrennte Vormagnetisierungseinstellwiderstände vom HF-Oszillator zugeführt. Die 10-kHz-Kalibriersteller liegen als Belastungswiderstände hinter den Auskoppelkondensatoren gegen Masse. In ihrer Mittelraststellung werden ebenfalls für Cr-DIN-Bezugscharge die VM-Einsteller in beiden Kanälen werksseitig auf den richtigen Arbeitspunkt eingestellt. Die bandsortenabhängige Einstellung der Vormagnetisierung für Fe- und FeCr-Band erfolgt für beide Kanäle gemeinsam im Stromversorgungskreis des HF-Oszillators. Der in der Stromzuführung liegende Stelltransistor wird durch die Aufnahmesperre bei Abtastung einer gegen Löschen gesicherten Cassette gesperrt; ebenfalls wird die Steuerlogik des Gerätes gegen den Record-Befehl verriegelt.

## 2.2 Wiedergabeverstärker

Das Signal des Wiedergabekopfes wird in der Eingangsstufe auf 30 mV verstärkt und auf linearen Frequenzgang entzerrt. Die Höhenentzerrung ist auf eine Zeitkonstante von 120 µs zur Wiedergabe fremdbespielter Bänder umschaltbar. Die Höhenanhebung erfolgt durch Resonanzabstimmung mit Hilfe zweier Kondensatoren parallel zum Wiedergabe-

kopf. Am Ausgang des Verstärkers liegt ein Schalttransistor gegen Masse, der, vom Start/Pause-Magnet her gesteuert, den Signalweg nur in der Gerätefunktion „Start“ freigibt. Als nächste Stufe folgt der Dolby-Expander, dessen Eingangsverstärker mit einem HF-Filter versehen ist. Damit werden Vormagnetisierungsanteile, die wegen der begrenzten Übersprechdämpfung innerhalb des Doppelkopfes in den Wiedergabezweig gelangen, unterdrückt. Über den Hinterband-Schalter erreicht das NF-Signal den Kopfhörerverstärker, dessen Ausgangspegel über einen Duplo-Lautstärkesteller mit mechanischer Rutschkupplung sowohl kanalweise getrennt wie auch parallellaufend verändert werden kann. Parallel dazu wird über den Ausgangspegelsteller und eine Ausgangsstufe die Monitorbuchse mit den parallelgeschalteten Line-Buchsen angesteuert. Der Ausgang der Radiobuchse ist zum Monitorausgang hin über einen Schalttransistor entkoppelt, der nur bei der Betriebsart „Wiedergabe, Start“ das Ausgangssignal zur Radiobuchse weiterleitet.

## 2.3 Postfading-Einrichtung

Mit der Postfading-Einrichtung ist es möglich, unerwünschte Aufzeichnungen bei der Wiedergabe nachträglich zu löschen. Dazu müssen die elektronische Aufnahme/Wiedergabe-Umschaltung blockiert, der HF-Oszillator aber mit Spannung versorgt werden. Durch Drücken der Postfading-Taste wird die Steuerlogik des Gerätes entsprechend verriegelt und der VAT-Steller einkanalig in den Stromversorgungskreis des Oszillators umgeschaltet. Der VAT-Steller bildet dabei ein Potentiometer, mit dem die Versorgungsspannung des Oszillators kontinuierlich gegen Null gefahren werden kann. Um eine gute Ausblendcharakteristik über den Schiebeweg des VAT-Stellers zu erhalten, wird die Löschdämpfung für Cr-Band bei betätigter VAT-Taste über einen Vorspannungsteiler auf 60 dB eingestellt. Für die beiden anderen Bandsorten wird die Versorgungsspannung zusätzlich um einen festen Betrag erniedrigt. Der Ausblendvorgang kann sofort „hinter Band“ mitgehört werden.

## 2.4 Schaltuhrbetrieb

Eine durch Sperre gesicherte Schaltstellung des Netzschalters erlaubt den sogen. Schaltuhrbetrieb.

In dieser Stellung des Netzschalters schaltet das Gerät automatisch auf Aufnahme/Start, wenn das CF 5500 seine Netzspannung über den Verstärker V 5000 oder den Vorverstärker XV 5000 erhält und diese wiederum ihren Einschaltbefehl vom Tuner T 5000 erhalten. Dieser Tuner enthält eine Quarz-Schaltuhr mit programmierbaren Ein- bzw. Ausschaltzeiten. Gleiches wird durch Zwischenschalten einer normalen

Schaltuhr in der Netzzuleitung bewirkt.

Den Aufnahme/Start-Befehl erhält die Steuerlogik des CF 5500 ca. 3 Sekunden nach Einschalten der Netzspannung über eine monostabile Kippstufe. Dadurch wird sichergestellt, daß der Tonwellenmotor seine Nenndrehzahl erreicht hat und die Verstärker auf ihren stationären Arbeitspunkt eingeschwungen sind.

### 3. Technische Daten des CF 5500

Gleichlauf, bewertet:	± 0,12%
Bandgeschwindigkeitsdrift:	± 0,2%
Umspülzeit f. C-60-Cassette:	70 s
Frequenzbereich f.	
alle 3 Bandsorten:	25...18 000 Hz
Fremdspannungsabstand	
m. FeCr-Band ohne Dolby-NR:	58 dB
mit Dolby-NR:	61 dB
Geräuschspannungsabstand	
m. FeCr-Band ohne Dolby-NR:	63 dB
mit Dolby-NR:	70 dB
Klirrfaktor bei 0-dB-Anzeige	
m. FeCr-Band:	1%
Ausgangsspannung des Kopfhörerverstärkers:	2 x 4 V an $R_L = 150 \Omega$

Das Wort „Dolby“ ist ein Warenzeichen der Firma Dolby Laboratories.

W. MEDERER

## MCF 500 – ein HiFi-Cassetten-Frontlader der Mini-Serie

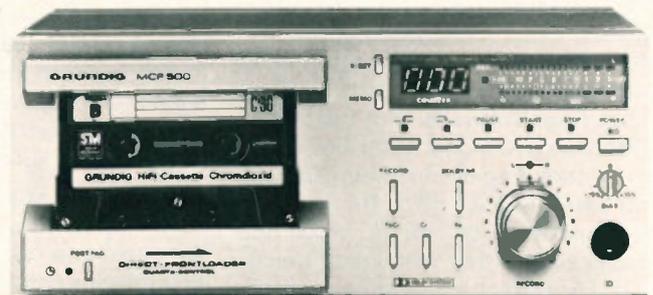


Der Mini-Cassetten-Frontlader (MCF) 500 ist sowohl vom Laufwerk als auch vom Verstärker her ein hochwertiger Stereo-Cassettenbaustein. Er wurde zur Mini-Serie passend entwickelt und übertrifft in allen seinen Werten bei weitem die HiFi-Norm DIN 45500 (Bild 1 zeigt die Vorderansicht).

Der Cassettenrecorder ist mit folgenden Besonderheiten ausgestattet:

- elektrisches, mit Tipptasten gesteuertes 2-Motoren-Laufwerk;
- quarzgesteuerter Tonwellenmotor;
- alle Lauffunktionen über Fernbedienung bedienbar;
- Aufnahme/Start und Wiedergabe/Start sind über Schaltuhr bedienbar;
- Wiederhol- und Überspringautomatik;
- elektronischer Zähler mit Memory-Funktion und dreistelligem LED-Display
- Postfading-Einrichtung;
- Aussteuerungsanzeige mit je zehn Leuchtdioden pro Kanal;
- drei Bandsorten über Kurzhubtasten wählbar;
- Dolby-Rauschunterdrückung;
- automatische Eingangswahlschaltung durch Mikro-Schaltbuchse;
- Ausgangsspannung zum Anpassen an die nachgeschaltete Anlage einstellbar;

Bild 1  
Vorderansicht  
des MCF 500



- Feineinstellung der Vormagnetisierungsspannung mit dem BIAS-Einsteller;
- über Rutschkupplung gekoppelte, für jeden Kanal getrennte Pegelsteller mit veränderbarem mechanischen Anschlag.

Dieser nach dem Direct-Loading-System arbeitende Cassetten-Frontlader kann sehr einfach von vorne mit einer Cassette geladen werden, er kommt ohne Cassetten-Deckel aus. Die Cassette wird nur von zwei mit einer Nut versehenen Zentrierbolzen und einem Haken, der unter der oberen Abdeckung sitzt, festgehalten. Dieses Gerät wurde mit dem gleichen Laufwerk ausgestattet, welches mit nur geringen Abweichungen auch im Cassetten-Frontlader CF 5500 zum Einsatz kommt. Das Verstärkerkonzept gleicht dem des CF 5000, das an anderer Stelle beschrieben wird. Natürlich mußten die einzelnen Leiterplatten von Grund auf neu entworfen und dem geringen Innenraum des Mini-Gehäuses angepaßt werden.

Es entstand somit ein kompakter Netzteilblock, dem auch der Netztrafo zugeordnet ist, ein Verstärkerbaustein, der horizontal in der unteren rechten Hälfte eingebaut ist, eine Laufwerksteuerung, welche über der Verstärkerplatte angeordnet ist und für den Servicefall sehr einfach gelöst und in die Frontwand in dafür vorgesehene Schlitze gesteckt werden kann.

Des weiteren ist vorhanden: ein Anzeigebaustein, der den elektronischen Zähler mit den dazugehörigen LED-Displays, die Tipptasten und Funktionsanzeigen für die Laufwerksteuerung und die Aussteuerungs-ICs mit den dazugehörigen LEDs enthält. Dieser ist parallel zur Frontwand in der rechten Hälfte oben angeordnet.

Trotz der kleinen Bauweise wurde die Servicefreundlichkeit nicht vernachlässigt: Um das Gehäuse öffnen zu können, müssen nur die vier Bodenschrauben herausgedreht, die Köpfe des Pegelstellers abgezogen werden, und schon können das

Alu-L-Profil (Frontwand und Ober-  
teil) sowie die Seitenteile mit dem  
Bodenblech abgezogen werden.  
Daraufhin ist jede Leiterplatte zu-  
gänglich. Die Sicherungen im Netz-  
teil können ohne Schwierigkeiten,  
wenn erforderlich, gewechselt wer-  
den. **Bild 2** zeigt das Chassis, die  
Laufwerksteuerung steht in Service-  
stellung.

#### Verstärker:

Der Verstärkerbaustein enthält: die  
Eingangsverstärker, die mit den ICs  
 $\mu\text{A 7300}$  der Fa. Fairchild aufgebau-  
ten Dolby-Verstärker (welche auch  
als Aufsprechverstärker ausgenutzt  
werden), die Anzeigeverstärker, den  
Gegentaktoszillator und die Pause-  
Auswerteschaltung.

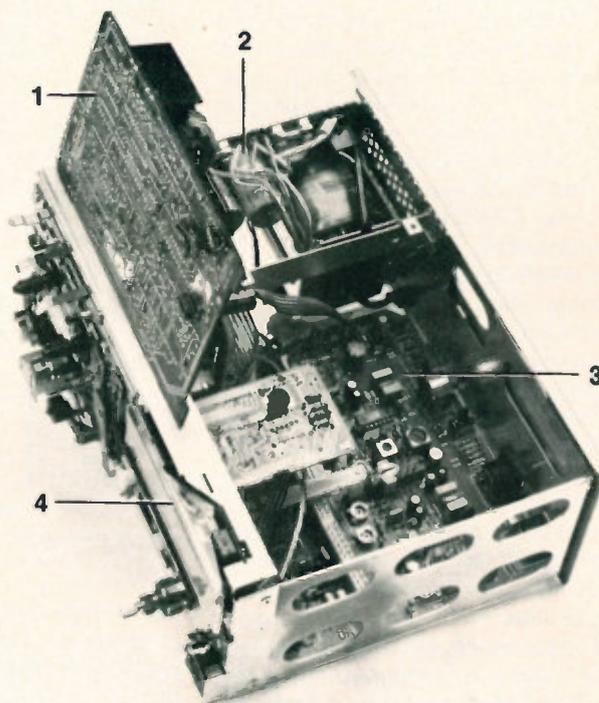
Siehe dazu auch Blockschaltbild CF  
5000 (Seite 61).

Der Eingangsverstärker ist für Auf-  
nahme und Wiedergabe umschalt-  
bar. Bei Aufnahme wird die Verstär-  
kung vom Innenwiderstand der Sig-  
nal-Quelle mitbestimmt. Die Ge-  
genkopplung führt vom Kollektor  
des Eingangsstransistors auf die Ba-  
sis (den Eingang) zurück. Bei nieder-  
ohmigen Signal-Quellen ist die Ver-  
stärkung somit hoch – sie wird be-  
grenzt durch den Serienwiderstand  
von  $R = 5,6 \text{ k}\Omega$  – und bei Signal-  
Quellen mit hohem Ausgangswider-  
stand, z. B. dem Radioausgang,  
niedrig. Damit entfällt die sonst nöti-  
ge Verstärkungsumschaltung für die  
verschiedenen Eingänge. Der hoch-  
pegelige Line-Eingang ist über einen  
Anpassungswiderstand dem Ra-  
dioeingang parallel geschaltet.

Mit den Pegelstellern kann jeder Ka-  
nal getrennt angesteuert werden.  
Die beiden zugehörigen Drehknöpfe  
sind durch eine Rutschkupplung  
miteinander verbunden, so daß beim  
Drehen nur eines Knopfes sich der  
zweite auch mitdreht. Mittels eines  
verstellbaren mechanischen An-  
schlages kann der Drehbereich be-  
grenzt und somit die Stellung für den  
Vollpegel markiert werden.

Damit der Pegelsteller mit dem nied-  
rigen Widerstand von  $R = 47 \text{ k}\Omega$   
den Ausgang des Eingangsverstär-  
kers nicht belastet, ist dieser über ei-  
nen einstufigen Impedanzwandler  
entkoppelt. Das NF-Signal gelangt  
daraufhin zum Dolby-IC. Dieser IC  
enthält einen Vorverstärker, dessen  
Verstärkung durch die angeschalte-  
te Widerstandskombination be-  
stimmt wird, einen Dolby-Schalt-  
kreis und einen Ausgangsverstärker,

**Bild 2**  
Innenansicht des MCF  
500, Laufwerksteuerung  
in Service-Stellung  
1 = Laufwerksteuerung  
2 = Netzteil  
3 = Verstärker-  
Baustein  
4 = Anzeige-  
Baustein



dessen Verstärkung ebenfalls einge-  
stellt werden kann. Nach dem Ein-  
gangsverstärker wird das Signal  
über ein Tiefpaß-Filter geschleift,  
dessen 1. Nullstelle bei 19 kHz und  
dessen Grenzfrequenz bei ca. 16,5  
kHz liegt. Die Aufnahmeentzerrung  
wird in der Gegenkopplung des Auf-  
sprechverstärkers mit einem über-  
brückten T-Glied, das je nach Band-  
sorte umgeschaltet werden kann,  
erzeugt. Die Ausgangsspannung  
wird je nach Bandsorte, deren Emp-  
findlichkeiten unterschiedlich sind,  
so angepaßt, daß der Bandfluß bei  
allen drei Bandsorten bei Vollaus-  
steuerung gleich ist. Am Dolby-  
Null-Pegel-Meßpunkt wird das Si-  
gnal abgenommen und auf den An-  
zeigeverstärker gegeben. Dieser  
verstärkt das Signal, wobei gleich-  
zeitig eine Höhenanhebung (die an-  
nähernd der Anhebung des Aufnah-  
meentzerrers entspricht) vorge-  
nommen wird. Bei richtiger Aus-  
steuerung kann darum auch bei  
hochtonreicher Musik der Auf-  
sprechverstärker nicht übersteuert  
werden. Nach dem Verstärker wird  
das Signal durch einen Zweiweg-  
gleichrichter gleichgerichtet und  
über die Leuchtdiodenkette zur An-  
zeige gebracht. Die Anzeige gleicht  
im Anstieg einer Spitzenwertanzei-  
ge, der Rücklauf wird bedämpft, und  
zwar so, daß nach Abschalten eines  
Vollpegelsignals ( $\cong 0 \text{ dB}$ ) bis zum  
Erlöschen der  $-20\text{-dB}$ -Leuchtdiode  
eine Zeit von ca. 1,5 sec vergeht. Die  
Bedämpfung erfolgt durch einen im

Gleichspannungszweig angeordne-  
ten Speichereleko. Bei Wiedergabe  
wird der Kombikopf auf den Ein-  
gangsverstärker geschaltet. Die Ge-  
genkopplung auf den Eingang ist  
hierbei abgeschaltet. Die Wiederga-  
beentzerrung erfolgt bis auf die  
Kopftoleranzkorrektur im Eingangs-  
verstärker. Gleiches gilt für das Um-  
schalten der Zeitkonstante von 70  
auf 120  $\mu\text{s}$ .

Das entzerrte Wiedergabesignal ge-  
langt zum Dolby-IC. Mit diesem wird  
das Signal linear bis zum Nennaus-  
gangspegel von  $U_e = 1,5 \text{ V}$  hochver-  
stärkt. Mit dem Ausgangspegelstel-  
ler kann die hohe Ausgangsspan-  
nung zur Anpassung an die nachge-  
schaltete Anlage zwischen 1,5 und  
0,5 V eingestellt werden.

Nach dem Ausgangspegelsteller  
folgt ein elektronischer NF-Schalter.  
Dieser ist nur bei Wiedergabe/Start  
und Wiedergabe/Pause leitend. Bei  
Aufnahme, Stop, Vorlauf bzw. Rück-  
lauf und, was besonders wichtig ist,  
bei Überspringen und Wiederholen  
ist der Schalter geöffnet. Da der  
Anzeigeverstärker nach wie vor  
am Dolby-Meßpunkt angeschaltet  
bleibt, wird auch das Wiedergabe-  
signal genauso wie das aufzuneh-  
mende Signal angezeigt.

Wie schon bei anderen Geräten, so  
wird auch beim MCF 500 das Um-  
schalten der HF auf der Gleichstrom-  
seite des Oszillators vorgenommen.

Dies hat bei diesem Gerät die Vorteile, daß die BIAS-Einstellung ohne Komplikationen (z. B. HF-Störungen durch lange Leitungen) möglich ist und daß die Postfading-Funktion leicht verwirklicht werden konnte. Mit dem BIAS-Einsteller besitzt der Kunde die Möglichkeit, daß er auch von der DIN-Charge abweichendes Bandmaterial verwenden kann. Da die BIAS-Einstellung nur bei Aufnahme wirkt, muß zunächst eine Probeaufnahme gemacht werden. Sind gegenüber dem Original zuwenig Höhen vorhanden, so wird der Einsteller in Richtung „-“ (weniger Vormagnetisierung) verdreht. Umgekehrt wird er bei zuviel Höhen in Richtung „+“ (mehr VM) verstellt. Am besten für diese Probeaufnahme eignet sich als Signal das Rauschen zwischen den Sendern bei UKW. Es sollte dabei nicht über -10 dB ausgesteuert werden. Um diese schwierige Prozedur zu vereinfachen, ist der Bedienungsanleitung eine Liste der bekanntesten Bandmaterialien mit den dazugehörigen Einstellpunkten beigelegt. Da aber jedes Bandmaterial für sich noch streuen kann, sollen diese angegebenen Punkte nur eine ungefähre Richtlinie darstellen.

### Postfading:

Bei Aufnahmen von Rundfunkprogrammen kommt es häufig vor, daß der Sprecher am Anfang und Ende eines Musikstückes mit aufgezeichnet wird. Beim MCF 500 kann nun während der Wiedergabe das störende Sprechen mittels der Postfading-Einrichtung herausgelöscht werden. Dazu muß zuerst auf die Starttaste gedrückt werden. Etwa drei Sekunden bevor der Sprecher zu reden ansetzt, wird auf die Postfadingtaste, links im Kopfhäuschen, gedrückt. Das Stück wird automatisch durch eine vorgegebene Zeitkonstante weich ausgeblendet. Ist das Bandstück mit der ungewollten Aufzeichnung abgelaufen, so wird die Postfadingtaste losgelassen. Die Wiedergabe setzt daraufhin wieder ein. Ist der volle Pegel erreicht, so kann die Starttaste, welche während der gesamten Dauer des Vorgangs gedrückt werden muß, wieder losgelassen werden. Wird die Starttaste zuerst losgelassen, so setzt die Musik schlagartig ein, was ja vermieden werden soll.

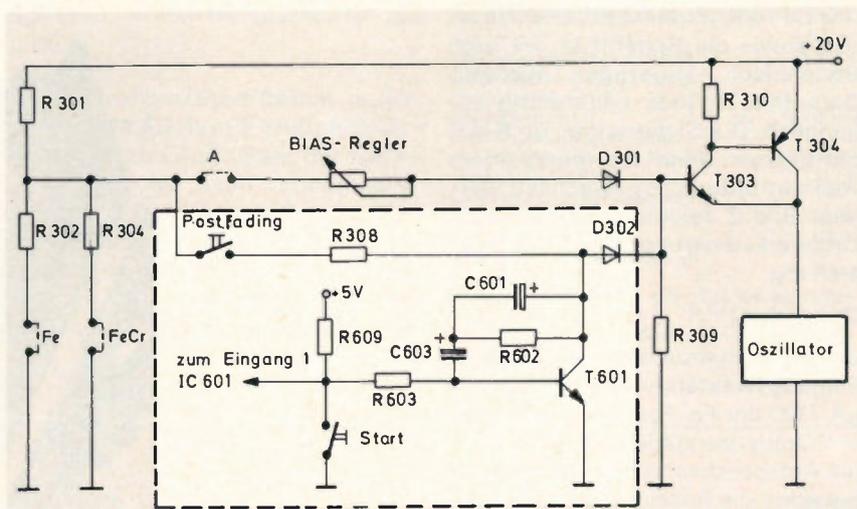


Bild 3 Schaltungsauszug „Postfading“

Die Postfading-Schaltung (Schaltungsauszug Bild 3) überbrückt den bei Wiedergabe geöffneten Aufnahmeschalter. Durch das Drücken der Postfadingtaste wird die Versorgungsspannung an den Arbeitswiderstand des Transistors T 601 angelegt. Der Transistor T 601 ist so lange leitend, wie die Starttaste nicht gedrückt wird. Die Kollektorspannung ist in diesem Fall etwa 0 V. Wird zusätzlich zur Postfadingtaste noch die Starttaste gedrückt, so wird die Basisspannung vor dem Widerstand R 603 kurzgeschlossen, der Transistor sperrt. Die Zeit, die vom leitenden zum gesperrten Zustand vergeht, hängt von den Zeitkonstanten R 603/C 603 und R 602/C 601 ab. Mit diesen Zeitkonstanten steigt die Spannung am Kollektor des Transistors T 601. Diese Spannung gelangt über die Diode D 302 auf den Transistor T 303 und steuert den Oszillator. Der Löschstrom steigt proportional zur Betriebsspannung des Oszillators. Das Signal auf dem Band wird somit weich ausgelöscht.

Beim Loslassen der Postfadingtaste wird die Betriebsspannung für den Transistor T 601 abgeschaltet. Die Kondensatoren C 601/C 603 wirken als Speicher, welche über den Widerstand R 309 langsam entladen werden. Der Löschstrom nimmt mit dieser Zeitkonstante ab, die Löschung klingt ab, und das ursprünglich auf dem Band aufgezeichnete Signal ist wieder zu hören.

Wird die Starttaste zuerst losgelassen, so wird der Transistor T 601 sofort leitend, und die Löschung wird ebenfalls sofort beendet (harter Einsatz).

### Wiederholautomatik (Suchlauf)

Als weitere Besonderheit besitzt das MCF 500 die Überspring- bzw. Wiederholautomatik. Dazu mußte das Laufwerk aus dem CF 5500 abgeändert werden. Es erhielt einen zusätzlichen Magneten, der den abfallenden Kopfschlitten in der Cueing-Stellung festhält (das ist die Stellung, bei der der Kombikopf das vorbeilaufende Band gerade noch berührt). Beim Suchlauf wird eine Pause zwischen zwei Musikstücken erkannt und ausgewertet. Ist das Gerät in Wiedergabe/Start, und man will dieses eben gehörte Stück überspringen, so drückt man die Vorlauf-taste. Wird von Start in Vorlauf oder Rücklauf geschaltet, so wird gleichzeitig ein Speicher gesetzt. Es folgt somit nicht Vorlauf oder Rücklauf, sondern Überspringen bzw. Wiederholen (in unserem Beispiel „Überspringen“). Der gesetzte Speicher läßt den Cueing-Magneten anziehen, so daß der Kopfschlitten nur bis zur Cueing-Stellung abfallen kann. Das Signal auf dem Band kann in dieser Stellung während des Vorlaufs abgetastet werden. Mit dem Schalten des Magneten wird zusätzlich auch die Umspulgeschwindigkeit auf ca. 2/3 der normalen Umspulgeschwindigkeit durch den gesetzten Speicher herabgesetzt. Kommt nun eine Pause zwischen den Musikstücken, die bei Start länger als vier Sekunden dauert und bei der der Pegel während dieser Zeit um mehr als 40 dB abgesenkt ist, so gibt die Pausen-Auswertschaltung, die auf dem Verstärkerbaustein sitzt, einen Impuls an die Laufwerksteuerung weiter. Dieser Impuls setzt die Logik wieder in Start, und nach dem Abbremsen das Bandes bis zum Still-

stand geht auch das Laufwerk wieder in die ursprüngliche Startfunktion. Nun folgt der Anfang des nächsten Musikstückes. Will man nun den Anfang des gerade laufenden Stückes noch einmal hören, drückt man auf „Rückspulen“, das Gerät läuft im Suchlauf bis zur letzten 4-Sekunden-Pause und schaltet wieder in Start. Der Anfang des Stückes wird noch einmal gespielt. Dieser Suchlauf funktioniert auch aus Aufnahme/Start oder Pause. Nur folgt nach der gefundenen Pause Wiedergabe/Start.

(Siehe auch Blockschaltbild Bild 4)

### Schaltuhrgesteuerte Aufnahmen:

Mit dem MCF 500 lassen sich auch mit einer Schaltuhr gesteuerte Aufnahmen durchführen. Es wird zuerst in Aufnahme/Pause geschaltet und richtig ausgesteuert. Daraufhin wird der beigefügte Schaltuhrschlüssel aus seinem Aufbewahrungsort (rechts neben dem Kopfhäuschen) gezogen und in das mit einer Uhr bezeichnete Loch im Kopfhäuschen gesteckt. Mit diesem Schlüssel werden zwei Funktionen gleichzeitig erfüllt: Zum einen wird der Kopfschlitten am Abfallen und somit das Auslösen der Aufnahmetaste verhindert und zum anderen wird ein Kontakt geschlossen, der beim Einschalten

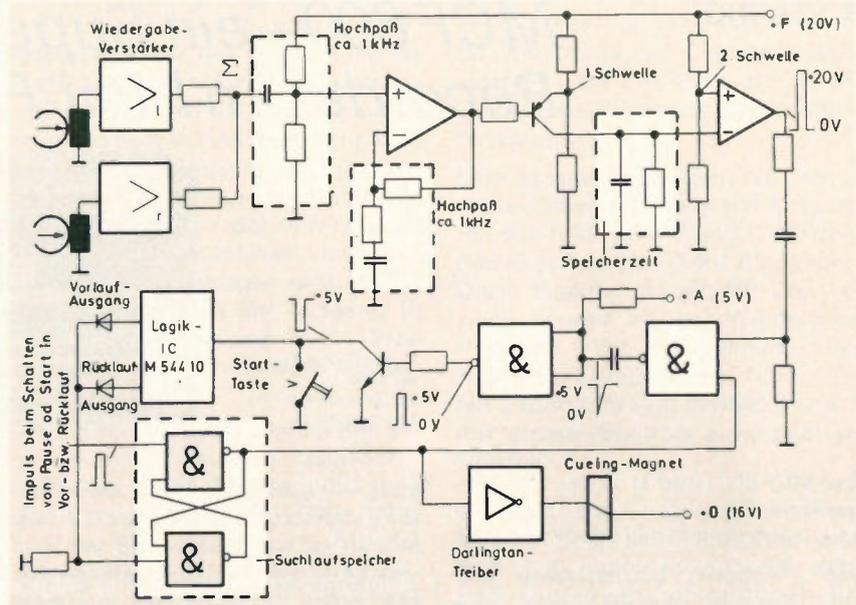


Bild 4 Blockschaltbild „Suchlauf“

der Schaltuhr das Gerät in Start schalten läßt. Nach dem Einstecken des Schlüssels kann der Netzstecker gezogen und die Schaltuhr eingefügt werden. Jedesmal wenn die Schaltuhr einschaltet, geht der Cassettenrecorder in Aufnahme/Start. Wird jedoch bei der Vorbereitung die Aufnahmetaste nicht gedrückt, so kommt beim Einschalten der Uhr „Wiedergabe/Start“.

### Netzteil:

Wie schon erwähnt, besitzt das Gerät einen kompakten Netzteilblock.

Auf dieser Leiterplatte werden alle nötigen Versorgungsspannungen für das Laufwerk und den Verstärker erzeugt. Es sind dies:

- stabilisierte 20 V für den Verstärker
- stabilisierte 11 V und 5 V sowie deren Überspannungen von ca. 16 V und 8 V für die Laufwerksteuerung.

Die Referenzen für die stabilisierten Spannungen 11 V und 5 V werden aus der stabilisierten 20-V-Spannung abgeleitet.

## Technische Daten MCF 500/MCF 600

### MCF 500

Stromversorgung: Wechselstrom 50/60 Hz  
220-230 V ± 10%

Leistungsaufnahme: max. 25 W

ICs: 9

Transistoren: 48

Dioden: 57 + 27 LEDs

Gleichrichter: 1

Sicherungen: sekundär 630 mA T, 2 x 1,6 A

Tonträger: Compact-Cassette  
(nach DIN 45 516)

Bandgeschwindigkeit: 4,76 cm/s

Umspulzeit: ca. 65 s für C-60-Cassette

Übertragungsbereich:  
30 ... 16 000 Hz

Geräuschspannungsabstand:  
mit/ohne Dolby-NR-System  
FeCr-Band 67/59 dB  
Cr-Band 65/57 dB  
Fe-Band 66/58 dB

Gleichlaufschwankungen:  
≤ ± 0,12%

Übersprechdämpfung:  
40 dB

### Eingänge:

Mikrofonbuchse 2 x 1,3 ... 130 mV an 5,6 kΩ  
2 x 0,1 ... 10 V an 1 MΩ  
Spannungsversorgung für Kondensator-Mikrofon 19,5 V an 1 kΩ  
Radiobuchse 2 x 0,1 ... 10 μA an 5,6 kΩ  
Linebuchse 2 x 50 mV ... 5 V an 470 kΩ

### Ausgänge:

Radio 2 x 0,35 ... 1,2 V an 10 kΩ  
(Kontaktbelegung wie MCF 600)

### MCF 600

Stromversorgung: Wechselstrom 50/60 Hz,  
220-230 V ± 10%

Leistungsaufnahme: max. 25 W

ICs: 14

Transistoren: 55

Dioden: 57 + 27 LEDs

Gleichrichter: 1

Sicherungen: sekundär 630 mA T, 2 x 1,6 A

Tonträger: Compact-Cassette (nach  
DIN 45 516)

Bandgeschwindigkeit: 4,76 cm/s

Umspulzeit: ca. 65 s für C-60-Cassette

Übertragungsbereich: 30 Hz ... 16 kHz  
(30 Hz ... 15 kHz ± 2,5 dB)

Geräuschspannungsabstand: Metallband mit  
HighCom NR: 78 dB

Gleichlauffehler: 0,12%

### Eingänge

Radiobuchse:  
Je 2 x 0,12 ... 12 uA, 1 + 4; 2 = Masse

Linebuchse:  
2 x 60 mV ... 6 V an 470 kΩ, 3 + 5,  
2 = Masse

Mikrobuchse:  
2 x 1,1 ... 110 mV an 6,8 kΩ, 1 + 4,  
2 = Masse  
2 x 120 mV ... 12 V an 1 MΩ, 3 + 5

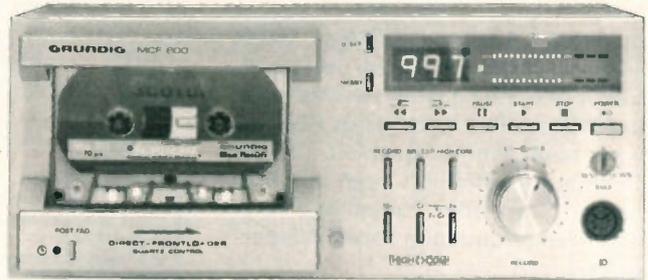
Mittelkontakt mit Stromversorgung für Kondensator-Mikrofon 20 V, Ri = 1 k

### Ausgänge

Radio: 2 x 0,5 ... 1,5 V an 4,7 kΩ

Fernbedienungsbuchse:  
Alle Laufwerksfunktionen

# MCF 600 – ein Super-Recorder im Mini-Format



**Bild 1**  
Vorderansicht des MCF 600 bestückt mit einer Me-Cassette

Der MCF 600 (**Bild 1**) ist das Spitzengerät der Cassetten-Tape-Decks der Mini-Serie, er enthält zwei revolutionäre Neuentwicklungen auf dem HiFi-Gerätesektor, die es erlauben, Aufnahmen in bisher nicht möglichen Qualitätsmaßstäben durchzuführen.

Daran beteiligt ist zuerst das Breitband-Compandersystem HighCom, welches von der Firma Telefunken entwickelt wurde.

Des weiteren erlaubt ein spezieller AW-Kopf mit Kernmaterial aus Sennidst-Legierung und ein neu dimensionierter HF-Löschgenerator das Bespielen von „Reineisenbändern“, welche eine Aussteuerbarkeit für hohe Frequenzen besitzen, die Werte von Spitzengeräten mit „Offenspulen“ bei der Bandgeschwindigkeit von  $v = 19 \text{ cm/s}$  übertreffen (siehe auch TI 4/79, Seiten 213/215). Außerdem besitzt das Gerät eine Dolby-NR-Einrichtung, die es erlaubt, fremdbespielte dolbysierte Cassetten abspielen zu können.

Das Laufwerk und andere wesentliche Bauteile sowie die Bedienung gleicht dem vorher beschriebenen Gerät MCF 500, so daß sich die nachfolgende Schaltungsbeschreibung auf die mit HighCom und den mit Reineisenband-Betrieb zusammenhängenden Probleme beschränkt.

Die HighCom-Schaltung ist integriert und trägt die Bezeichnung U 401 B.

**Eingangsverstärker** (siehe Blockschaltbild auf Seite 77):

Von den Eingangsquellen Radio, Line und Mikro-Universal muß der jeweilige Signalpegel durch den Eingangsverstärker auf die Eingangsempfindlichkeit (30 mV) des HighCom-ICs gebracht werden. Für die Aufnahme-Signalquellen reicht dafür eine spannungsverstärkende Stufe (T 101/T 201) mit einem gleichstromgekoppelten Emitterfolger (T 102/T 202) aus. Sie wird bei der Wiedergabe als Entzerrerverstärker geschaltet, wobei die Zeitkonstantenumschaltung durch die Bandsortenschalter erfolgt (120  $\mu\text{s}$  Fe; 70  $\mu\text{s}$  Me, Cr, FeCr). Mit C 101, C 201 entsteht durch die Parallelresonanz mit der Induktivität des AW-Kopfes die Höhenanhebung (Entzerrerkurve **Bild 2**).

Nur bei Wiedergabe ist die Verstärkerstufe (T 103/T 203) in den Signalweg geschaltet und erfüllt folgende Aufgaben:

1. Pegelanhebung von ca. 3,5 mV auf 30 mV
2. Frequenzgangkorrektur durch RC-Glied (R 123, C 110, R 223, C 210) im Emitterkreis

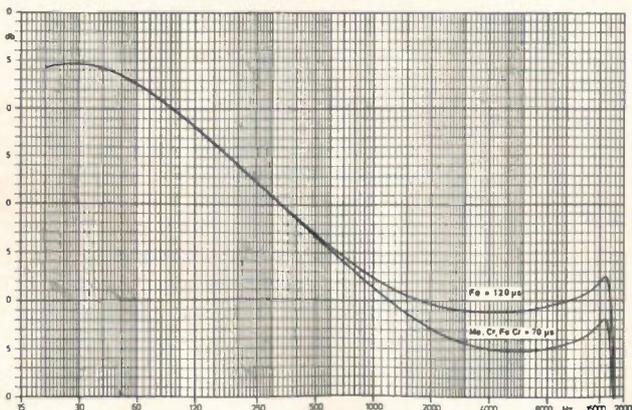
3. Ausgleich von Verstärker und AW-Kopfempfindlichkeitsstreuungen durch R 124, R 224.

**HighCom** (Schaltbildauszug siehe Seite 78):

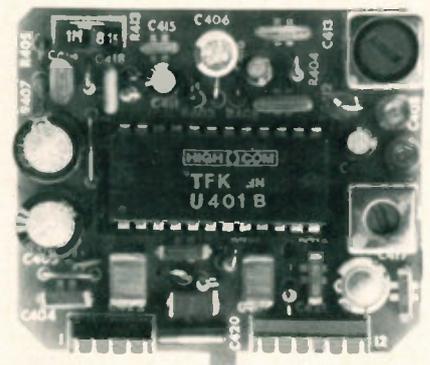
„HighCom“ ist die Bezeichnung für ein neues Rauschminderungssystem, welches von der Fa. Telefunken entwickelt wurde. Da es sich hierbei um ein sogenanntes Breitbandcompandersystem handelt, wird nicht nur das bewertete Rauschen (Kurve A DIN 45633) um ca. 20 dB vermindert, sondern es werden auch tieffrequente Störanteile (z. B. Brummeinstreuungen in den AW-Kopf) mit erfaßt. Die breitbandige Messung (Fremdspannung bewertet nach DIN 45405) ergibt daher noch eine Verbesserung durch „HighCom“ von ca. 14 dB.

Pegelfehler zwischen Kompressor und Expander, die besonders bei Cassettengeräten durch die Vielfalt der Bandsorten unvermeidlich sind, führen jedoch nicht zu Frequenzgangfehlern, was eine weitere große Verbesserung bedeutet.

Aus Platzgründen wurde der größte Teil der Bauteile für die HighCom-Schaltung zu einem Mono-Baustein (**Bild 3**) zusammengefaßt. Im MCF 600 sind die zwei HighCom-Bausteine über Mini-Match-Steckverbin-



**Bild 2**  
Wiedergabeentzerrung des MCF 600



**Bild 3** Mono-Baustein mit HighCom-Schaltung

dungen mit der Verstärkerplatte verbunden und leicht austauschbar.

Vom Steckkontakt 6 gelangt das vom Eingangsverstärker auf 30 mV angehobene Signal an den nicht invertierenden Eingang des Verstärkers A im U 401 B, dessen Verstärkung durch interne Gegenkopplung auf  $V_A = 30$  dB festgelegt ist. Dieser Faktor wird von den integrierten Quell- bzw. Abschlußwiderständen für das MPX-Filter auf 26 dB Verstärkung zwischen Pin 7 und Pin 8 des ICs verringert. Zwischen die Anschlüsse 8 und 14 ist das MPX-Filter geschaltet. Damit die erste Nullstelle des Filters genau bei 19 kHz liegt, kann mit L 401 das Filter abgeglichen werden. Die Dämpfung muß bei 19 kHz, bezogen auf 333 Hz,  $\geq 30$  dB betragen. Das Filter ist notwendig, damit hochfrequente Störspannungen (Pilottonreste und HF-Generatoreinstreuungen im Eingangsverstärker) nicht den HighCom-Kompressor beeinflussen können.

Dem Filter nachgeschaltet ist ein weiterer nicht invertierender Operationsverstärker B mit einer Verstärkung von 1. Der Ausgang (Pin 15) wird über Steckverbindung 1 und C 113/C 115 bzw. C 213/C 215 an die NF-Kopfstromeinsteller R 134/R 234 geführt. In den zweiten Eingang des Verstärkers B (Pin 12) gelangt das rückgeführte Signal des Expanderausgangs von Verstärker D über einen elektronischen Umschalter. Der Kompressor wird somit durch den Verstärker B, in dessen Gegenkopplung der Expander geschaltet wird, gebildet.

Ab Pin 15 beginnt der Expander mit einem RC-Netzwerk, das zwischen den Anschlüssen 15 und 16 eine Höhenanhebung bewirkt (C 412, C 413, C 414, R 404, R 405). Parallel zum R 408 liegt ein integrierter Stellwiderstand und bestimmt mit der Verstärkung von Verstärker C. Über C 419, der zur Gleichspannungstren-

nung nötig ist, gelangt das Signal in den invertierenden Eingang des Verstärkers D. Für die Verstärkung ist R 412 (zwischen Pin 9, 10) bestimmend, dem ein RC-Glied parallel liegt und eine Höhenabsenkung hervorruft. In Kompressorschaltung bedeutet das allerdings eine Höhenanhebung, wodurch der verringerten Höhenaussteuerfähigkeit des Bandes Rechnung getragen wird. Als Expanderausgang ist der Ausgang 10 über Steckverbindung 9, C 111 an den elektronischen Schalter herausgeführt.

Am Pin 16 wird das Signal für den sogenannten Zweigweg abgenommen, über C 406, R 402 dem Eingang des Verstärkers E zugeleitet. Hier liegt der Stellwiderstand so, daß im Gegensatz zum Verstärker C die Verstärkung kleiner wird, wenn das Stellglied niederohmiger wird. Verstärker E ist komplementär zu Verstärker C geschaltet. Verstärker F hat eine Verstärkung von ca. 10fach. Von Pin 22 führt ein RC-Netzwerk auf den Eingang des Gleichrichters G (Pin 24), das als passiver Hochpaß geschaltet ist. Der Gleichrichter erzeugt die Regelspannung. Als Speicherkondensator dient C 424, der aus einer internen Referenzspannungsquelle (UREF = 6 V) über R 414, R 415 geladen wird. Die Entladung des Speicherkondensators erfolgt über eine Stromsenke, die ebenfalls integriert ist. Abhängig vom Regelzustand schwankt die Gleichspannung am C 424 von ca. 8 bis 11,5 V. Ein Einstellvorgang ist für den Signalgleichrichter erforderlich. Dazu ist eine tieffrequente Signalspannung (80 Hz) einzuspeisen, die Wechselfspannung an Pin 6 zu oszilloskopieren und mit R 413 zu symmetrieren. Die Sägezahnspannung muß die doppelte Frequenz des Eingangssignals haben. An Pin 23 ist die über Teilerwiderstände und einen Operationsverstärker „halbierte + F-Spannung“ herausgeführt. Sie

dient dem U 401 B als niederohmiger interner Referenzpunkt und hilft, den elektronischen Schalter „hochzulegen“, damit dieser den hohen Signalpegel klirrfaktorarm verarbeiten kann.

Eine Abspielmöglichkeit für „dolbyisierte Cassetten“ ist nach Zuschalten von R 407, C 417 und C 420 über den Expander des U 401 B gegeben. Diese Funktion ist mit NR-Exp. bezeichnet und nur bei Wiedergabe möglich. Die Kennlinien des HighCom-Kompressors und des NR-Expanders sind im Bild 4 bzw. 5 mit einem Gleitton aufgezeichnet worden.

#### Elektronische Umschaltung:

Die Umschaltung „HighCom ein/aus“ und „NR-Exp. ein/aus“ geschieht mit elektronischen Schaltern. Dazu wird ein CMOS-IC (14066) mit vier Analogschaltern verwendet. Je zwei pro Kanal sind als Umschalter eingesetzt. High-Signal an den Schalteingängen (Pin 6, 12, 5, 13) bedeutet geschlossener Schalter. Zur Realisierung der Umschaltfunktion muß ein invertiertes Signal von T 306 erzeugt werden. Da die NR-Expansion nur als Wiedergabefunktion möglich sein darf, verhindert der Wiedergabeschalter (34–36) in Stellung Aufnahme die „NR-Exp.-ein“-Funktion des elektronischen Schalters.

#### Aufsprech- und Ausgangsverstärker:

Nach den beiden HighCom-Ausgängen (Kompressor bzw. Expander), die einen Signalpegel von 600 mV, bezogen auf einen Bandfluß von 200 nWb/m, liefern, mußte eine weitere Verstärkerstufe (IC 102) geschaltet werden, um die Aufsprechentzerrung bzw. den geforderten Pegel für den Radioausgang von 1,5 V zu realisieren. Das Kompressorsi-

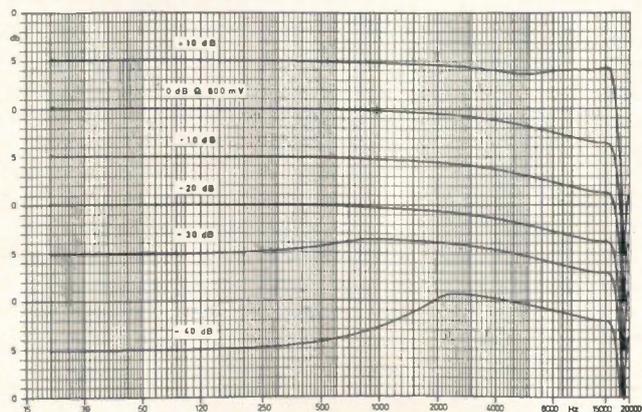


Bild 4 HighCom-Kompressorkennlinien

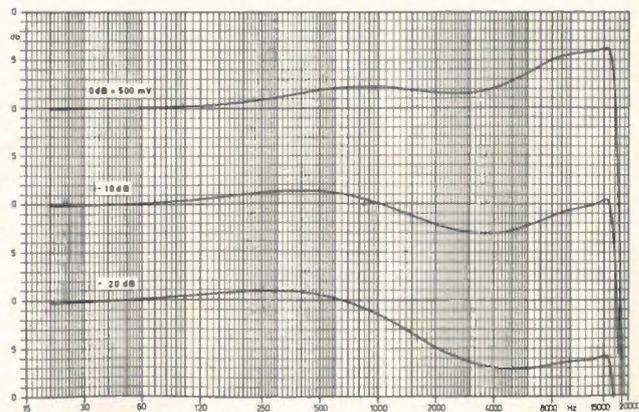


Bild 5 D-NR-Expanderkennlinien

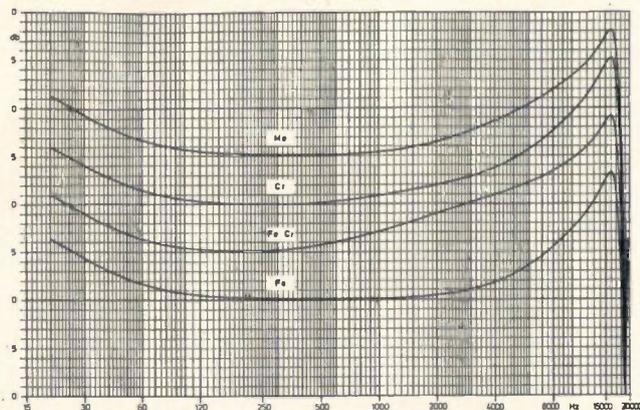


Bild 6 Aufnahmeentzerrung MCF600

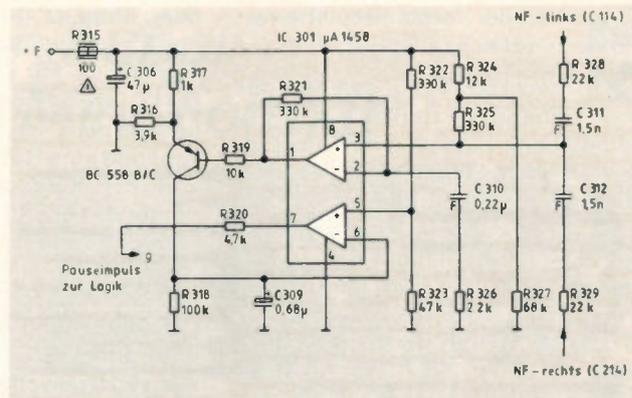


Bild 7 Pausenerkennungsschaltung MCF600

gnal wird zunächst über C 115, C 215 auf den Kopfstromeinsteller geführt. Hiermit wird der Kopfstrom so eingestellt, daß ein Bandfluß von 200 nWb/m auf einem Cr-Bezugsband erzeugt wird.

Vom Schleifer des Kopfstromeinstellers gelangt das Signal an vier Widerstände in der Aufnahmeentzerrung, die je nach Bandsorte die Verstärkung und damit den Kopfstrom bestimmen. Parallel zu diesen Widerständen sind RC-Glieder geschaltet, die einen Teil der Höhenanhebung – entsprechend der Bandsorte – hervorrufen. Um die Steilheit der Höhenanhebung bzw. ein Abfallen des Frequenzganges oberhalb des Übertragungsbandes zu erreichen, ist ein überbrücktes T-Glied vorhanden (Entzerrerkurven Bild 6).

Ein Ausgangspegelinsteller zum Anpassen des MCF 600 an die Verstärkeranlage wird bei Wiedergabe an den Ausgangsverstärkereingang geschaltet. Mit diesem Einsteller kann die Ausgangsspannung von ca. 0,5 bis 1,5 V eingestellt werden. Die Transistoren T 105/T 205 übernehmen einen Teil der Stummschaltung des Radioausganges in der Funktion „Überspringen“ bzw. „Wiederholen“, da hier die Dämpfung des FETs (T 108/T 208) allein nicht ausreicht.

Der Verstärker Ausgang wird bei Aufnahme an den Aufsprechwiderstand R 165/R 265 und bei Wiedergabe auf den als „DIN-Abschaltung“ eingesetzten FET T 108/T 208 geschaltet.

#### Oszillator:

Zur Erzeugung der erforderlichen Lösch- und Vormagnetisierungsströme ist ein Gegentaktoszillator mit einer Schwingfrequenz von 105 kHz eingesetzt.

Durch Spannungsteiler an der Basis der Darlingtonschaltung von T 303/T 304 werden die Vormagnetisie-

rungswerte der vier Bandsorten festgelegt. Von den Bezugsbändern abweichende Bandsorten können individuell mit dem „Biaseinsteller“ im Frequenzgang linearisiert werden. Diese Einstellung kann der Kunde mit Hilfe der in der Bedienungsanleitung ersichtlichen Werte selbst vornehmen.

Für eine Löschdämpfung > 70 dB beim Reineisenband muß die aufgebrauchte Löschkopfleistung sehr hoch sein. Um eine Übersteuerung des Löschkopfes zu verhindern, wird der Löschkopfstrom auf 150 mA eingestellt. Der Löschkopfstrom kann einfach als Spannungsabfall an R 315, der in der „kalten Kopfleitung“ liegt, gemessen werden.

Aus Verlustleistungsgründen wurden die C-Trimmer für die VM-Einstellung (C 136, C 236) verwendet.

#### Aussteuerungsanzeige:

Ein zweistufiger Verstärker (T 106/T 107), mit einer Höhenanhebung versehen, verstärkt den 600-mV-Pegel vom HighCom-Ausgang auf 2 V. Die Gleichspannung des Spitzwertgleichrichters steuert zwei ICs (51, 52), an deren Ausgängen 10 LEDs der Anzeigeschaltung liegen. Der Anzeigebereich beträgt ca. 25 dB.

Die Vollaussteuerung des Bandes wird durch Aufleuchten der gelben LEDs signalisiert. Mit dem Anzeigen-Einsteller ist die Aussteuerungsanzeige so geeicht, daß bei einem Pegel von -1,5 dBm (Meßpunkt D 1) die erste rote LED gerade aufleuchtet.

#### Pausenerkennungsschaltung:

(Schaltbildauszug Bild 7)

Um eine deutliche Unterscheidung einer künstlerischen Pause in einem Musikstück von einer Pause zwi-

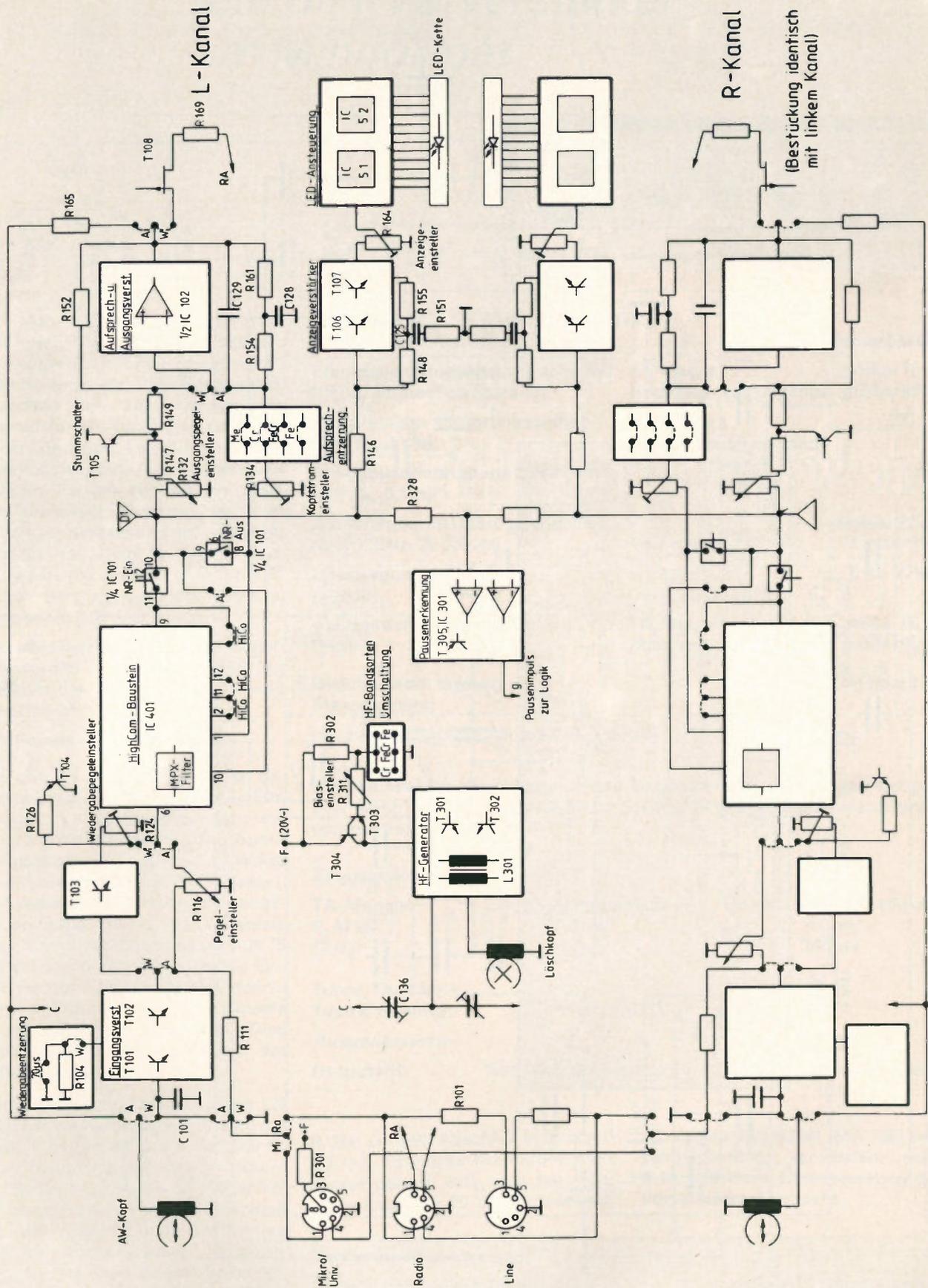
schen zwei Musikaufzeichnungen zu erhalten, ist es notwendig, bereits bei der Aufnahme eine Pause von > 4 s mit zugeordnetem Pegelregler aufzuzeichnen.

Aus der Zeit und der Dynamik ( $\geq 40$  dB) dieser Pausen ist für den größten Teil der bekannten Musikstücke eine sichere Unterscheidung durch die Auswerterschaltung möglich. Ausnahmen sind bei klassischer Musik und Sprache zu machen.

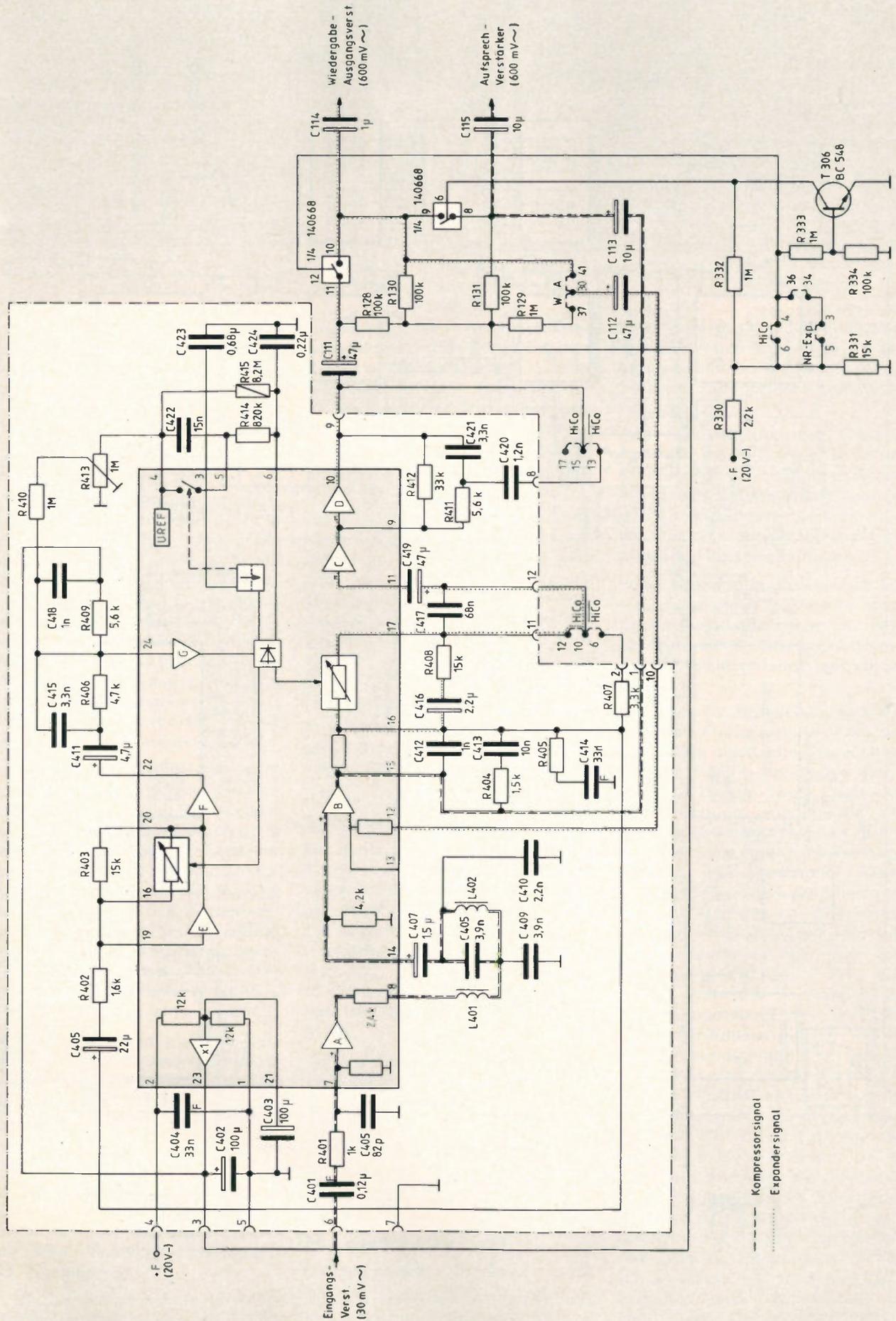
In der Überspring- bzw. Wiederholungsfunktion des MCF 600 wird ein derartig aufgezeichnetes Band mit einer 10- bis 25fachen Startgeschwindigkeit am AW-Kopf tangierend vorbeigeführt.

Das vom Kopf abgegebene Signal ist daher im Frequenzbereich um diesen Faktor nach oben verschoben und durch den  $\omega$ -Gang höher im Pegel. Der höhere Pegel mußte vor dem HighCom-Eingang auf den Startpegel reduziert werden. Dafür ist T 104, T 204, außer bei Wiedergabe-Start, durchgeschaltet. Damit werden R 126, R 226 auf Masse gelegt, und es erfolgt eine Spannungsteilung durch Belastung des Verstärker-Innenwiderstandes. Über zwei Widerstände (R 328, R 329), vom heißen Ende des Ausgangspegelreglers abgezweigt, wird das Signal von beiden Kanälen auf den Pin 3 des IC 301 zusammengeführt. Der Arbeitspunkt und die Verstärkung ist so gewählt, daß ein Absinken des Signalpegels auf -40 dB das Sperren von T 305 bewirkt. Nun kann sich C 309 über R 318 entladen, bis die Spannung an Pin 6 gleich ist mit der Vorspannung über die Teilerwiderstände R 322, R 323 an Pin 5. Damit springt die Ausgangsspannung des zweiten Operationsverstärkers (Pin 7) auf ca. 18 V, wenn eine Pause zwischen zwei Musikstücken erkannt wird. Die Verzögerungszeit beträgt ca. 100 ms.





Blockschaltbild MCF600



- - - Kompressor signal  
 ..... Expander signal

Blockschaltbild „HighCom“ mit Peripheriebeschaltung

# GRUNDIG – MXV 100 ein HiFi-Vorverstärker im Miniformat

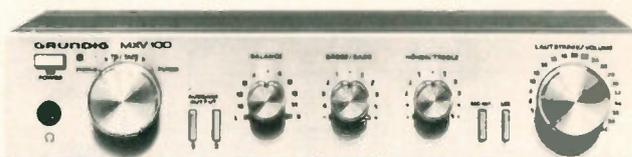


Bild 1 MXV 100, ein Spitzenvorverstärker in Mini-Ausführung

Der MXV 100 (Bild 1 zeigt die Vorderansicht) wurde zum Ansteuern von Aktiv-Boxen und Endstufen entwickelt. Er ist das Verbindungsglied zwischen den Signalquellen, wie Plattenspieler, Tuner, Magnetbandgerät, und den Lautsprechern. Im Idealfall werden Aktiv-Boxen verwendet. Für den Betrieb mit passiven Lautsprechern ist die Zwischenschaltung eines Endverstärkers notwendig. Hierzu wurde die Mini-Endstufe MA 100 in das Programm aufgenommen, dieses Gerät wird zu gegebener Zeit beschrieben.

Die elektroakustischen Eigenschaften wurden so festgelegt, daß das Gerät in die Weltspitzenklasse einzustufen ist.

(Siehe nebenstehende Daten.)

Bei den Eingangswerten ist zu beachten, daß die hochpegeligen Eingänge bei einer Quellimpedanz von 22 kΩ ermittelt werden. Die Spannungsangaben sind E'-Werte (EMK). Geräte exotischer Produktionen weisen üblicherweise Eingangswiderstände um 47 kΩ, teilweise, wie Tests bestätigen, sogar nur 15 kΩ auf. Die praktisch nutzbaren Eingangsempfindlichkeiten sind dann – je nach Widerstand der Signalquelle – entsprechend schlechter. Dies wird meistens beim Vergleich der Daten übersehen.

Mit der Ausgangsimpedanz von 120 Ω ist bei Verwendung von Hörern mit Nennimpedanzen von 8 bis 2000 Ω, auch bei orthodynamischen Hörern ein Schalldruckpegel von 110 bis 120 dB zu erreichen. Für den Anschluß ist der international verbreitete 6,35-mm-Klinkenstecker vorgesehen, für welchen es interessanterweise auch international keine Norm gibt. Hierzu hat der deutsche Normenausschuß bei der IEC die Normung beantragt.

Nun die wichtigsten Daten im einzelnen:

<b>Klirrfaktor:</b>		kleiner 0,005 %
<b>Fremdspannungsabstand effektiv (unbewerteter Störabstand)</b>	TA-Magnet	größer 75 dB
	Hochpegelige Eingänge	größer 98 dB
<b>Eingangübersteuerungssicherheit (K<sub>tot</sub> 0,1 %):</b>	TA-Magnet	200 mV
	Hochpegelige Eingänge	10 V
<b>Ausgangsübersteuerungssicherheit (K<sub>tot</sub> 0,1 %):</b>		10 V
<b>Abweichung im Übertragungsbereich (20 Hz–20 000 Hz):</b>		kleiner 0,5 dB
	TA-Magnet	kleiner 1 dB
<b>Übertragungsbereich (–3 dB)</b>		5 Hz–60 kHz
<b>Übersprechdämpfung (1 kHz)</b>	TA-Magnet	größer 80 dB
	Monitor	größer 95 dB
<b>Gleichheit der beiden Stereokanäle:</b>		kleiner 1 dB
	(bis zur Lautstärkestellerposition –60 dB)	

**Anschlüsse:** Die Anschlüsse an den Eingängen bzw. Ausgängen entsprechen elektrisch und mechanisch den Standards des Internationalen Elektrotechnischen Komitees (IEC).

**Eingangswerte**

<b>TA-Magnet:</b>	Eingangsempfindlichkeit	Übersteuerungsfestigkeit
R <sub>E</sub> 47 kΩ	2 mV	100 mV
1 kHz	4 mV	200 mV

<b>Tuner, Tape 1, Tape 2, Monitor:</b>	200 mV, R <sub>E</sub> 330 kΩ	10 V
--	-------------------------------	------

**Ausgangswerte**

<b>Output I/II:</b>	Nennausgangsspannung	Übersteuerungsfestigkeit
	1 V	10 V

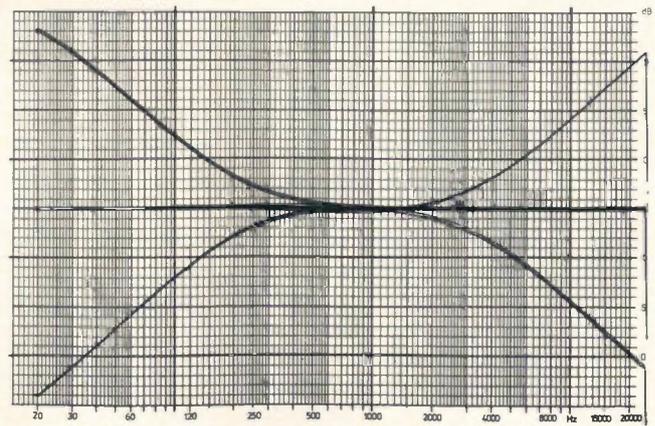
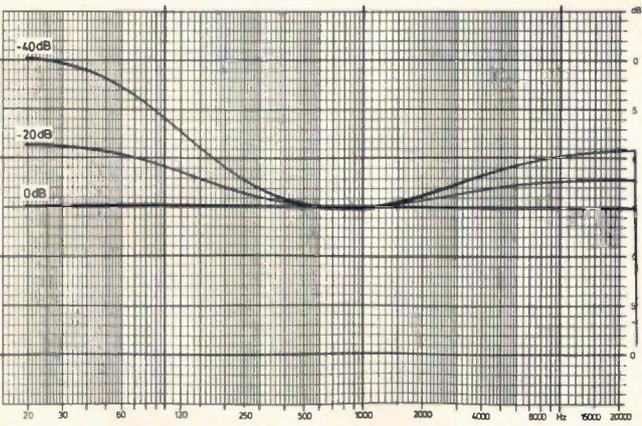
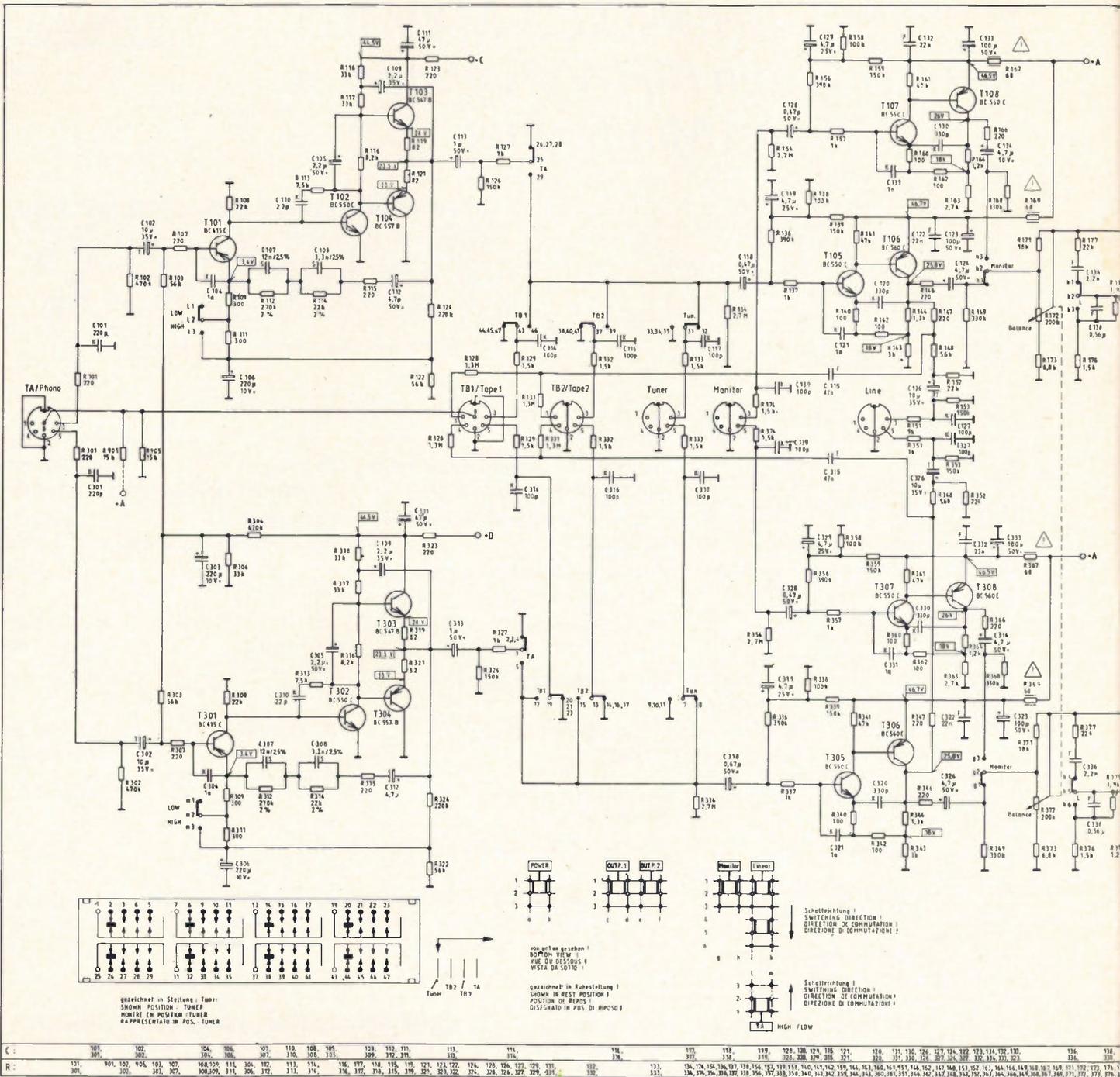
R<sub>i</sub> 200 Ω reell, Abschlußwiderstand 4,7 kΩ. Es wurde besonders Wert darauf gelegt, daß auch bei einer Dämpfung von 20 dB am nachgeschalteten Verstärker (MA 100) eine Fehlbedienung vermieden wird, d. h., daß keine Übersteuerung des Vorverstärkers entsteht.

**Tonbandaufnahmesignal:**

Spannungsausgang: (line)	500 mV	R <sub>i</sub> kleiner 8 kΩ
Stromausgang (DIN):		22 mV an 47 kΩ

**Kopfhörer**

Ausgangsleistung:	100 mW an 120 Ω
-------------------	-----------------





machen. **Bild 4** zeigt die exakte Einhaltung der Entzerrung.

Eine interessante Lösung ist der mechanische Programmquellenwahlschalter. Er befindet sich direkt an den Eingangsbuchsen, da, wo er hingehört. Der Bedienkopf ist vorn links in der Nähe des Netzteiles bzw. des Kopfhörerverstärkers; die Betätigung erfolgt über ein Stahlband. Nur so war es ohne jegliche Verwendung von abgeschirmten Leitungen möglich, sehr gute Fremdspannungs- und Übersprechwerte zu erreichen. **Bild 5** zeigt den übersichtlichen Innenaufbau, die beschriebene Anordnung ist klar ersichtlich.

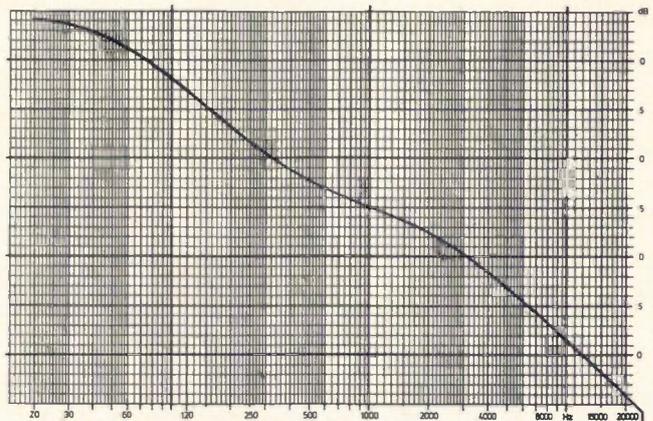
Eine weitere Besonderheit ist der Monitorverstärker. Auch er ist direkt an der Monitorbuchse angeordnet. Der Schalter wählt nur zwischen zwei niederohmigen Quellen. Das gefürchtete Echo bzw. Vorecho bei Monitorbetrieb wird damit sicher verhindert.

Die Signalausgänge werden beim Einschalten der Geräte nach Einlaufen der Arbeitspunkte zeitverzögert durch ein Minirelais freigegeben. Am Kontakt 8 (Mittelstift) der Ausgangsbuchse liegt eine Gleichspannung von 28 V. Sie dient zum Fernschalten der nachgeschalteten Endstufen. Die Endstufen MA 100 und A 5000 sind für diese Ferneinschaltung vorgesehen. Es ist deshalb auch in Verbindung mit dem niederohmigen Ausgang möglich, auch mehrere Endstufen über lange Leitungen (bis ca. 50 m) abgesetzt zu betreiben.

Der Kopfhörerverstärker – in diskreter Transistortechnik aufgebaut – wird mittels Spannungsgegenkopplung und einer Spannungsrückkopplung (direkt von der Buchse) auf einen dynamischen  $R_L$  von 120  $\Omega$  gebracht. Im weiten Anpassungsbereich von 8 bis 2000  $\Omega$  ist eine gleichbleibende Lautstärke möglich. Die derzeit am Markt befindlichen integrierten Schaltkreise sind für diese hohe Qualitätsanforderung noch ungeeignet (Übernahmeverzerrungen, Rauschen).

### Hochfrequenz-Störeinstrahlung

Die für HiFi-Geräte schwer einzuhaltenen Bedingungen der Deutschen Bundespost werden erfüllt. Wie aus dem Schaltbild zu ersehen ist, sind sämtliche Ein- und Ausgänge direkt an den Buchsen durch RC-Glieder gegen das Einströmen von HF-Signalen abgeblockt. Würde man die RC-Glieder entfernen, so reicht der



**Bild 4**  
Entzerrerkurve TA

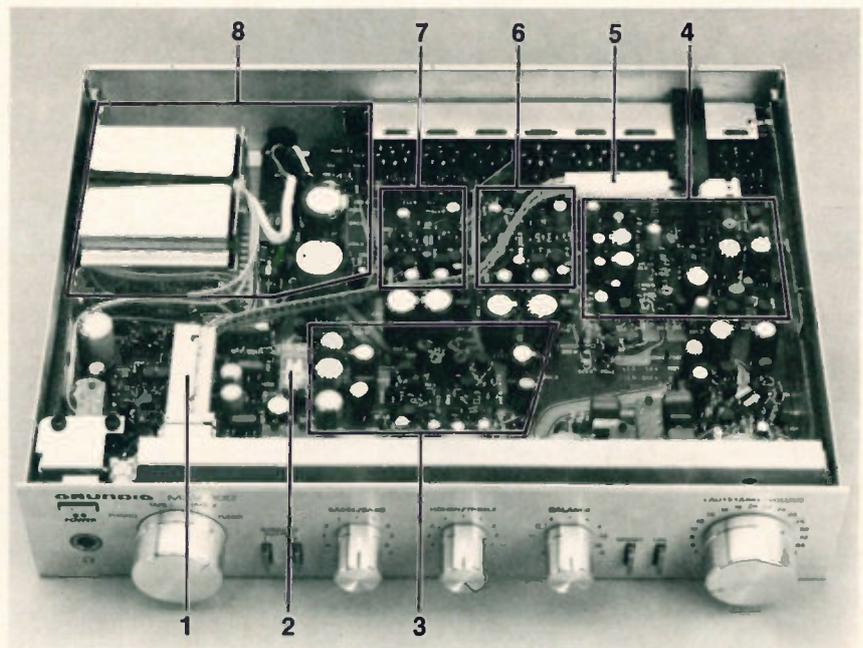
Übertragungsbereich bis über 0,5 MHz. Ob das sinnvoll ist, ist fraglich. Auch die Fremdspannungsabstände würden sich um 2 bis 3 dB auf dem Papier verbessern. Jedoch beim Vorhandensein von starken Hochfrequenzsignalen, u. a. auch Störungen von elektrischen Geräten, würde sicher der Fremdspannungsabstand auf absolut unzumutbare Werte absinken.

Um Brummstörungen auf andere Geräte zu verhindern, wurde der MXV 100 mit einem Schnittbandkerntrafo versehen, der besonders

streuarm ist. Er ist zur Verhinderung mechanischer Geräusche schwimmend gelagert. Trotz der geringen Größe erfüllt das Gerät alle entsprechenden DIN- und IEC-Normen.

### Zusammenfassung

Bei der Entwicklung und Konstruktion wurden keinerlei Kompromisse, welche die elektroakustischen Eigenschaften betreffen, gemacht. Der MXV 100 ist ein HiFi-Baustein, der auch bei Betrieb mit anderen auf dem Markt befindlichen Geräten voll befriedigend wird.



- |   |   |   |                                       |
|---|---|---|---------------------------------------|
| 1 | mechanisches Steuerelement des Programmquellenschalters 5 mit Stahlband | 4 | TA-Magnet-Entzerrerverstärker         |
| 2 | Mini-Relais zur Freigabe des NF-Signals (Einschaltverzögerung)          | 5 | Programmquellenschalter               |
| 3 | Ausgangsverstärker mit Klangregelung                                    | 6 | LINE-Verstärker                       |
|   |   | 7 | Monitor-Verstärker                    |
|   |   | 8 | Netzteil mit Stabilisierungsschaltung |

**Bild 5** Innenaussicht des MXV 100

# Der GRUNDIG- Mini Tuner MT 100



Der MT 100 weicht vom Format der bisher üblichen HiFi-Geräte ab. Die Miniaturisierung des Gehäuses geht bei diesem Gerät nicht auf Kosten der technischen Ausstattung und Daten. Das Innere des MT 100 besticht daher durch die drangvolle Enge hochwertiger Bauelemente. Im Bild 1 ist deutlich zu erkennen, daß z. B. der bewährte ZF-PLL-Dekoderbaustein – der in den TI 4/77 ab Seite 200 beschrieben wurde – mit untergebracht werden konnte. Das FM-Mischteil wurde fast unverändert von den großen HiFi-Receivern und Studios der letzten Jahre übernommen, aus Platzgründen wurde es jedoch direkt auf die Hauptplatine integriert. Trotz des zierlichen Formats wurde ein beachtlicher Bedienungskomfort verwirklicht, der eine große Anzahl an Bedienelementen erforderlich machte. Die übersichtliche Gestaltung der Vorderfront und die ergonomische Anordnung der Bedienelemente ermöglichen die problemlose Handhabung des Gerätes.

Eine Besonderheit im MT 100 ist die zum Supertunoscopes erweiterte Tunoscope-Schaltung. Mit ihrer Hilfe lassen sich auf der Flutlichtskala eingestellte Sender bequem auf den Preomaten übertragen. Die Funktion dieser Zusatzschaltung basiert auf dem Vergleich zweier Abstimmspannungen, die vom Abstimmpotentiometer der Flutlichtskala und vom jeweils ausgewählten Preomaten-Abstimmpotentiometer abgegriffen werden. Um die Abstimmpotentiometer nicht zu belasten – einige Millivolt Spannungsänderung verursachen bereits mehrere Kilohertz Frequenzabweichung –, wurde als Vergleichsschaltung eine Chopperstufe gewählt, die belastungsfrei ist und eine phasenabhängige Umwandlung einer Gleichspannung in eine Wechselspannung bewirkt, wobei einer entgegengesetzten Polarität der Gleichspannung eine um 180° gedrehte Phasenlage der Wechselspannung entspricht. Die verstärkte Wechselspannung wird einer Phasenvergleichsstufe zugeführt. Die in dieser Stufe erzeugten Gleichspannungen werden im Tunoscope-IC ausgewertet und optisch zur Anzeige gebracht. Ist am Preomaten der

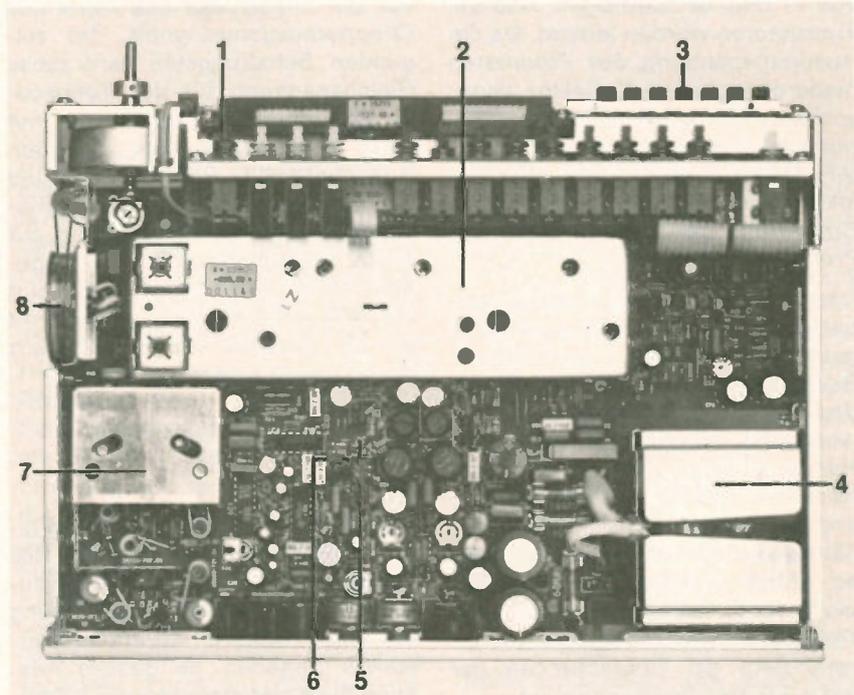


Bild 1 Innenansicht des GRUNDIG-Mini-Tuners MT 100

- 1 = Taste „Supertunoscopes“
- 2 = ZF-PLL-Dekoderbaustein
- 3 = Preomat
- 4 = Netztrafo

- 5 = Abgleichmeßpunkt F
- 6 = Abgleichmeßpunkt E
- 7 = FM-Mischteil
- 8 = Handabstimm-Potentiometer

gleiche Sender wie auf der Flutlichtskala eingestellt, leuchtet die mittlere grüne Leuchtdiode der Tunoscope-Anzeige. Bei unterschiedlicher Einstellung gibt das Aufleuchten der linken bzw. rechten roten Leuchtdiode die Drehrichtung der Preomaten-Abstimmung für Übereinstimmung von Flutlichtskala- und Preomat-Einstellung an.

### Supertunoscopes/Schaltungsbeschreibung:

Sofort mit Betätigung der Taste „Supertunoscopes“ fließt ein Ladestrom in den Kondensator C51. Dieser Ladestrom öffnet den Transistor T5 und steuert über T24 die beiden als Stummschalter eingesetzten Transistoren T22 und T23 an. Durch das Stummschalten wird verhindert, daß sich am NF-Ausgang störende Abstimmgeräusche durch eine sich eventuell verändernde Abstimmspannung bemerkbar machen. Noch bevor C51 geladen ist und der Transistor T5 wieder sperrt, übernimmt der Stummschalteausgang des Tunoscope-IC das Stummschalten, falls die zu vergleichenden Abstimmspannungen nicht gleich sind. (Eine genaue Beschreibung des Tunoscope-IC finden Sie in diesem Heft

auf Seite 38). Nachdem die Supertunoscopeschaltung über T15 zeitlich verzögert ihre Betriebsspannung erhalten hat, werden über die Dioden D22 und D23 die von den Demodulatorausgängen des ZF-IC kommenden Abstimmspannungen für das Tunoscope-IC unwirksam gemacht. Das Tunoscope-IC wertet daher nur die Steuerspannungen der Supertunoscopeschaltung aus, die über die beiden Schalttransistoren T16 und T17 an die Eingänge des Tunoscope-IC gelangen. Gleichzeitig beginnt der mit einem Operationsverstärker aufgebaute Rechteckgenerator zu schwingen. Seine Frequenz von ca. 600 Hz wird hauptsächlich von R75, R84 und C57 bestimmt. Der Ausgang des Rechteckgenerators ist direkt mit dem Emitter des Transistors T2 verbunden. Die Emitter-Basis-Strecke von T2 wird leitend, wenn das Rechtecksignal negativ ist.

Der Kondensator C8 kann sich in dieser Zeit über D2, D3, R4 und R8 aufladen. Als Ladequelle dient der Kondensator C7, der seine Spannung von den beiden Abstimmspannungen, die an den Kollektoren von T1 und T4 angeschlossen sind, erhält. C7 erhält immer dann seine Ladung,

wenn das Rechtecksignal positiv ist. Der Transistor T2 wird dabei invers leitend. Der am Kollektor von T2 entstehende positive Spannungssprung wird über den zuvor geladenen Kondensator C8 auf die Basen von T1 und T4 übertragen, und die Transistoren werden leitend. Da die Abstimmspannung des Preomaten niederohmiger am Kollektor angeschlossen ist als die Abstimmspannung des Handabstimmpotentiometers, stellt sich an C7 und an den Kollektoren von T1 und T4 nahezu die Spannung, die am Schleifer des Preomaten steht, ein.

Das Ausgangssignal dieser Chopperstufe wird am Kollektor von T4 entnommen. Das entstehende Rechtecksignal ist mit dem Signal des Rechteckgenerators in Phase, wenn die Abstimmspannung der Handabstimmung kleiner ist als die Handabstimmung am Preomaten, und in Gegenphase, wenn die Verhältnisse umgekehrt sind. Sind beide Abstimmspannungen gleich, bleibt das Potential am Kollektor von T4 konstant. Die Dioden D2 und D3 verhindern ein Überschreiten der Basis-Emitter-Sperrspannung.

Die am Kollektor von T4 entstehende Wechsellspannung wird über C14 und C15 gleichstrom- und belastungsfrei auf einen Wechsellspannungsverstärker gegeben, der aus einem Operationsverstärker und den verstärkungsbestimmenden Elementen R79, R83 und C56 gebildet wird. Die Dioden D7 und D8 begrenzen das Rechtecksignal. Das

verstärkte Signal wird mit dem Rechtecksignal des Generators addiert und anschließend über D21, R91, C59, R89 und C58 in eine Gleichspannung umgewandelt. Die Größe der Gleichspannung ist abhängig von der Phasenlage und Höhe des Chopperausgangssignals. Im folgenden Schaltungsteil wird diese Gleichspannung für das Tunoscope-IC aufbereitet. Zusammen mit einer Referenzspannung, die dem Spannungsteiler R68, R69, R71 und R73 entnommen wird, wird die phasenabhängige Gleichspannung auf einen Operationsverstärker gegeben. An dessen Ausgang erscheint die Referenzspannung addiert mit der um 1,5fach verstärkten Differenz der beiden Spannungen.

$$U_a = U_{ref} + \frac{R76}{R74}(U_{ref} - U_1)$$

(siehe Schaltbild)

Diese Spannung wird zum einen direkt über T17 an einen Eingang des Tunoscope-IC und zum anderen zusammen mit der Referenzspannung auf einen weiteren Operationsverstärker gegeben, an dessen Ausgang die Referenzspannung subtrahiert mit der um 1,5fach verstärkten Differenz der beiden Spannungen erscheint.

$$U_b = U_{ref} - \frac{R76}{R74}(U_{ref} - U_1)$$

(siehe Schaltbild)

Über T16 gelangt diese Spannung an den anderen Eingang des Tunoscope-IC. Das Tunoscope-IC wertet nun

diese Steuerspannungen so aus, daß bei Ungleichheit der Abstimmspannungen die linke bzw. rechte rote Leuchtdiode und bei Gleichheit die grüne Leuchtdiode angesteuert wird. Wenn die grüne Leuchtdiode aufleuchtet, wird die NF wieder freigegeben, und die Übertragung des auf der Flutlichtskala eingestellten Senders auf den Preomaten ist beendet. Die Diode D19 wurde eingefügt, um den Temperaturgang von D21 zu kompensieren.

Beim Loslassen der Taste „Supertunoscope“ lädt sich C52 auf, und T14 wird leitend und entlädt die Kondensatoren C7 und C51. Gleichzeitig wird über T5 die NF-Stummschaltung in Betrieb gesetzt. Wenn T14 wieder sperrt, fließt noch eine Zeitlang der Ladestrom für C51, der über T5 die Stummschaltfunktion aufrechterhält. Der Kondensator C7 wird entladen, um das eventuelle Verstärken der Abstimmspannung beim Stationswechsel zu unterbinden. Mit dem Sperren des Transistors T15 wird der gesamten Supertunoscopeschaltung die Betriebsspannung entzogen, und das Tunoscope-IC übernimmt wieder die Funktion der optimalen Senderabstimmung.

Der Abgleich der Supertunoscopeschaltung erfolgt in der Fertigung mit R69. Am Gerät wird auf Handabstimmung FM geschaltet, und bei gedrückter Taste „Supertunoscope“ gleicht man mit R69 auf Nulldurchgang  $0V \pm 20 \text{ mV}$  an  $\nabla E$  und  $\nabla F$  ab.

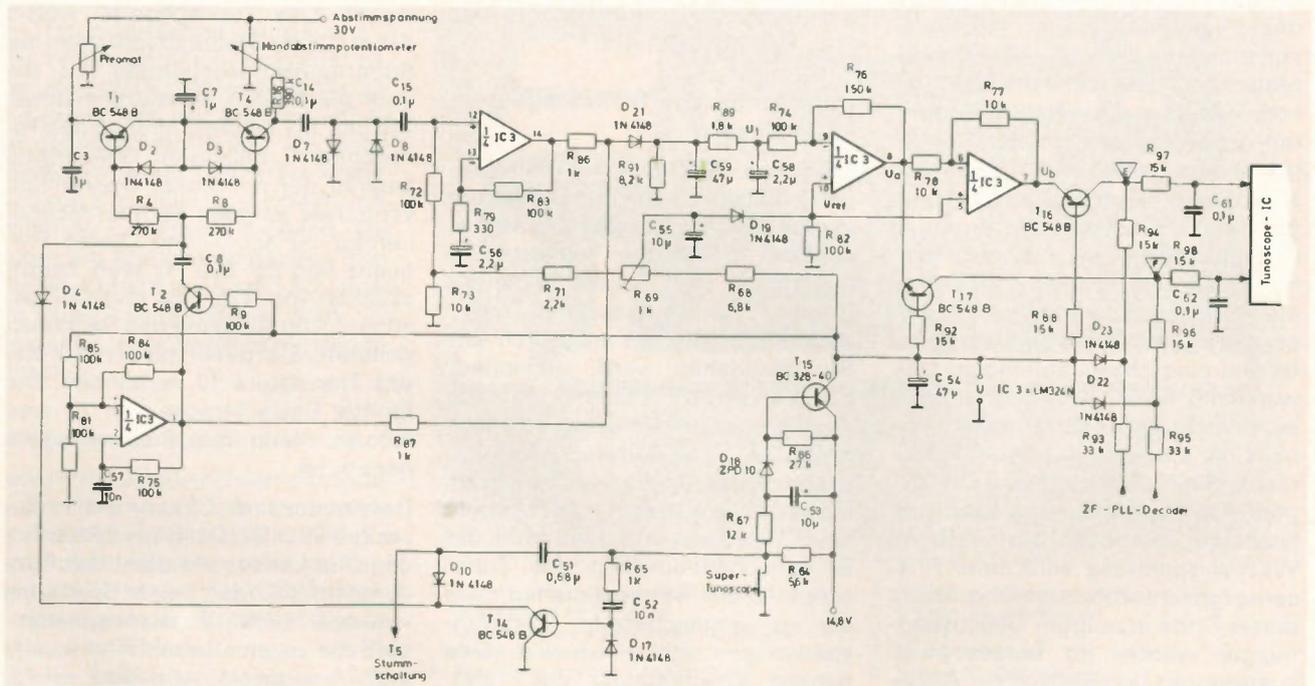


Bild 2 Schaltbild „Supertunoscope“

# Ein wichtiges Teil der Rundfunk-HiFi-Anlage: die Antenne

## Allgemeines

Der Techniker, der eine HiFi-Anlage beim Kunden aufstellen muß, wird oft vor das Problem gestellt, daß diese bei Stereo-Empfang zwitschert und rauscht. Die Ursache – eine schlechte Antennenanlage – erkennt der Techniker sofort, schwierig für ihn ist es jedoch, diesen Tatbestand dem Kunden richtig beizubringen. Der Kunde hat zuvor meist ältere Geräte betrieben und erwartet ganz einfach von seiner neuen Anlage bessere Ergebnisse. Noch dazu, da sein Radiorecorder oder sein Radio- wecker im Schlafzimmer ohne Zusatzantenne seinen Lieblingssender störungsfrei bringt.

Aus dem sehr komplexen Gebiet der Antennentechnik wurden die wesentlichen Kriterien zusammengestellt. Dieser Beitrag soll dem Techniker bei der Kundenberatung Hilfestellung geben.

## Empfangsbedingungen

Anders als in Überseeländern, wie z. B. den USA, liegen in Europa und hier besonders in der Bundesrepublik die UKW-Sender räumlich dicht gedrängt. Das ca. 17 MHz breite Frequenzband ist nämlich allein in Deutschland (West) mit mehr als 250 Sendern nach Wellenplan genau eingeteilt. In 0,1-MHz-Schritten sind die bis zu 100 kW starken Sender nahezu über das ganze UKW-Frequenzspektrum verteilt. Anhand dieser Zahlen ist erkennbar, daß nur ein ausgeklügeltes System eine „Katastrophe“ verhindern kann, denn 17 MHz:0,1 MHz sind nur 170 theoretisch mögliche Senderschritte. Vollständigkeitshalber ist noch zu erwähnen, daß ein UKW-Sender bei maximalem Hub eine Bandbreite von etwas mehr als 0,2 MHz benötigt.

Welche Anforderungen müssen nun an einen Tuner oder an das Empfangsteil eines Receivers bzw. einer Kompaktanlage gestellt werden?

Die Mono-Empfindlichkeit steht sicher nicht vornan, wenngleich auch in manchen Werbedaten olympiareife Angaben gemacht werden. Diese Empfindlichkeitsangaben sind außerdem nicht praxisbezogen, wie aus folgendem hervorgeht:

HiFi-Anlagen werden außer für das Abspielen von Tonträgern, wie Schallplatten oder Band, in erster Linie für HiFi-gerechten stereophonen Empfang angeschafft. Dafür muß die Antenneneingangsspannung (an 300 Ohm) aber, um einen relativ guten Signal-Rauschabstand von 46 dB zu gewährleisten, mindestens 50  $\mu$ V überschreiten. Erst bei über 100  $\mu$ V ist von optimalen Verhältnissen zu sprechen. Für Mono-Empfang genügt bereits eine Antennenspannung von ca. 5  $\mu$ V für ausreichend guten Empfang. Dieser Wert wird bei einer halbwegs gut ausgelegten Antennenanlage für den Ortssender gewährleistet. Daraus ist zu schließen, daß ein Eingangsteil in erster Linie mit hohen Signalen zurechtkommen muß. Aber die dichtgedrängten Sender sind leider Anlaß von Störungen, und bedauerlicherweise treten diese nicht nur bei Überreichweiten auf.

## Störungen

Sind beim Empfang des Nutzsenders Oberwellen eines Störsenders mit niedrigerer Sendefrequenz dem zu empfangenden Sender überlagert, entsteht ein überaus lästiges Zwitschern und Zirpen, das fälschlicherweise allzuoft dem Empfänger angelastet wird.

Wird der Nutzsender als Reflexionssignal, d. h. phasenverzögert, empfangen oder liegt ein Störsender mit dem Nutzsender frequenzgleich, ist ein Tuner mit schlechter Gleichwellenselektion (capture ratio) im Nachteil, wenngleich auch hier die Ursachen nicht im Empfänger zu suchen sind. Auch ist eine deutliche Verschlechterung des Signal-Störabstandes dann vorhanden, wenn ein Fremdsender im Nachbarkanal ( $\pm 0,3$  MHz) liegt. Bei

diesem Phänomen ist eine gute Trennschärfe des Empfängers Grundvoraussetzung, aber noch nicht die endgültige Lösung des Problems. Werden weiter entfernte Nutzsender von einem guten Tuner nicht rauschfrei empfangen, so würde selbst eine höchst empfindliche, hochgezüchtete Eingangelektronik nur zu Lasten der Klangqualität eine minimale Verbesserung bringen.

HiFi-gerechter Empfang setzt also voraus:

- a) gutes Großsignal-Verhalten
- b) gute Gleichwellen-Selektion
- c) gute Trennschärfe
- d) praxisgerechte Empfindlichkeit

Noch ein Hinweis: Der beste Tuner wird nicht dadurch gefunden, daß man nur Propagandadaten miteinander vergleicht, ohne die exakten Meßbedingungen – z. B. nach DIN 45 500 – zu kennen.

Kein Spitzenempfänger wird aber letztlich ideale Werte bieten können, und so sind Verbesserungsmöglichkeiten auch außerhalb der Empfängertechnik zu suchen.

## Die Antenne

Die entscheidende Bedeutung der Antenne wird oft nicht beachtet, denn eine Antenne, die UKW-Stereo-Sendungen in HiFi-Qualität einwandfrei empfangen soll, muß erheblich höhere Forderungen erfüllen als eine Antenne für Mono-Empfang. Eine UKW-Zimmerantenne bringt zwar einer eingebauten Geräteantenne gegenüber eine Empfangsverbesserung, stellt aber insgesamt nur einen mageren Kompromiß dar. Häuser werden von einem elektrischen Störnebel umgeben. Er ist um so intensiver, je mehr elektrische Geräte in der Umgebung arbeiten. In Großstädten und Industriegebieten werden die größten Werte erreicht. Eine Zimmerantenne befindet sich also infolge dessen innerhalb dieses Störnebels. Das Empfangsgerät wird nun das ihm angebotene Störsignal zwangsläufig verstärken. Es ist also günstiger, die Empfangsantenne außerhalb dieses Störne-

bels anzubringen. Bessere Voraussetzungen sind bei einer über dem Dachfirst angebrachten Empfangsantenne gegeben. So gelangt ein wesentlich günstigeres Empfangssignal an unseren Empfänger. Antennenhersteller bieten für diesen Zweck Dachantennen mit unterschiedlicher Richtwirkung an. Die Richtwirkung ist ausschlaggebend für die Entscheidung, welche Antennenart für einen bestimmten Anwendungsfall am günstigsten ist.

#### A. Der Kreuzdipol

Der Kreuzdipol, der Wellen aus allen Richtungen gleich gut aufnimmt, hat den Vorteil, daß er nicht ausgerichtet zu werden braucht. Er ist aber nur dann vorzuziehen, wenn mehrere Sender aus verschiedenen Richtungen mit ausreichenden, wenig unterschiedlichen Pegeln zu empfangen sind. Der Nachteil ist aber, daß er die empfangene Hochfrequenzenergie so dämpft, als ob die Sender nur mit halber Strahlleistung arbeiten würden. Man verliert also durch den Kreuzdipol einen Teil der gerade beim Stereo-Empfang so wichtigen Antennenspannung.

Störungen von Sendern auf dem gleichen oder benachbarten Kanal werden durch diesen Antennentyp auch nicht vermieden, Reflexionsstörungen können nicht eliminiert werden.

#### B. Die Mehrelement-Richtantenne

Für den HiFi-gerechten Stereo-Empfang wesentlich günstiger sind Mehrelement-Antennen. Im Verhältnis zu der am Empfangsort gegebenen Senderfeldstärke erbringen sie wegen ihrer von der Elementenzahl abhängigen Richtwirkung einen Leistungs- und damit Pegelgewinn. Daher können mit einer solchen Anordnung auch weiter entfernte und damit schwächer einfallende Sender stereophon noch einwandfrei gehört werden.

Dies gilt allerdings nur dann, wenn die Himmelsrichtungen zu den einzelnen Sendern nicht zu sehr voneinander abweichen, damit also noch innerhalb des Antennenöffnungswinkels liegen. Mit zunehmender Elementenzahl werden außerdem das Vor-/Rückverhältnis größer und der horizontale Öffnungswinkel kleiner. Der Öffnungswinkel ist aber nicht nur horizontal, sondern auch vertikal ausgerichtet, also werden Störquellen wie beispielsweise Zündstörungen vorbeifahrender

Mopeds, Kfz etc. gleichfalls stark unterdrückt. Das bedeutet: Von hinten und von der Seite einfallende Sender werden ebenfalls stark gedämpft. Ein Pegelgewinn gegenüber dem Einfachdipol von bis zu 10 dB läßt sich z. B. mit einer 8-Elemente-Antenne erreichen.

Die Annahme des Kunden, daß solche Pegelgewinne mit einem Antennenverstärker erreicht werden können, ist aus folgendem Grund unzutreffend:

Abgesehen davon, daß jeder Verstärker ein Eigenrauschen erzeugt, hebt er nicht nur die Antennennutz-, sondern auch zugleich die von ihr aufgenommene Störspannung um den gleichen Betrag an. Der Störspannungsabstand, auf den es entscheidend ankommt, wird also hierdurch nicht verbessert.

#### C. Die Rotorantenne

Je genauer eine Mehrelemente-Antenne auf den jeweiligen Nutzsender ausgerichtet wird, desto besser ist der Empfang. Es ist also zweckmäßig, die Antenne drehbar zu montieren. Mittels eines Feldstärkeinstrumentes am Empfänger kann jetzt der jeweils gewünschte Sender mit der bequem steuerbaren Mehrelement-Richtantenne weit über den normal üblichen Empfangshorizont hinaus anpeilen.

#### Zusammenfassung

Die Frage, welche Antenne sich für die verschiedenen Bedingungen eignet, läßt sich also nicht eindeutig beantworten, denn befindet man sich beispielsweise in nur 10 km Entfernung von einem 100-kW-Sender und versucht, diesen mit seinem womöglich hochempfindlichen, aber nicht großsignalstarken Tunerteil zu empfangen, so kann es passieren, daß der Tuner eingangsseitig übersteuert und zu verzerrten beginnt.

Im Regelfall gilt aber folgendes:

Wer in einem mit wenigen, relativ stark strahlenden Sendern versorgten Gebiet wohnt und Stereo-Sendungen einwandfrei hören will, dem genügt in der Regel eine mit drei oder fünf Elementen ausgerüstete Antenne ganz sicher. Denn dank der gebündelten Wirkung ist der Spannungsgewinn ausreichend.

In einem mit mehreren Sendern mittlerer Strahlstärke versorgten Raum empfiehlt sich eine 8-Elemente-Rotor-Antenne, wenn einwandfreier, HiFi-gerechter Stereoempfang gewünscht wird.

Es gilt also, sich in jedem Fall den örtlichen Gegebenheiten anzupassen.

Eine gute Antenne soll aber nicht nur den technischen Gegebenheiten entsprechen, sondern muß auch zwingend den VDE-Vorschriften entsprechend installiert werden. Spezielle und bindende Richtungs-vorschriften für Antennenanlagen sind im Vorschriftenwerk Deutscher Elektrotechniker (VDE) verankert.

Entspricht eine Hochantenne nicht den VDE-Vorschriften 0855, so wird die Haftpflichtversicherung nicht für die unter Umständen kostspieligen Schäden aufkommen, die durch die Antennenanlage verursacht werden.

Für Antennen, die sich innerhalb des Hauses, aber außerhalb einer Wohnung – z. B. auf dem Dachboden – befinden, ist die Einhaltung der VDE 0855 nicht zwingend erforderlich.

#### Auszug aus der VDE 0855:

##### § 4, Allgemeine Hinweise

a) Antennenanlagen auf Dächern dürfen die Begehbarkeit der vorgeesehenen Zugänge zu Schornsteinen und die Kehrarbeiten der Schornsteinfeger nicht behindern oder erschweren. Die Zugänglichkeit und Bedienung anderer Einrichtungen dürfen ebenfalls nicht erschwert sein. Von der Schornsteinmündung bis zum untersten Antennenteil muß ein vertikaler Abstand von 2 m eingehalten werden. Unvermeidbare Stellen, an denen eine Gefahr durch Stolpern, Hängenbleiben oder durch ähnliches besteht, sind in geeigneter Weise zu kennzeichnen.

b) Auf weichgedeckten Dächern (Deckung aus Stroh oder Schilf) ist das Errichten von Antennenanlagen nicht zulässig. Auch das Hindurchführen von Antennenzuleitungen durch derartige Dächer ist untersagt.

c) Bei der Errichtung von Antennenanlagen ist darauf zu achten, daß die Beeinflussung mehrerer Antennenanlagen untereinander soweit wie möglich vermieden wird.

d) Im Freien dürfen nur Drähte von Antennenanlagen mit einem Durchmesser von mehr als 1 mm verwendet werden, damit die Vögel nicht gefährdet werden.

e) Von Antennenanlagen, die betriebsmäßig oder im Störfall Wärme abgeben – z. B. Antennenverstärker –, müssen so errichtet werden, daß sie keine Brandgefahr darstellen.

Weiter sind in den VDE-Vorschriften Hinweise für die erforderliche mechanische Festigkeit von Antennen und Antennenträgern ausführlich beschrieben. Außerdem muß darauf hingewiesen werden, daß außerhalb von Bauwerken angebrachte leitfähige Teile von Antennenanlagen sowie metallene Aufbauten, die zum Tragen oder Befestigen von Antennen verwendet werden müssen, über eine Erdleitung mit einem Erder verbunden werden. Das gilt aber nicht für Innenantennen und diesen gleichzusetzende Antennen.

### Gemeinschaftsantennen

Anschlußteilnehmer einer Gemeinschaftsantenne beklagen sich gelegentlich darüber, daß mit ihr nur der Empfang der örtlichen zuständigen UKW-Versorgungssender möglich sei. Wegen des Grundsatzes „gleiches Recht für alle“ besteht für die Anschlußteilnehmer einer Gemeinschaftsantenne kein über den einwandfreien Empfang der örtlich zuständigen Versorgungssender hinausgehender Rechtsanspruch auf erweiterte Programmauswahl.

Anders ist jedoch die Situation, wenn an der Gemeinschaftsantennenanlage die Stereo-Programme auch der örtlichen zuständigen Sender nicht der HiFi-Norm entsprechend gehört werden können und am gleichen Empfangsort sogar eine Behelfsantenne bessere Ergebnisse liefert. Dies ist ein nahezu sicherer Beweis dafür, daß die Anlage entweder mit einer nicht stereotauglichen

Antenne bestückt ist oder andere Fehler aufweist. Soweit sich der Empfangsort nicht in einem äußerst zerklüfteten und damit für den Stereo-Empfang sehr ungünstigen Gebiet befindet, können die Anschlußteilnehmer die Beseitigung dieses Mangels vom Hausbesitzer (bzw. Betreiber der Gemeinschaftsanlage) verlangen. Bezogen auf den Gesamtwert einer Gemeinschaftsantennenanlage, sind die Kosten für den Austausch z. B. eines Kreuzdipols gegen eine 3- oder sogar 5-Elemente-Richtantenne inklusive der hierfür erforderlichen Arbeitszeit so gering, daß von einer unzumutbaren Belastung nicht die Rede sein kann. Der überwiegende Prozentsatz der Rundfunkprogramme wird nachweislich stereophon ausgestrahlt. Die stereophone Wiedergabe stellt daher nur den durchaus bestimmungsgemäßen Gebrauch dieser Antennenanlage dar. Unabhängig von der Tatsache, daß beim Stereo-Rundfunk die Nutzung des Stereo-Effekts häufig die dramaturgische Basis bildet (Hörspiel), gewährleistet Artikel 5 des Grundgesetzes das Recht, sich aus allgemein zugänglichen Quellen ungehindert zu unterrichten. Dieses Recht bezieht sich nicht nur auf Nachrichten und/oder Dokumentationen, sondern ebenso auf künstlerische Darbietungen. Des weiteren ist zu beobachten, daß die Anzahl der Stereo-Hörer ständig zunimmt. Eine einwandfreie Gemeinschaftsantennenanlage muß daher für den Empfang der örtlich zustän-

digen Rundfunkanstalten auch stereotauglich sein.

Der Einrichtung und dem Betrieb einer Gemeinschaftsantennenanlage ist seit 1975 eine Genehmigung der Deutschen Bundespost vorausgesetzt.

Bei Neuanlagen sollte man bedenken, daß Gemeinschaftsantennenanlagen eine ähnliche Aufgabe haben wie das Lichtleitungsnetz im Haus. Viele Familien besitzen heute mehr als einen Rundfunkempfänger. Der Betriebswert einer Gemeinschaftsantennenanlage ist größer, wenn sich in mehr als nur einem Raum jeder Wohnung für sie eine Anschlußdose befindet. An eine Anschlußdose bzw. Individualantenne können nicht ohne weiteres mehrere Empfänger gleichzeitig angeschlossen werden, weil dann für keines dieser Geräte mehr genügend Antennenspannung zur Verfügung steht. Die neuerdings von der Antennenindustrie angebotenen, leicht installierbaren Wohnungsverteiler bieten sich für diesen Einsatz an. Zum Betrieb eines derartigen Wohnungsverteilers bedarf es keiner Postgenehmigung.

Aus den vorhergegangenen Ausführungen ist ganz eindeutig erkennbar, daß eine Antenne ein wichtiges Glied in jeder HiFi-Stereoempfangsanlage darstellt. Zwangsläufig darf also die Antennenanlage bei der Anschaffung des Empfangsgerätes nicht vernachlässigt werden, sondern benötigt besondere Beachtung.



### Vorsicht Hochspannung!

**kein Hinweis auf VDE-Bestimmungen, aber eine Tatsache, die jeder Schallplattenbenutzer beachten sollte.**

Jedes Herausziehen der Schallplatte aus ihrer Schutzhülle bewirkt, daß die Platte statisch aufgeladen wird. Diese statische Ladung reduziert nicht nur die Wiedergabequalität durch überaus lästige Knackgeräusche (Entladung Platte via Tonabnehmer nach Masse), sondern zieht aus der Luft und vom Plattenteller Hausstaub an. Dieser Staub setzt sich (mikroskopisch gesehen Partikel aus Milben, Zerfallprodukten u.a.) in die feinen Rillen der Schallplatte. Während des Abspielvorganges preßt sich dieser dann in die Rillenflanken, was leider weitere Störgeräusche verursacht. – Bedenken

Sie, die Abtastnadel übt einen Druck von einigen Tonnen (!) pro  $\text{cm}^2$  auf die Tonspur aus. –

Da hilft nur eins, fachgerechte Plattenpflege.

So wird es gemacht:

Nach der Entnahme der Schallplatte aus der Schutzhülle wird die Platte auf den Plattenteller gelegt.

Eine *GRUNDIG Record Brush* wird dann einige Umdrehungen lang auf die sich drehende Platte gehalten – fertig.

Was passierte?

a) Der leicht aufliegende Staub wurde mittels Millionen feinsten Härchen beseitigt.

b) Die leitenden Carbonfaserhärchen beseitigen die statische Ladung (Griff aus Metall).

Und was geschieht mit scheinbar hoffnungslos verschmutzten Platten? Die Lösung – *GRUNDIG Record Film*.

Die viskose Flüssigkeit wird direkt auf die Oberfläche der Schallplatte aufgebracht und nach Trocknung mit einem Streifen Klebe-Film wieder entfernt. Jedes Staub- oder Schmutzpartikelchen wird durch diese Methode schonend entfernt. Nur mechanische Beschädigungen lassen sich nicht beseitigen – schade.



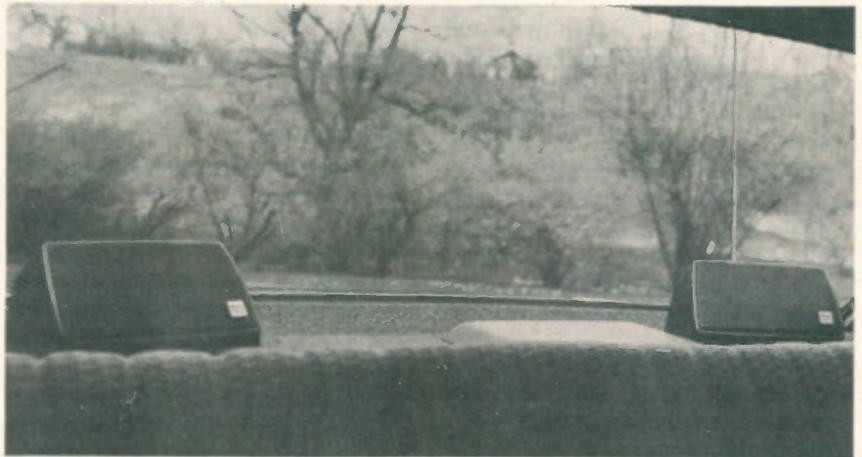


Bild 1 Im Heck eines Mercedes montierte Auto-Aktivboxen

Der Begriff „HiFi im Auto“ ist bereits ein vieldeutiges Schlagwort geworden, unter dem manches Sinnvolle und vieles weniger Sinnvolle verkauft wird, zum Teil zu unverständlich hohen Preisen. Wegen dieser undurchsichtigen Situation sollen hier einige Grundsätze dargelegt werden, die die Basis für die Entwicklung der Grundig-Auto-HiFi-Geräte darstellen. Anschließend werden die einzelnen Komponenten kurz beschrieben.

Unter dem Begriff HiFi im Auto verstehen wir primär folgendes: Die Klangwiedergabe im Auto soll unter Einschluß der Lautsprecher möglichst verfärbungsfrei und ausgeglichen, klirrfrei und frei von Rauschen sein. Wir orientieren uns also bei der Auslegung der Geräte strikt an den Richtlinien, die der Entwicklung von HiFi-Komponenten für den Heimgebrauch zugrunde gelegt werden. Das muß natürlich nicht heißen, daß bei der Wiedergabe im Auto alle Forderungen dieselbe Wertigkeit besitzen wie bei den Geräten für den Heimgebrauch.

An sich ist die Qualität der Grundig-Autoradio-Cassettenkombinationen WKC 2035, WKC 2036 VD, WKC 2535, WKC 2535 VD und WKC 2835 VD so gut, daß diese Geräte z. B. nur bei der Endleistung und bei den kurzzeitigen Gleichlaufschwankungen die Mindestanforderungen nach DIN 45 500 nicht oder nur knapp erfüllen. In anderen Punkten, z. B. dem Frequenzgang bei Cassettenwiedergabe, werden Ergebnisse erzielt, die auch bei Heim-HiFi-Geräten gut aussehen würden.

Trotzdem wird die Klangwiedergabe im Auto von vielen Benutzern als

nicht befriedigend angesehen, weil bei den heute noch immer verbreiteten Lautsprecherausführungen und Anordnungen ein großer Qualitätsverlust nach der Lautsprecherbuchse der Geräte eintritt. Wenn man die Klangqualität unter diesen Randbedingungen verbessern will, muß sich die Entwicklungsarbeit vor allem auf den Lautsprecher konzentrieren.

Als beste Lösung zeigte sich hier die geschlossene Mehrwege-Box, die ähnlich aufgebaut ist wie die Heim-HiFi-Lautsprecherbox, d. h., wir benutzen im Baßbereich einen speziellen Tieftöner mit großem Hubvermögen und im Hochtonbereich einen Kalottenlautsprecher, der aufgrund seiner kleinen Membranabmessungen auch bei hohen Frequenzen eine hervorragende Rundumstrahlung in den vorderen Halbraum ermöglicht. Nach diesem Prinzip sind vier der Grundig-Auto-Lautsprecherboxen aufgebaut.



Bild 2 GRUNDIG-HiFi-Auto-Aktivbox LU 300 (siehe auch eigenen Beitrag ab Seite 90)

Unter diesen vier Lautsprecherboxen sind die Modelle LU 300 (Bild 2) und LU 200 als aktive Lautsprecher aufgebaut. Die LU 300 ist konse-

quent als Zweiwege-Lautsprecher mit zwei Verstärkern für den Tiefton- und den Hochtonlautsprecher konzipiert. Der Tieftonverstärker hat eine Nennleistung von 16 W bei  $k_{ges} = 0,5\%$ , gemessen nach DIN 45 500. Der Hochtonverstärker hat eine Nennleistung von 7 W bei  $k_{ges} = 0,5\%$ , ebenfalls gemessen nach DIN 45 500. Durch den Wegfall der passiven Lautsprecherweichen gelangt die volle angebotene Leistung an die Klemmen der Lautsprecher, so daß man die LU 300 von der Umsetzung der elektrischen Leistung in Schallleistung her so betrachten kann, als ob eine vergleichbare passive Box mit einem 40-W-Endverstärker betrieben würde. Hinzu kommen die Vorteile, die sich aus der leistungslosen elektronischen Frequenzweiche ergeben.

Die LU 200 ist ebenfalls eine Zweiwege-Lautsprecherbox. Allerdings besitzt sie nur einen Verstärker mit einer Nennleistung von 15 W. Die Frequenzaufteilung erfolgt durch eine passive Weiche zwischen Endstufe und Lautsprecher. Der Benutzer hat bei diesem Konzept vor allem den Vorteil, daß er statt zweier passiver Lautsprecher und eines Booster-Verstärkers nur zwei aktive Lautsprecher zu montieren braucht. Zusammen mit der elektronischen Einschaltung der aktiven Lautsprecher über das NF-Signal ergibt sich im allgemeinen eine wesentlich einfachere Verkabelung als bei einer Anlage mit Booster. Hierzu trägt auch die spezielle Eingangsschaltung der aktiven Lautsprecher bei, in folge der Störspannungen auf der Minusleitung der Versorgungsspannung um ca. 60 dB gedämpft werden.

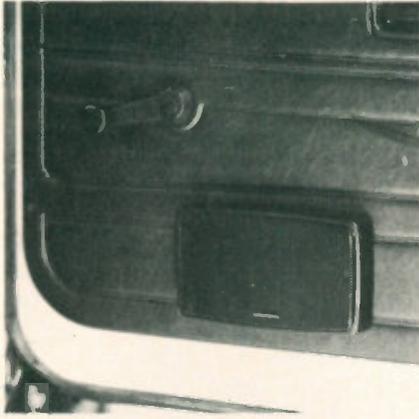


Bild 3 Passiv-Auto-Lautsprecherbox LU 80, eingebaut in die Türverkleidung

Als dritter Lautsprecher wurde die LU 100 entwickelt. Sie ist eine passive Zweiwegbox und kann mit gutem Ergebnis unmittelbar an den Endstufen der Autoradios benutzt werden. Darüber hinaus ist die Nennbelastbarkeit und die Musikbelastbarkeit so hoch gewählt, daß sie auch mit starken Booster-Verstärkern betrieben werden kann.

Alle drei Lautsprecherboxen erfüllen die Mindestanforderungen nach DIN 45 500, Teil 7 bzw. Teil 8. Ihre Lautsprecherbestückungen sind bis auf die Lautsprecherimpedanzen identisch: im Tieftonzweig wird ein spezieller Tiefton-Lautsprecher mit 105 mm Korbdurchmesser und Gummisicke und im Hochtonzweig ein Hochton-Kalottenlautsprecher mit 19 mm Membrandurchmesser benutzt.

Speziell für den Einbau in die Türen und die Hutablage ist die Zweiweg-Lautsprecherbox LU 80 (Bild 3) vorgesehen. Die Lautsprecherbestückung besteht – ähnlich wie bei den Modellen LU 100 bis LU 300 – aus einem speziellen Tieftöner mit großem Hubvermögen und einem Hochtonkalotten-Lautsprecher mit einem Kalottendurchmesser von 16 mm. Die Musikbelastbarkeit beträgt 30 Watt.

Die Klanguauslegung der vier Lautsprecher erfolgte nach gleichen Gesichtspunkten: es wurde primär Wert auf eine verfärbungsarme, ausgeglichene Wiedergabe gelegt. Dieses Problem ist bei der Wiedergabe im Auto wesentlich schwieriger zu lösen, weil die Hörer im Gegensatz zu den Verhältnissen in einem üblichen Wohnraum sowohl im überwiegend direkten als auch im überwiegend indirekten Schallfeld sitzen.

Die im Wettbewerb häufig anzutreffende Lösung – nämlich nicht ge-

schlossene Lautsprecherkombinationen anzubieten – halten wir für wesentlich ungünstiger als den von uns eingeschlagenen Weg, weil die Lautsprecher je nach Einbauart und dem rückwärtigen Volumen sehr unterschiedliche Klangeigenschaften aufweisen können. Es gibt allerdings Einbauorte im Auto, die von der Schallabstrahlung her gesehen sinnvoll sind, aber aus Platzgründen keine Montage von geschlossenen Boxen zulassen. Hier empfehlen wir hochwertige Lautsprechersysteme mit Gummisicken, die zwar nicht die Verfärbungsarmut einer HiFi-Box erreichen, aber im Vergleich zu den weitverbreiteten Papiersickenlautsprechern einen wesentlichen Fortschritt in Bezug auf Klangneutralität, Ausgeglichenheit und Baßwiedergabe darstellen. Diese Lautsprecher werden speziell für die einzelnen Autotypen entwickelt, so daß das hintere Luftvolumen und die Lage des Lautsprechers gleich bei der Entwicklung berücksichtigt werden können.

Die geschlossenen Lautsprecherboxen mit ihren relativ kleinen Tieftonlautsprechern haben natürlich nicht den Wirkungsgrad eines offenen Lautsprechers mit leichter Papiersicken-Membran. Es ist deshalb in vielen Fällen notwendig, den geschlossenen passiven Boxen LU 80 und 100 eine erhöhte Leistung anzubieten. Für diesen Zweck wurde ein Boosterverstärker mit  $2 \times 15$  W nach DIN 45 500, Teil 6 (Bild 4), entwickelt. Der Verstärker erfüllt auch in allen anderen Punkten die Mindestanforderungen nach DIN 45 500 bei weitem. Darüber hinaus zeichnet er sich vor den meisten Wettbewerbsprodukten durch folgende Eigenschaf-

ten aus: Er gibt seine volle Endleistung bis zu tiefen Frequenzen herab ab, weil er keine Elko-Auskopplung besitzt; trotzdem ist er kurzschlußfest, und zwar auch dann, wenn eine Lautsprecherleitung Schluß gegen Masse hat.

Die Fahrgastzelle hat im Vergleich zu einem üblichen Wohnraum sehr ungünstige akustische Raumeigenschaften, die man in akustischer Hinsicht fast als pathologisch bezeichnen kann. Es ist deshalb häufig wünschenswert, den elektrischen Frequenzgang in stärkerem Maße auf die akustischen Gegebenheiten hin anzupassen, als es bei einer Wiedergabe in einem durchschnittlichen Wohnraum notwendig ist. Für diesen Zweck bieten wir einen Equalizer an, der ebenfalls die Anforderungen nach DIN 45 500 erfüllt (Bild 4). Die Mittenfrequenzen der Stellwiderstände sind so gewählt, daß auch bei hohen und tiefen Frequenzen (oberhalb von 10 kHz und unterhalb von 80 Hz) eine gute Einstellmöglichkeit besteht. Darüber hinaus besitzt er eine umschaltbare Eingangsempfindlichkeit, so daß sowohl beim Anschluß an endstufenlosen Autoradios (Spannungspegel ca. 1 V) als auch beim Anschluß an Autoradios mit Endstufe ein Optimum an Übersteuerungsfestigkeit und Rauschfreiheit erzielt wird.

Mit einem weiteren Schalter kann die Regelwirkung des Equalizers ausschließlich auf die Ausgänge für die vorderen Lautsprecher geschaltet werden. Diese Funktion ermöglicht zusammen mit den Klangstellern des Autoradios, unerwünschte Klangunterschiede zwischen den vorderen und hinteren Lautsprechern auszugleichen.

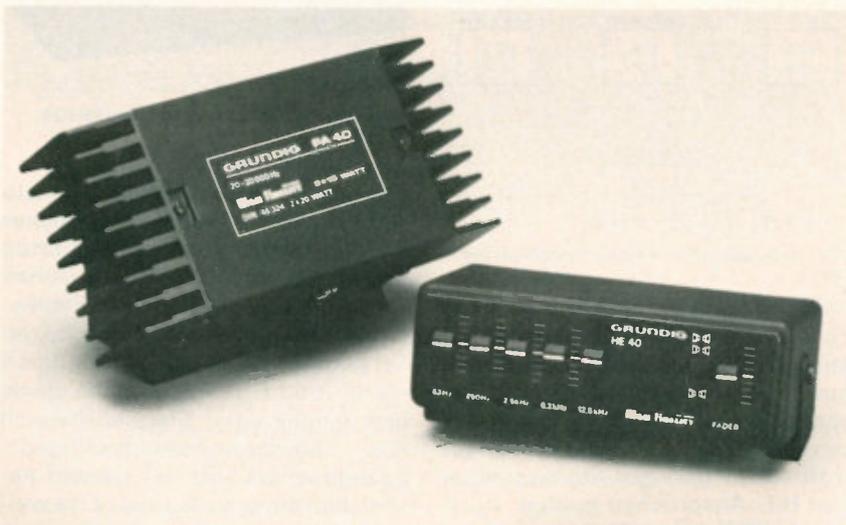


Bild 4 Für perfekten HiFi-Sound im Auto GRUNDIG-Equalizer HE 40 HiFi und Booster PA 40 HiFi

# Die GRUNDIG-Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi



Der nachfolgende Beitrag wurde bereits in der Funkschau Heft 19/79 in etwas gekürzter Form veröffentlicht. Wir halten es jedoch für erforderlich, unseren Fachbetrieben die ungekürzte Fassung zu präsentieren. Der Beitrag gliedert sich in:

1. Besserer Klang im Auto
2. Die GRUNDIG-Zweiweg-Zweiverstärker-Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi

2.1 Vergleich zur L/U 200 HiFi

2.2 Warum 23 W HiFi?

2.3 Der Aufbau der L/U 300 HiFi

2.4 Schaltungsbeschreibung

2.5 Messungen an der Auto-Aktivbox

2.6 Technische Daten der L/U 300 HiFi

## 1. Besserer Klang im Auto

Um den Klang im Auto zu verbessern, werden geschlossene Lautsprecherboxen eingesetzt. Dabei werden auch höhere Leistungsanforderungen an die Endstufen gestellt. Es ist vor allem aus Wärmegründen nicht möglich, die gewünschten Ausgangsleistungen von unverzerrten  $2 \times 15 \text{ W}$  in dem genormten Autoradiogehäuse zu realisieren. Deshalb wird der Leistungsverstärker abgetrennt.

Wie in Bild 1 gezeigt, werden zwei Möglichkeiten praktiziert. Entweder das Autoradio steuert einen „Nachbrenner“ (Booster) an, der dann eine passive Auto-Box treibt.

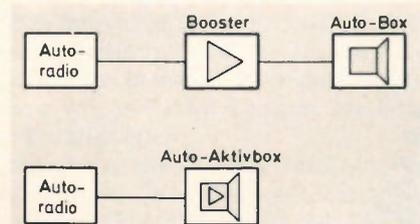


Bild 1 Vergleich Auto-Aktivbox/Booster-passive Box

Oder man faßt Verstärker und Box in einem Gehäuse zusammen, es entsteht die Auto-Aktivbox. Dabei ist es nun möglich, Verstärker und Lautsprecher optimal aufeinander anzupassen, so daß die gesamte Einheit trotz relativ geringer Abmessungen den HiFi-Ansprüchen genügt. Auch von der Platz- und Verdrahtungsseite her ist diese Lösung günstig.

In Bild 2 wird die Zusammenschaltung einer Auto-Stereo-Anlage mit Aktivboxen dargestellt.

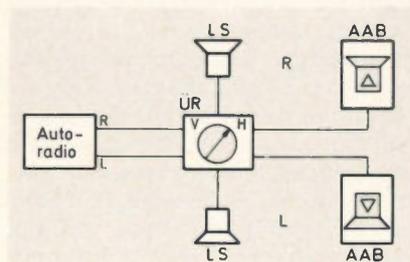


Bild 2 Auto-Stereo-Anlage mit Auto-Aktivboxen

- UR = Überblendregler
- LS = Auto-Lautsprecher
- AAB = Auto-Aktivbox
- R = Rechter Kanal
- L = Linker Kanal

## 2. Die GRUNDIG-Zweiweg-Zweiverstärker-Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi

2.1 Vergleich zur L/U 200 HiFi

Die Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi stellt eine Weiterentwicklung der L/U 200 HiFi dar. (Siehe TI 1/79 ab Seite 44.)

Durch getrennte Tief- und Hochtonverstärker steht bei der L/U 300 HiFi mehr Leistung an den Lautsprechern zur Verfügung. Es sind dies insgesamt  $23 \text{ W}$  unverzerrt ( $K_{\text{ges}} = 0,5\%$ , DIN 45 500 HiFi).



Bild 3 Die Grundig-Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi

2.2 Warum 23 W HiFi?

Der früher üblicherweise im Auto eingebaute Breitband-Lautsprecher brachte durch den ungedämpften Einbau, meist irgendwo zwischen Heizungsschlauch und Scheibenwischergestänge, einen relativ hohen Schalldruck. Es war laut, aber durch Raum- und Eigenresonanzen sowie den eingegengten Frequenzbereich des Kompromisses-„Breitband“-Lautsprechers war mit keinem natürlichen Klang zu rechnen. Eine weitere Eigenschaft des Breitbanders wirkt sich im Auto besonders negativ

aus: Höhere Frequenzen werden hauptsächlich in Richtung der Lautsprecherachse abgestrahlt, der Schall wird gebündelt. Da diese Frequenzanteile zur Sprachverständlichkeit beitragen und es im Auto nicht möglich ist, die Lautsprecher exakt auf den Zuhörer auszurichten, ist es wichtig, diesen Richtungseffekt zu verringern. In Bild 4 wird anhand eines Richtdiagrammes das unterschiedliche Verhalten eines Breitbanders und der L/U 300 HiFi dargestellt.

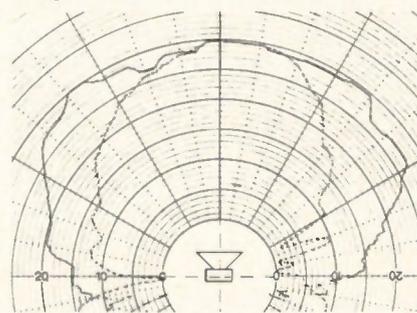


Bild 4 Richtdiagramm des Schalldruckes bei  $f = 12,5 \text{ kHz}$

— Breitbandlautsprecher  
 ..... Auto-Aktivbox L/U 300

Alle vorgenannten Nachteile des Einzellautsprechers lassen sich durch eine geschlossene Mehrwege-Box beheben, die dann allerdings mehr aussteuernde Leistung erfordert, um den gleichen Schalldruck zu erzeugen wie ein ungedämpfter Breitbandlautsprecher.

Unter „geschlossen“ versteht man, daß die Lautsprecher in einem luftdichten, durch Dämm-Material möglichst frequenzunabhängig gedämpften Gehäuse arbeiten. Unter Mehrwege-System ist die Aufteilung des Gesamtfrequenzbereiches (50 Hz bis 20 kHz) in mindestens zwei Einzelbereiche, die Bässe und die Höhen, zu verstehen. Bei der L/U 300 HiFi werden die Bereiche getrennt verstärkt und dann von speziell dafür entwickelten Hoch- und Tieftonlautsprechern abgestrahlt.

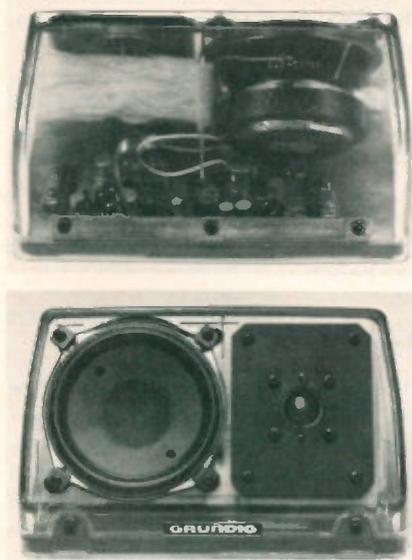
Gummisicken-Lautsprecher mit großem Hub können trotz ihrer kleinen Abmessungen tiefe Frequenzen gut abstrahlen. Als Hochtöner wird in der L/U 300 HiFi ein Kalotten-Lautsprecher eingesetzt. Bei dieser Bauart hat die abstrahlende Membran die Form eines Kugelabschnittes (Kalotte). Sie wird klein gehalten, um Bündelungseffekte zu verringern.

Die Qualität des Schallwandler ist maßgeblich für den Klang verantwortlich, da das steuernde elektrische Signal bei den heutigen Empfangs- und Verstärkerschaltungen bereits einen hohen Stand erreicht hat.

### 2.3 Der Aufbau der Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi

Das schwarze oder braune Kunststoffgehäuse mit der schräg nach oben gerichteten Schallaustrittsfläche wurde so ausgelegt, daß die Auto-Aktivbox auf die hintere Ablage vieler Fahrzeuge paßt.

Die massive Druckguß-Grundplatte, die zur Befestigung der Elektronik-Durchschaltplatte und als Kühlkörper für die Endstufen-ICs dient, wird mit dem Gehäuse luftdicht verschraubt. Der Innenraum ist mit einem nicht brennbaren Dämmstoff ausgefüllt, um Resonanzen und Absorptionen zu verhindern. In **Bild 5** wurde dieses Material zur Veranschaulichung des Innenaufbaues herausgelassen.



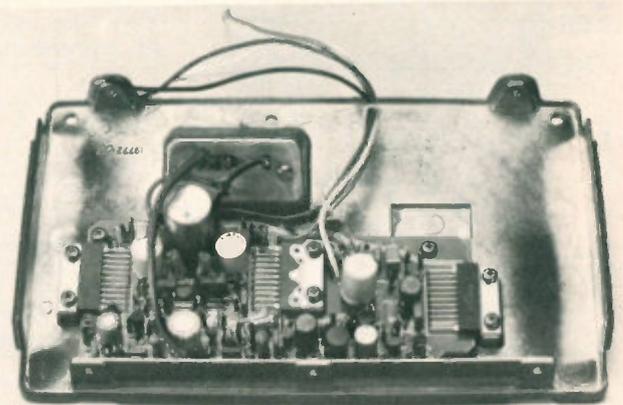
**Bild 5** Auto-Aktivbox mit transparentem Gehäuse zur Verdeutlichung des Innenaufbaus.  
Oben: Hier wurde das sonst vorhandene Dämmmaterial teilweise entfernt  
Unten: Vorderansicht ohne Ziergitter

Wie **Bild 6** zeigt, ist die gesamte elektronische Schaltung auf einer Druckschaltplatte zusammengefaßt.

Deutlich sind die 3 Endstufen-ICs zu sehen. Der Anschluß der Auto-Aktivbox erfolgt von unten mit in Fahrzeugen üblichen Steckverbindungen.

Die Anschlüsse und die von außen zugängliche Sicherung sind in einem Anschlußkästchen zusammenge-

**Bild 6**  
Grundplatte mit  
Elektronik



faßt, das in die Grundplatte eingelassen wurde. Zum Schutz der Lautsprecher und aus optischen Gründen ist die gesamte Schallaustrittsfläche mit einem Stahlblech-Ziergitter abgedeckt (in **Bild 5** fortgelassen).

Die Befestigung der Auto-Aktivbox erfolgt mit einer Stahlblechplatte, die am stabilen Befestigungsort sicher angeschraubt werden muß. In diese wird die Box dann eingehängt und mit zwei Schrauben gesichert.

### 2.4 Schaltungsbeschreibung der L/U 300 HiFi

Prinzipschaltung der Auto-Aktivbox L/U 300 HiFi

#### 2.4.1 Der Einschaltverstärker

Der Einschaltverstärker ist die einzige Funktionsgruppe, die dauernd an der Betriebsspannung liegt. Beim Vorhandensein eines Signales an NF 1 oder NF 2 durchläuft dieses einen Tiefpaß, um ein ungewolltes Ansprechen durch Störungen zu verhindern. Dann wird es verstärkt und gleichgerichtet. T 102 schaltet durch, und der Kondensator C 107 wird über R 112 aufgeladen. An die-

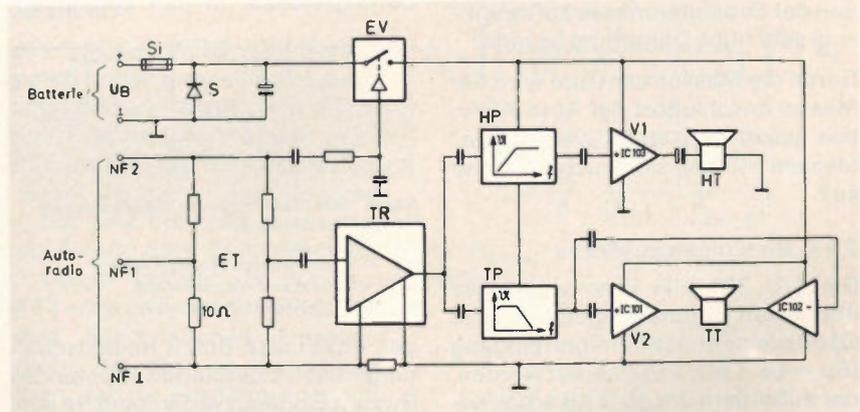
ser Spannung hängt eine Trigger-schaltung, die einen Schalttransistor T 109 ansteuert und somit die Betriebsspannung für alle anderen Funktionsgruppen einschaltet. In Programmpausen oder nach dem Abschalten des Autoradios kann sich der Kondensator C 107 langsam entladen. Nach ca. 3,5 Min. ist die Schaltschwelle erreicht, und die Box schaltet wieder auf Bereitschaft.

In diesem Zustand fließt noch ein Ruhestrom von ca. 15 mA, was unter normalen Fahrbedingungen keine Belastung für die Autobatterie darstellt.

Durch den Einschaltverstärker erfolgt automatisches Ein/Aus-Schalten der Auto-Aktivbox, ohne daß externe Schalter und Schalleitungen erforderlich sind.

#### 2.4.2 Der Verpolschutz

Beim Anschließen der Auto-Aktivbox kann es versehentlich zu einer Verpolung der Batteriespannung  $U_B$  kommen. In diesem Fall spricht eine Leistungsdiode D 101 – siehe **Bild 8** – an, die einen hohen Strom über die Sicherung (Si 1) fließen läßt und diese zum Ansprechen bringt.



**Bild 7** Prinzipschaltung der L/U 300 HiFi.  
Si = Sicherung, S = Verpolschutz, EV = Einschaltverstärker, ET = Eingangsteiler, TR = Masse-Trennstufe, HP = Hochpaß-Filter, TP = Tiefpaß-Filter, V1 = Hochtonverstärker, V2 = Tiefton-Brückenverstärker, HT = Hochton-Lautsprecher, TT = Tiefton-Lautsprecher

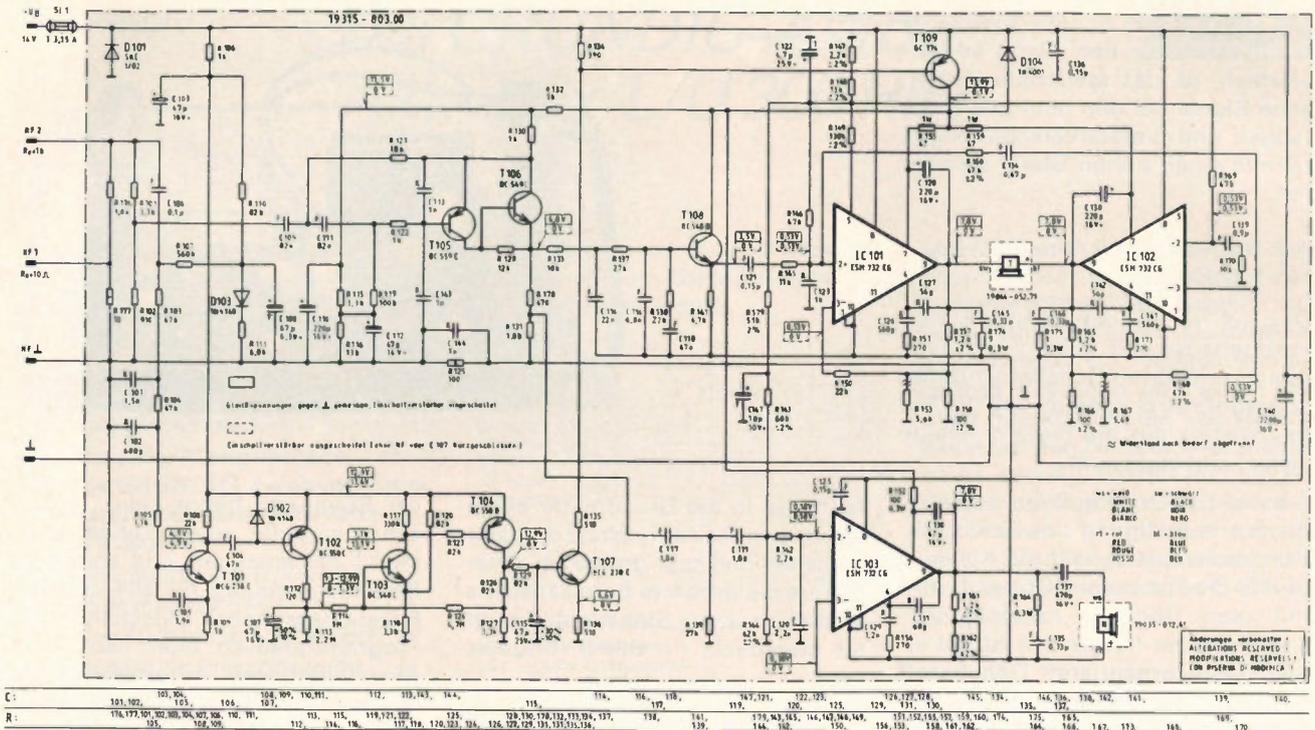


Bild 8 Gesamtschaltbild der L/U 300 HiFi

In dieser kurzen Zeit steht nur die Flußspannung der Diode an der Schaltung, die zu keiner Beschädigung führt. Nach dem Auswechseln der Sicherung ist das Gerät wieder betriebsbereit.

### 2.4.3 Die Massentrennstufe

Sowohl das steuernde Autoradio als auch die Betriebsspannung für die Auto-Aktivbox sind auf die gleiche Masse (das Fahrzeugchassis) bezogen. Da die Geräte aber meistens räumlich getrennt an Masse angeschlossen werden, können durch Störströme auf dem Chassis, z. B. durch die Zündung oder die elektrische Benzinpumpe, Störspannungen in den NF-Eingang der Auto-Aktivbox eingeschleift werden. Um dies zu verhindern, wurde eine Massentrennstufe eingefügt, die für Störspannungen – die zwischen der NF- und der Endstufenmasse auftreten – eine sehr hohe Dämpfung bewirkt.

Durch die Massentrennstufe wird der Masse-Anschlußort der Auto-Aktivbox unkritisch, auch „verseuchte“ Massen wirken sich nicht störend aus.

### 2.4.4 Der Eingangsteiler

Die L/U 300 HiFi kann wahlweise über einen niederohmigen ( $R_e = 10 \Omega$ ) oder einen hochohmigen Eingang ( $R_e = \text{ca. } 1 \text{ k}\Omega$ ) angesteuert werden, der außerdem um ca. 3 dB empfindlicher ist.

Der niederohmige Eingang wurde für den Betrieb mit einem „üblichen

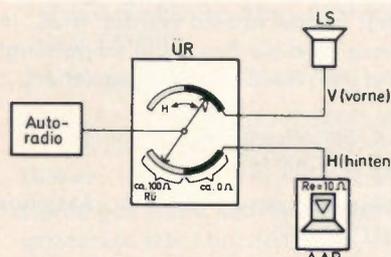


Bild 9 Schaltung eines Überblendreglers  
 UR = Überblendregler  
 LS = Auto-Lautsprecher  
 AAB = Auto-Aktivbox  
 (es ist nur ein Kanal gezeichnet)

Leistungsendstufen-bestückten Autoradio“ ausgelegt.

Mit dem Stereo-Überblendregler SR 2 ist das Zusammenschalten von Aktiv- und Passivboxen möglich. (Bild 9).

In der Mittenstellung wird das Signal für beide Ausgänge ungedämpft durchgelassen. In den Endstellungen

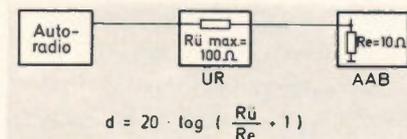


Bild 10 Max. Dämpfung eines Überblendreglers  
 UR = Überblendregler  
 AAB = Auto-Aktivbox  
 Rü = Widerstand des Überblendreglers  
 Re = Eingangswiderstand der AAB  
 d = Dämpfungswirkung des UR

gen ergibt sich durch Reihenschaltung des Überblendwiderstandes Rü zum Eingangswiderstand Re eine maximale Dämpfung d.

Nach Bild 10 beträgt diese z. B. für einen 100-Ω-Überblendregler in Zu-

sammenschaltung mit der Auto-Aktivbox ca. 21 dB.

Der hochohmige Eingang NF 2 ist für den Fall vorgesehen, daß parallel zu einer 2-Ω-Last (2 Lautsprecher parallel) noch eine Auto-Aktivbox angeschlossen werden soll. Auch im Hinblick auf kommende Geräte-Generationen ist dieser Eingang wichtig, da zum Ansteuern keine Leistungs-Endstufe erforderlich ist. Hier ist z. B. der Equalizer HE 40 HiFi zu nennen.

### 2.4.5 Der Hochtonweg

Hinter der Massentrennstufe (Emitter von T 106) steht das komplette NF-Signal an. Da der Kalotten-Hochtonlautsprecher nur Frequenzen oberhalb ca. 1,5 kHz abstrahlen kann, müssen tieffrequenterer Signalanteile, die den Lautsprecher übersteuern würden, vor der Hochton-Endstufe abgetrennt werden. Dies ge-

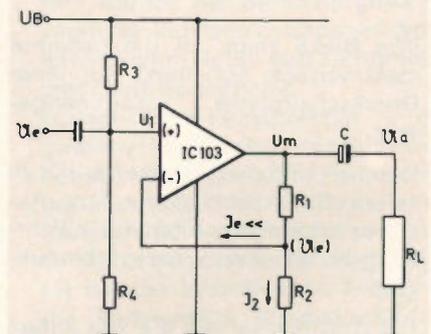


Bild 11 Schaltung der Hochtonendstufe

schiebt durch ein zweistufiges RC-Hochpaßfilter (C 117/R 139, C 119/R 144).

Die von IC 103 gebildete Hochton-Endstufe – Bild 11 – läßt sich als Leistungs-OP darstellen.

Zur Bestimmung der Verstärkung geht man davon aus, daß in jedem Augenblick die Differenzspannung zwischen den Eingängen Null ist. Die Offset-Spannung sowie die Eingangsströme kann man bei dieser Betrachtung vernachlässigen. Somit wird die steuernde Wechselspannung am nicht invertierenden Eingang (+) gleich der in dem invertierenden Eingang (-) über den Ausgangsteiler  $R_1/R_2$  rückgekoppelten Wechselspannung ( $u_e$ ), siehe auch Bild 11.

Unter dieser Voraussetzung wird:

$$J_2 = \frac{u_e}{R_2}$$

und da man den kap. Widerstand des Auskopplungskondensators C vernachlässigen kann

$u_a = J_2 \cdot (R_1 + R_2)$  für  $J_e \ll$  durch Einsetzen von  $J_2$  wird:

$$u_a = \frac{u_e}{R_2} \cdot (R_1 + R_2)$$

die Verstärkung  $V = \frac{u_a}{u_e}$

Umstellen nach V

$$V = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \text{ d. h.}$$

$$V = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Verstärkung der Endstufe

für  $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$  und  $R_2 = 33 \Omega$  wird ( $R_1 \cong R 161$ ,  $R_2 \cong R 162$  im Schaltbild) die Verstärkung der Endstufe, z. B.  $V = 37,4 \cong 31,4 \text{ dB}$ . Bei der nun gegebenen Verstärkung muß die Gleichspannung  $U_1$  mit dem Teiler  $R_3/R_4$  so festgelegt werden, daß die Ausgangsgleichspannung  $U_m$

gleich  $\frac{U_B}{2}$  beträgt, um eine symmetrische Wechselspannungsaussteuerung und somit maximale Ausgangsleistung zu erreichen. Es muß also sein:

$$\frac{U_B}{2} = V \cdot U_1$$

und somit

$$U_1 = \frac{U_B}{2 \cdot V}$$

Erforderliche Gleichspannung am nicht invertierenden (+) Eingang

$U_1$  wird mit Teiler  $R_3/R_4$  festgelegt. Für  $U_B = 14 \text{ V}$  ergibt sich im vorliegenden Fall:  $U_1 = 187 \text{ mV}$ .

Für die maximale unverzerrte Ausgangsleistung der Endstufe gilt die Formel:

$$P_{a \text{ max}} = \frac{a \text{ max}^2}{R_L} = \frac{U_B^2}{8} \cdot \frac{R_L}{(R_L + R_{CE \text{ sat}})^2}$$

Maximale unverzerrte Ausgangsleistung der Hochton-Endstufe

$u_a \text{ max} = \text{max. unverzerrte Ausgangsspannung}$

$U_B = \text{Batteriespannung}$

$R_L = \text{Lastwiderstand (Ersatzwiderstand für Lautsprecher)}$

$R_{CE \text{ sat}} = \text{Sättigungswiderstand der Endstufentransistoren. Bei Bootstrapbeschaltung, wie hier vorliegend, kann mit } R_{CE \text{ sat}} \leq 0,5 \Omega \text{ gerechnet werden.}$

Auf die Ableitung der Formel für die maximalen Ausgangsleistungen wird bei der Betrachtung des Tiefton-Brückenverstärkers näher eingegangen.

Für den Hochtonverstärker läßt sich für  $U_B = 14,4 \text{ V}$  und  $R_L = 2 \Omega$  nach vorstehender Formel errechnen:

$$P_{a \text{ max}} = 8,3 \text{ W}$$

In der Praxis wird durch Spannungsabfälle auf Leitungen und der Sicherung diese theoretische Leistung nicht ganz erreicht.

#### 2.4.6 Der Tieftonweg

Wieder ausgehend vom gesamten NF-Signal gilt für den Tieftonweg im Prinzip das gleiche wie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben. Nur wird hier der untere Frequenzanteil des Signals mit einem Tiefpaß (R 133/C 114; R 137/C 116) herausgefiltert und mit einer aus IC 101 und IC 102 bestehenden Brückenendstufe verstärkt.

In den üblichen Musik- und Sprachsignalen haben die tiefen Frequenzanteile größere Amplituden als die hohen Frequenzen. Sie sind somit leistungsintensiver. Es muß deshalb zu einem Verstärker gegriffen werden, der eine höhere Ausgangsleistung liefert: dem Brückenverstärker. Dieser besteht im Prinzip – Bild 12 – aus zwei wie im vorigen Abschnitt beschriebenen Einzelverstärkern, die aber so angesteuert werden, daß die Ausgangsspannungen zwar gleich groß, aber um  $180^\circ$  phasenverschoben sind. Für den in der Brücke liegenden Tieftonlautsprecher TT bzw. den zur Rechnung

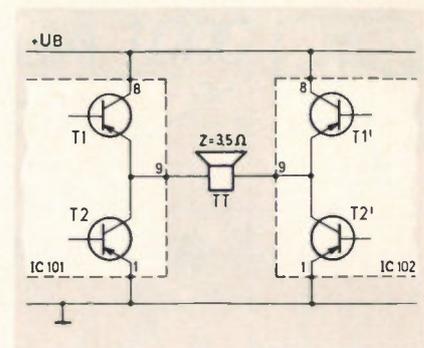


Bild 12 Prinzipschaltung der Brückenschaltung

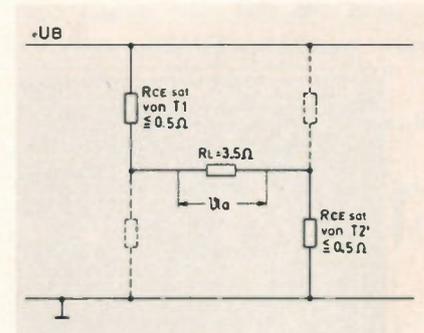


Bild 13 Ersatzschaltung zur Berechnung der max. Ausgangsleistung einer Brücken-Endstufe

herangezogenen Ersatzwiderstand  $R_L$  addiert sich somit die Ausgangsspannung des Einzelverstärkers.

Es soll nun die maximale unverzerrte Ausgangsleistung abgeleitet werden. Nach Bild 13 gilt für eine Halbwelle:

es kann ein maximaler  $J_s = \text{Spitzenstrom fließen}$

$$J_s = \frac{U_B}{R_L + 2 \cdot R_{CE \text{ sat}}}$$

daraus errechnet sich der Effektivwert des Stromes

$$J_{\text{eff}} = \frac{J_s}{\sqrt{2}} = \frac{U_B}{\sqrt{2} \cdot (R_L + 2 R_{CE \text{ sat}})}$$

Faktor 2 ausgeklammert

$$J_{\text{eff}} = \frac{U_B}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot (R_{L/2} + R_{CE \text{ sat}})}$$

nach der allgemeinen Leistungsformel ist  $P_a = J_{\text{eff}}^2 \cdot R$

$$P_a = \left[ \frac{U_B}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot (R_{L/2} + R_{CE \text{ sat}})} \right]^2 \cdot R_L = \frac{U_B^2 \cdot R_L}{4 \cdot 2 \cdot (R_{L/2} + R_{CE \text{ sat}})^2} = \frac{U_B^2}{8} \cdot \frac{R_L}{(R_{L/2} + R_{CE \text{ sat}})^2}$$

da  $R_{CE \text{ sat}}$  ein Maximum darstellt, wird:

$$P_{a \text{ max}} = \frac{u_a \text{ max}^2}{R_L} \cong$$

$$\frac{U_B^2}{8} \cdot \frac{R_L}{(R_{L/2} + R_{CE \text{ sat}})^2}$$

Maximale unverzerrte Ausgangsleistung der Tiefton-Brückenendstufe

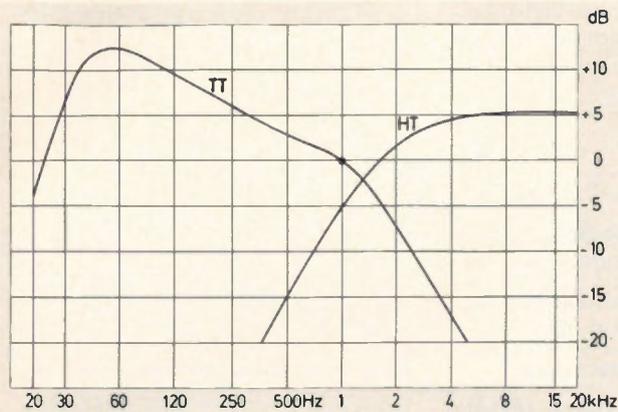


Bild 14 Frequenzgänge an den Lautsprechern L/U 300 HiFi

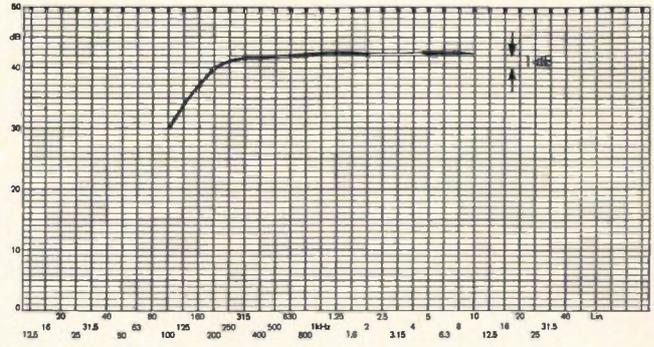


Bild 15 Schalleistung in Abhängigkeit der Frequenz für L/U 300 HiFi

$U_a \text{ max.}$  = max. unverzerrte Ausgangsspannung

$U_B$  = Batteriespannung

$R_L$  = Lastwiderstand (Ersatzwiderstand für Lautsprecher)

$R_{CE \text{ sat}}$  = Sättigungswiderstand der Endstufentransistoren  $T_1/T_2$ . Bei Bootstrapschaltung, wie hier vorliegend, kann mit  $R_{CE \text{ sat}} \leq 0,5 \Omega$  gerechnet werden.

Für die L/U 300 HiFi ergibt sich für  $U_B = 14,4 \text{ V}$  und  $R_L = 3,5 \Omega$  eine theoretische Leistung von max. 17,9 W. In der Praxis wird auch hier dieser Wert durch nicht eingerechnete Spannungsabfälle etwas unterschritten.

### 2.5 Messungen an der L/U 300 HiFi

In diesem Abschnitt werden einige, vor allem akustische Messungen dargestellt.

Bild 14 zeigt deutlich, daß den Lautsprechern nur solche Frequenzen angeboten werden, die sie aufgrund ihrer Konstruktion auch in Schallenergie umwandeln können.

In Bild 15 sieht man die in einem Hallraum gemessene Schalleistungskurve. Sie zeigt eine gleichmäßige Verteilung über die Frequenz.

In Bild 16 ist die mit einem 1/3 Oktav-Echtzeitanalysator in einem Prüfraum gemessene Schalldruckkurve dargestellt. Auch hier ist der ausgeglichene Verlauf zu sehen.

### 2.6 Technische Daten der Autoaktivbox L/U 300 HiFi

#### Stromversorgung:

12-V-Autobatterie

Nennspannung 14,4 V für Angaben in den TD

Funktionsbereich 10,8–16 V

#### Stromaufnahme:

Ruhestrom: ca. 15 mA, Gerät in Bereitschaft;

Stromaufnahme ohne Signal: ca. 130 mA;

Stromaufnahme bei 23 W Ausgangsleistung: 3 A

#### Nennausgangsleistung:

23 W DIN 45 500,  $K_{\text{ges}} = 0,5 \%$

35 W DIN 45 324,  $K_{\text{ges}} = 10 \%$

#### Eingangswiderstand:

10  $\Omega$ , NF 1; ca. 1 k $\Omega$ , NF 2 wahlweise

#### Eingangsspannung:

ca. 4,2 V, Eingang NF 1

ca. 3,0 V, Eingang NF 2

#### Frequenzgang:

50 Hz ... 20 kHz, DIN 45 500 Bl. 8

#### Fremdspannungsabstand:

$\geq 80 \text{ dB}$ , bezogen auf Nennausgangsleistung

#### Einschaltempfindlichkeit des Einschaltverstärkers:

$\leq 40 \text{ mV}$ , 1 kHz

#### Ausschaltverzögerung:

$4 \pm 1,5 \text{ Min.}$

#### Sicherung:

3,15 AT, von außen zugänglich

#### Lautsprecher:

Tieftöner 100 mm  $\varnothing$

Hochtöner Kalotte 19 mm  $\varnothing$

#### Gehäuse:

schwarzes oder braunes Kunststoffgehäuse mit Metallgrundplatte

#### Volumen:

ca. 1300 cm<sup>3</sup>

#### Abmessungen:

ca. 220 x 112 x 148 mm (B x H x T)

#### Gewicht:

ca. 2,5 kg

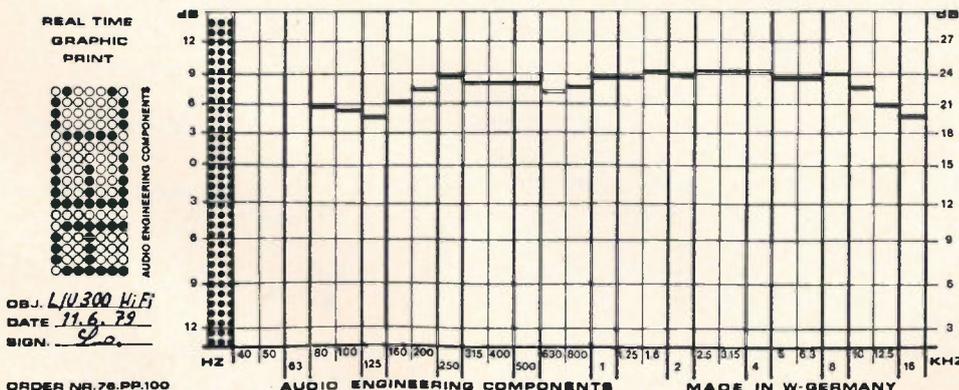
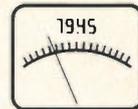


Bild 16 Mit 1/3 Oktav-Echtzeitanalysator gemessene Schalldruckkurve der L/U 300 HiFi.

# Gleichlaufanalysator GA 1000 ein wichtiges Meßgerät für den Service an Tonband- und Videogeräten



## Allgemeines

Ein wichtiges Qualitätsmerkmal von Magnettongeräten (Cassettenrecordern, Spulentonbandgeräten), Plattenspielern und nicht zuletzt von Videorecordern sind die Gleichlauf-eigenschaften.

Bedingt durch nicht ganz gleichmäßigen Transport des Tonträgers (Magnetband, Schallplatte), sind Tonhöenschwankungen bei der Wiedergabe nicht ganz zu vermeiden.

Tonhöenschwankungen von 0,2 Hz . . . 4 Hz werden deutlich als Jaulen („Wow“), höherfrequente Anteile als Rauigkeit des Tons („Flutter“) empfunden.

Unterschiedliche Reibung des Antriebssystems über längere Zeit gesehen, so z. B. zwischen Anfang und Ende des Bandwickels einer Tonbandspule, führen zu unterschiedlichem Schlupf des Tonträgers gegenüber dem Antriebsmotor („Drift“) und damit zu einer entsprechenden Abweichung der Tonhöhe bei der Wiedergabe.

Zur Erfassung dieser Größen, also Wow, Flutter und Drift, erweiterte nun Grundig sein Meßgeräteprogramm mit dem Gleichlaufanalysator GA 1000 (Bild 1 zeigt die Vorderansicht).

Bei der Entwicklung des Gerätes wurde besonderes Augenmerk auf universelle Einsetzbarkeit, einfachste Bedienung und großen Meßumfang gelegt.

## Funktionen, besondere Eigenschaften

Bei der Driftmessung sollen Gleichlaufabweichungen im Frequenzbereich unter 0,5 Hz erfaßt werden. Naturgemäß ergeben sich dabei relativ gleich bleibende Meßwerte – gemittelt über einige Sekunden.

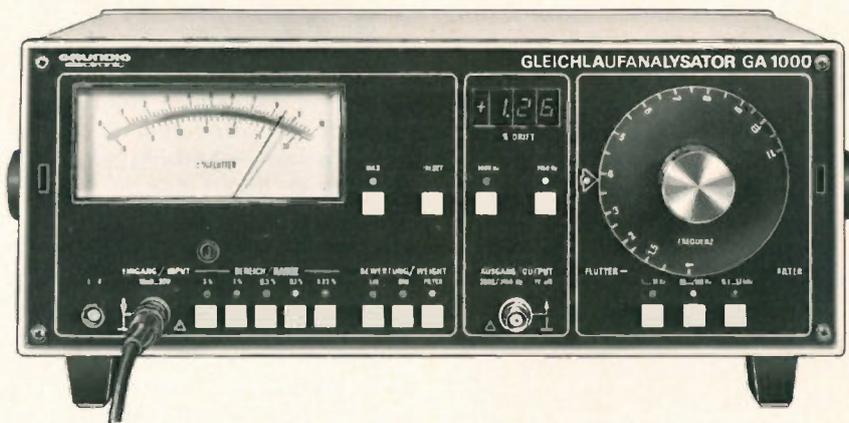


Bild 1 Vorderansicht des Gleichlaufanalysators GA 1000

Beim GA 1000 wurde deshalb eine digitale Driftanzeige mit einem Meßumfang von  $-9,99\%$  bis  $+9,99\%$  vorgesehen. Die Auflösung beträgt also  $0,01\%$  bei einem Fehler von  $\pm 1$  Digit  $\pm 50$  ppm. Als Bezugsfrequenz lassen sich durch Tastendruck 3000 Hz oder 3150 Hz wählen. Beide Frequenzen werden von einem 3,15 MHz-Quarz abgeleitet und gewährleisten deshalb die oben erwähnte hohe Genauigkeit. Nullpunktgleich ist bei dieser Driftmeßschaltung natürlich nicht nötig, ein wichtiger Vorteil gegenüber Konkurrenzgeräten der gleichen Preisklasse, die zur Driftmessung z. Z. durchweg Analogschaltungstechnik einsetzen.

Bei der Messung des Wow- bzw. Flutterfehlers, also bei Schwankungsfrequenzen über 0,5 Hz, wurde eine Analoganzeige verwendet, da die sich ergebenden Meßwerte in der Praxis ständigen Schwankungen unterliegen.

Der empfindlichste Meßbereich von 0,03% Vollausschlag läßt den Gleichlaufanalysator GA 1000 eigentlich als zu empfindlich erscheinen – betrachtet man die Gleichlaufschwankungswerte hochwertigster HiFi-Tonbandgeräte, Cassettenrecorder oder Plattenspieler. Selbst moderne Videorecorder liegen in der Größenordnung von 0,05%.

In Verbindung mit dem durchstimmbaren Filter zur Frequenzanalyse lassen sich jedoch bei der hohen Meßempfindlichkeit auch noch kleinste Spektralanteile des Flutterfehlers auswerten.

Der sehr große Frequenzbereich von 1 Hz bis 1100 Hz des selektiven Filters überstreicht den gesamten Bereich in der Praxis vorkommender Gleichlaufschwankungen.

Am Meßinstrument angezeigt wird übrigens stets der Spitzenwert der Gleichlaufschwankung, entsprechend der DIN-Vorschrift 45 507.

In der Betriebsart „LIN“ gelangt der Flutterfehler unbewertet zur Anzeige; das ist besonders vorteilhaft zur Fehlereingrenzung sowie bei Messungen im Labor- und Produktionsbereich.

Zur Messung der subjektiven Störwirkung des Flutterfehlers läßt sich ein Bewertungsfilter nach DIN 45 507 einschleifen. Bild 2 zeigt, daß Flutterfrequenzen um 4 Hz voll zur Anzeige kommen, während höhere und tiefere Frequenzen entsprechend ihrer geringeren Lästigkeit für das menschliche Ohr mehr oder weniger abgeschwächt werden.

Damit bei der sich ständig ändernden Anzeige die Meßwerte vergleichbar werden, entspricht die Dy-

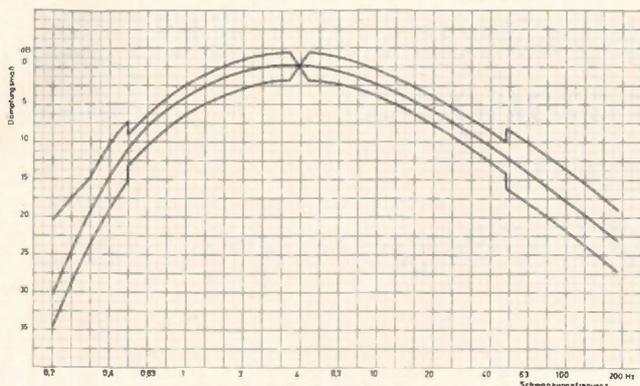


Bild 2  
Bewertungs-  
kurve mit  
Toleranzfeld

namik der Anzeigeschaltung + Instrument dem nach DIN 45 507 geforderten Einschwing- und Impulsverhalten.

Eine wichtige Hilfe insbesondere für Prüffeld- und Laboranwendung ist der im GA 1000 eingebaute Spitzenwertspeicher. Er erlaubt Fluttermessungen auch über etwas längere Zeit, ohne daß ständig konzentriert die Meßanzeige beobachtet werden muß. Nach Art eines Schleppzeigers wird stets der maximale bisher aufgetretene Flutterfehler angezeigt.

Die Kombination der hier nur grob zusammengefaßten Eigenschaften erlaubt den effektvollen Einsatz des GA 1000 praktisch im gesamten Anwendungsbereich von Frequenzschwankungsmessungen bei Schallspeichergeräten.

Die Funktionsbeschreibung bezieht sich auf das Blockschaltbild. Fettgedruckte Ziffern finden Sie an entsprechender Stelle des Blockschaltbildes auf Seite 97.

### Fluttermeßschaltung

Sowohl der Drift- wie auch der Fluttermeßschaltung muß ein Meßsignal zugeführt werden, das so aufbereitet ist, daß andere Parameter als die Frequenzmodulation keinerlei Einfluß auf den angezeigten Meßwert haben.

So dienen die Funktionsblöcke 1 bis 4 dazu, das Sinussignal, das an der Eingangsbuchse in einem Amplitudenbereich von 10 mV bis 30 V bei beliebigem Klirrgrad anliegt, in ein Rechtecksignal doppelter Frequenz umzuwandeln. Die hohe Empfindlichkeit der nachfolgenden Fluttermeßschaltung (0,03% Endausschlag) erforderte besondere Maßnahmen, um den Flankenjitter des Rechtecks minimal zu halten – der würde ja als zusätzlicher Flutterfehler das Meßergebnis verfälschen.

Signalamplituden über 1,3 V (Spitze-Spitze) werden im Begrenzer 1 gekappt, der nachfolgende rauscharme Verstärker 2 erhöht die Amplitude wieder derart, daß am Eingang des selektiven Filters 3 über den gesamten Eingangsspannungsbereich ein Rechtecksignal von etwa 20 V (Spitze-Spitze) steht. Die Bandbreite des Filters 3 ist so bemessen, daß einerseits das interessierende Frequenzmodulationsspektrum des 3000-Hz- bzw. 3150-Hz-Trägers nicht beschnitten, Rauschteile außerhalb dieses Frequenzbereiches jedoch unterdrückt werden.

Um zur nachfolgenden Frequenzdemodulation im Frequenzdiskriminator einen größeren Abstand zwischen Träger- und Modulationsfrequenz zu erhalten, ist eine Frequenzverdopplung nötig:

Zwei monostabile Multivibratoren in C-MOS-Technik werden parallel mit dem Ausgangssignal des selektiven Filters angesteuert; der eine triggert auf die ansteigende, der andere auf die abfallende Flanke, beide erzeugen Ausgangsimpulse von ca. 100 µs Breite.

Nach einer Oder-Verknüpfung steht am Eingang des Diskriminators 5 genau die doppelte Meßsignalfrequenz, die allerdings noch mit denselben Frequenzschwankungen behaftet ist.

Der Frequenzdiskriminator 5 erzeugt nun zeitgleich mit jeder positiven Flanke dieses Signals einen Impuls konstanter Amplitude und Breite. Nach Eliminierung der Grundfrequenz und aller ihrer Oberwellen im Tiefpaßfilter 6 bleibt ein Wechselspannungssignal übrig, das der Frequenzschwankung (Flutter) entspricht.

Es zeigte sich jedoch, daß normale integrierte monostabile Multivibratoren Ausgangsimpulse erzeugen, deren Rückflanken nicht ausrei-

chend jitterfrei sind. Dadurch ergab sich nach der Integration im Tiefpaßfilter ein zu hoher Rauschanteil und damit ein relativ hoher Grundauschlag des Instrumentenzeigers im empfindlichsten Fluttermeßbereich. Die vergleichsweise hohe Flutterfrequenzbandbreite von 1100 Hz verstärkte diesen Effekt.

Bild 3 zeigt das Zustandekommen des Jitters.

Nach Eintreffen des Eingangssprungs ① zieht der Eingangsschalter mit seinem Ausgangssignal ② die Kapazität C an ihrem linken Ende auf Masse. Der Schwellwertschalter spricht an, über die Rückführung wird während des Ausgangsimpulses ④ der Eingangsschalter verriegelt.

Die Umladung von C besorgt R nach der e-Funktion ③. Der Schwellwertschalter schaltet bei Erreichen des Schwellwertes  $U_s$  zurück in den Ausgangszustand.

Hauptsächlich aufgrund des Eigenrauschens des Schwellwertschalters am Eingang besteht eine geringe Unsicherheit hinsichtlich des Umschaltzeitpunktes. Man kann sich den Rauschanteil auch der Ladefunktion überlagert denken.

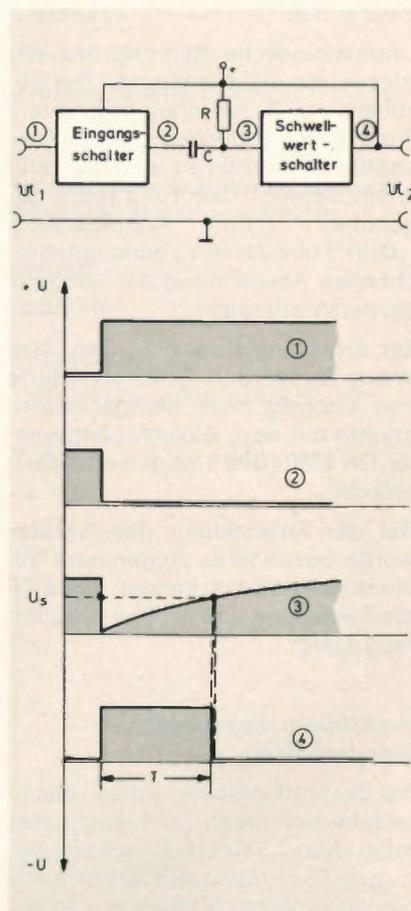


Bild 3



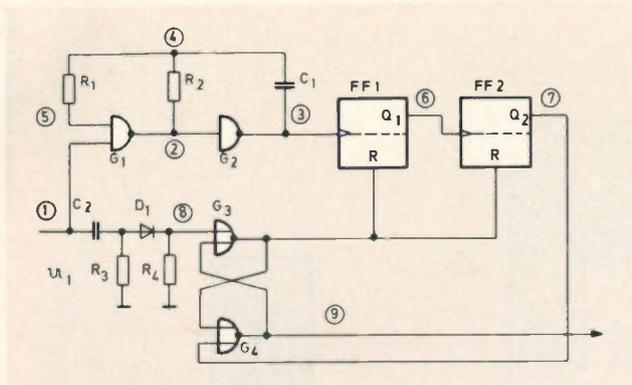


Bild 4  
Schaltungsauszug  
des monostabilen  
Multivibrators

Es ist nun leicht einzusehen, daß der Flankenjitter um so geringer ausfällt, je größer die Steigung der Ladefunktion ③ im Umschaltzeitpunkt ist.

Im Frequenzdiskriminator des GA 1000 wurde daher ein diskret aufgebauter monostabiler Multivibrator nach Bild 4 eingesetzt:

Die positive Flanke von Signal ① gelangt über ein Differenzglied und eine Schutzdiode ( $C_2, R_3, D_1, R_4$ ) auf den Setzeingang eines NOR-RS-Flip-Flop ( $G_3, G_4$ ), aktiviert FF1 und FF2 durch „Low“ an den Reset-Eingängen, erzeugt am Ausgangssignal ⑨ eine „High“-Flanke.

Gleichzeitig startet das Signal ① den astabilen Multivibrator, bestehend aus  $G_1, G_2, R_1, R_2$  und  $C_1$ . Die Schaltflanke von ① erscheint am Ausgang von  $G_1$  invertiert (②), am Ausgang von  $G_2$  phasengleich.

Das J-K-Flip-Flop FF<sub>1</sub> reagiert nicht, da sein Clock-Eingang nur auf negative Flanken anspricht. Da der Ausgang von  $G_1$  im Ruhezustand auf High war, bewirkt die positive Flanke am Ausgang von  $G_2$  an ④ eine Spannungsüberhöhung über die Betriebsspannung hinaus. Am zweiten Eingang von  $G_1$  begrenzen die Eingangsschutzdioden die Überspannungsspitze ⑤.

In der Folgezeit wird  $C_1$  über  $R_2$ , und solange die Schutzdioden von  $G_1$  geöffnet sind auch noch über  $R_1$  umgeladen. Ist der Schwellwert von  $G_1$  am Signal ⑤ erreicht, springt der Ausgang von  $G_1$  und  $G_2$  um, FF<sub>1</sub> wird gesetzt.

Signal ④ weist nun eine negative Spannungsspitze auf, die wiederum von den Schutzdioden im Eingang von  $G_1$  auf  $-0,6$  V begrenzt wird. Beim erneuten Erreichen des Schwellwertes an  $G_1$  ist der Ausgangszustand wieder erreicht, der oben beschriebene Vorgang wiederholt sich bis zur nächsten negativen Flanke von Signal ③.

Diese bewirkt über FF<sub>1</sub> am Ausgang  $Q_2$  von FF<sub>2</sub> einen High-Impuls, der das RS-FF ( $G_3, G_4$ ) zurücksetzt, die Reset-Eingänge von FF<sub>1,2</sub> gehen auf High, Signal ⑨ geht auf Low. Der Ausgangszustand ist dann nach der Rückflanke des Eingangssignals ① und der Umladung von  $C_1$  auch im astabilen Multivibrator erreicht.

Sinn und Zweck der Schaltung ist der Impuls ⑨, dessen Breite also von der Zeitkonstante  $C_1, R_2$  und auch in gewissem Umfang von  $R_1$  abhängt.

Ebenso wie im zuerst beschriebenen monostabilen Multivibrator steuert die Umladefunktion einer Kapazität

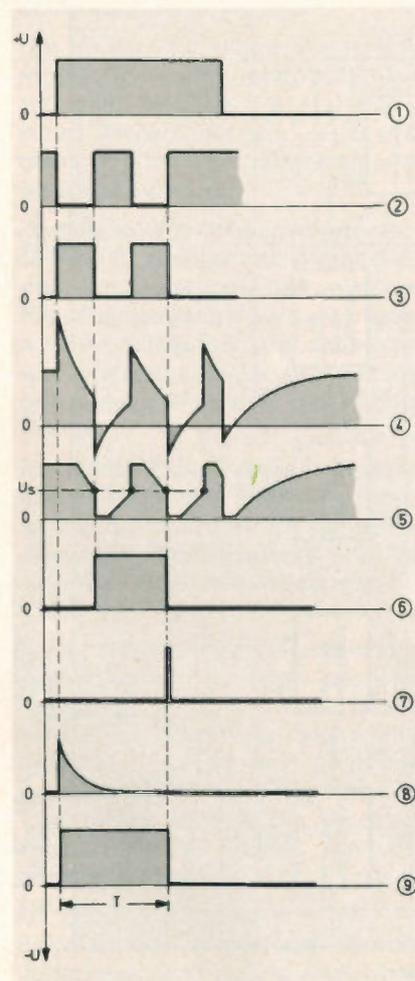


Bild 5 Impulsfolge

( $C_1$ ) einen Schwellwertschalter ( $G_1$ ) an, jedoch läuft dieser Vorgang während der Impulszeit  $T$  dreimal ab, und zudem bewirkt die Spannungsüberhöhung von Signal ④ eine Amplitudenerhöhung der Umladefunktion gegenüber der zuerst beschriebenen Schaltung.

Das Resultat ist eine weitaus größere Steilheit des Spannungsverlaufs im Schwellwert von  $G_1$ , die einen wesentlich kleineren Jitter der Rückflanke von Impuls ⑨ zuläßt.

Bild 5 zeigt die Impulsfolge.

Am Ausgang des Tiefpaßfilters 6 steht nun ein ausreichend rauschfreies Signal zur Weiterverarbeitung an.

Im Wechselspannungsverstärker 7, 9 und Abschwächer 8 wird die Amplitude dem eingestellten Flutterbereich entsprechend so erhöht, daß bei unbewerteter Fluttermessung dem Gleichrichter 11 über den Anlogschalter 20 ein ausreichendes Wechselspannungssignal zugeführt wird.

Bei gedrückter Taste „DIN“ sind die Anlogschalter 20, 21 gesperrt, der einzige Signalweg führt über das Bewertungsfilter nach DIN 45 507 zum Gleichrichter.

Die Bewertungskurve nach Bild 2 wird durch einen aktiven Hochpaß 2. Ordnung mit in Reihe geschaltetem RC-Tiefpaß 1. Ordnung erreicht.

Bei gedrückter Taste „Filter“ wird über den Anlogschalter 21 das selektive Bandpaßfilter 27 eingeschleift, dessen Resonanzfrequenz in drei Bereichen von 1 Hz bis 1100 Hz mit dem Potentiometer  $R_1$  variiert werden kann. Die Bandbreite beträgt bezogen auf die jeweils eingestellte Frequenz 10%, so daß sich damit sehr gut das Flutterfrequenzspektrum des angelegten Signals bestimmen läßt.

Vor dem Gleichrichter wird das Fluttersignal zur AC-Ausgangsbuchse abgezweigt.

Der Gleichrichter 11 liefert ein Ausgangssignal, das proportional zum Spitzenwert des Flutterfehlers ist. Bei kontinuierlicher Meßwertanzeige wird das Anzeigeelement  $I_1$  direkt vom Meßverstärker 13 angesteuert, bei gedrückter Taste „MAX“ über den Spitzenwertspeicher 23, geschaltet wird der Signalweg vom Anlogschalter 19.

Bild 6 zeigt das Prinzipschaltbild des Spitzenwertspeichers.

Das Eingangssignal  $U_1$  gelangt auf den nichtinvertierenden Eingang

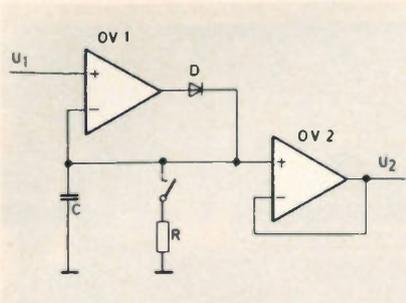


Bild 6 Prinzipschaltbild des Spitzenwertspeichers

des Operationsverstärkers OV<sub>1</sub>, dessen Ausgang die Kapazität C über die Diode D bei ansteigenden Werten von U<sub>1</sub> auflädt. Wird U<sub>1</sub> kleiner, sperrt die Diode, der Kondensator hält seine Spannung, da die angeschlossenen Eingänge von OV<sub>1</sub> und OV<sub>2</sub> so hochohmig sind, daß sich C praktisch nicht entladen kann.

Am Ausgang von OV<sub>2</sub> wird die Ladenspannung niederohmig als U<sub>2</sub> abgenommen. Die Entladung geschieht über die Reset-Taste, der Widerstand R begrenzt den Entladestrom.

Nach dem Meßverstärker wird das Gleichspannungssignal auch zum Y-Ausgang geführt. Er ist hauptsächlich zum Anschluß von X-Y- bzw. Y-t-Schreibern gedacht. Dabei besteht die Möglichkeit, mit dem frequenzproportionalen X-Ausgang des durchstimmbaren Flutterfilters den Flutterfehler über der Frequenzachse zu schreiben.

#### Driftmeßschaltung

Zunächst wird die 3,15-MHz-Schwingfrequenz des Quarzoszillators 14 in zwei umschaltbaren Frequenzteilern 15, 16 auf 6 kHz bzw. 6,3 kHz heruntergeteilt, je nachdem ob die 3000-Hz- oder 3150-Hz-Taste gedrückt ist. Ein nachgeschaltetes J-K-Flip-Flop 17 erzeugt daraus ein Rechtecksignal von 3000 Hz bzw. 3150 Hz und einem Tastverhältnis 2:1. Ein nachgeschaltetes aktives Tiefpaßfilter 4. Ordnung wandelt das Rechteck in eine Sinusfunktion mit einem Klirrfaktor  $\leq 1\%$  um. Sie dient, herausgeführt über eine BNC-Buchse an der Gerätevorderseite oder DIN-Buchse auf der Rückseite, als Prüfsignal z. B. zur Aufnahme auf Band.

Der 10 000:1-Frequenzteiler 25 erzeugt aus dem Rechtecksignal des Teilers 17 einen Torimpuls, in dessen Zeit jeweils 10 000 Schwingungen der eingestellten Nennfrequenz passen.

Mit diesem Tor wird der 4stellige dekadische Vor-Rückwärtszähler 28 für die am Frequenzverdoppler anliegenden Impulse geöffnet, die Zählrichtung ist auf „Rückwärts“ gestellt.

Ist die Meßfrequenz z. B. um 1,25% zu klein, so fehlen nach dem Ende der Torzeit 1,25% von 10 000, also 125 Taktimpulse auf den Zählerstand „0“.

Dieser Zählerstand „125“ wird jetzt über den Decoder-Treiber 34 zur LED-Anzeige 35 gebracht, der Dezimalpunkt ist ebenso wie das waagerechte Segment des Vorzeichens fest verdrahtet. Die Anzeige lautet also -1,25% Drift.

Wenn die Meßfrequenz zu groß ist, also bei positiver Drift, wird der Zählerstand „0“ des V/R-Zählers noch während der Torzeit erreicht. Gleichzeitig schaltet sich die Zählrichtung auf „Vorwärts“ um. Nach dem Ende der Torzeit wird wieder der Zählerstand über den Decoder-Treiber zur LED-Anzeige gebracht. Die zwei senkrechten Segmente des Vorzeichens leuchten nun auch, da sie mit der Zählrichtung des V/R-Zählers am Torende verknüpft sind.

Damit ergibt sich eine vorzeichenrichtige dreistellige Driftanzeige von -9,99% bis +9,99%, also mit 0,01% Auflösung und einer hohen (Quarz-) Genauigkeit.

Um Fehlmessungen zu vermeiden, liefert der Schwellwertschalter 12 bei zu kleinem Signal am Meßeingang an den Decoder-Treiber eine Rechteckfunktion, die eine blinkende LED-Anzeige bewirkt.

Gleichzeitig wird das Fluttersignal im Abschwächer 8 abgeschaltet, so daß der Zeigerausschlag am Instrument auf 0 zurückgeht.

#### Bedienteil, Stromversorgung

Alle Betriebsarten und Schaltfunktionen (außer Netz-Einschalttaste) werden mit Tipptasten in Kaltschalttechnik angewählt. Die Tastenlogik wie übrigens auch die Driftmeßschaltung ist in C-MOS-Technik aufgebaut. Diese Tatsache wie auch die Verwendung verlustleistungsarmer Operationsverstärker ermöglichte den Einsatz eines recht kleinen Netzteils 29 mit einer Leistungsaufnahme von ca. 8 VA aus dem Netz. Der Netzeingang ist in Schutzklasse II, also mit Schutzisolierung ohne Schutzleiter ausgeführt.

#### Hinweise zur Gleichlaufschwankungsmessung

Wie eingangs erwähnt, unterscheidet man zwischen Drift, Wow- und Flutterfehler. Alle drei Größen entstehen durch die begrenzte Präzision der Antriebsteile.

Bei Magnettongeräten sind als Ursache zu nennen:

- Taumelnde Tonwellen
- ausgeschlagene Motor- und Schwungradlager
- unterschiedliche Dicke eines Treibriemens
- gedehnte Antriebsriemen
- unsauber arbeitende Rutschkupplungen
- Bandlängsschwingungen

Bei Plattenspielern können zusätzlich auftreten

- exzentrische Plattenteller
- exzentrische Reibräder
- schlechte Regelzeitkonstante und „Polruckeln“ bei direktgetriebenen Plattenspielern

Jede der genannten Fehlerquellen zeigt typische Werte im Flutterfrequenzspektrum. Bei oszilloskopischer Betrachtung des AC-Ausgangssignals läßt sich bei sinusförmigem Verlauf des Flutterfehlers auf Exzentrizität eines Antriebsteils schließen. Impulsförmige Signale lassen Lagerschaden oder grobe Schmutzteile z. B. auf einem Reibrad vermuten.

Die Flutterfrequenz selbst deutet entsprechend der resultierenden Drehzahl

$$n = \frac{f}{60} \text{ auf das schadhafte Teil hin.}$$

Bei der Frequenzanalyse geht man von der unbewerteten Fluttermessung aus (Betriebsart „LIN“). Daraus ergibt sich der einzuschaltende Meßbereich in Stellung „Filter“. Liegt der Zeigerausschlag unter 50% bei der linearen Messung, empfiehlt es sich auch, bei der Frequenzanalyse um einen Bereich empfindlicher zu schalten.

Beim Durchstimmen des selektiven Filters ist darauf zu achten, besonders im unteren Frequenzbereich von 1... 11 Hz das Potentiometer nur sehr langsam durchzudrehen, um dem Filter genügend Zeit zum Einschwingen zu geben.

Bei allen Kontrollmessungen und z. B. beim Nachmessen von technischen Daten an Schallspeichergeräten ist das DIN-Bewertungsfilter einzuschleifen. Der dort angegebene Fehler setzt sich vektoriell aus der

Gleichlaufschwankung bei Aufnahme und Wiedergabe zusammen.

Zu beachten ist, daß manche exotische Hersteller von HiFi-Geräten den Flutterfehler mit anderer Bewertungskurve messen und zudem nicht den Spitzenwert nach DIN 45 507, sondern den Effektivwert angeben. Damit sind natürlich viel günstigere Meßwerte zu erreichen, nur vergleichbar sind sie nicht.

Anschlüsse und Bedienungselemente (Bild 7)

Vorderseite:

- 1 Instrument zur Flutter-Anzeige
- 2 Netzschalter
- 3 BNC-Eingangsbuchse 10 mV ... 30 V
- 4
- 5 Flutter-Meßbereichstasten
- 6 3% ... 0,03%
- 7
- 8
- 9 LIN } Bewertung der
- 10 DIN } Flutterfrequenz
- 11 Filter
- 12 BNC-Ausgangsbuchse 3 kHz/3,15 kHz
- 13 1 ... 1 Hz
- 14 10 ... 110 Hz
- 15 100 ... 1100 Hz } Frequenzbereichstasten des
- Flutterfilters
- 16 Abstimmknopf des Flutterfilters
- 17 Taste 3150 Hz
- 18 LED-Anzeige zur Drift-Messung
- 19 Taste 3000 Hz
- 20 Reset-Taste für Spitzenwertspeicher
- 21 Taste Max (Spitzenwert-Speicher)

Rückseite:

- 22 Masse-Buchse
- 23 X-Schreiber-Ausgang
- 24 Y-Schreiber-Ausgang
- 25 AC-Ausgang
- 26 DIN-Buchse Eingang/Ausgang für Magnetbandgeräte
- 27 DIN-Buchse Eingang für Plattenspieler
- 28 Netzsicherung
- 29 Netzkabel

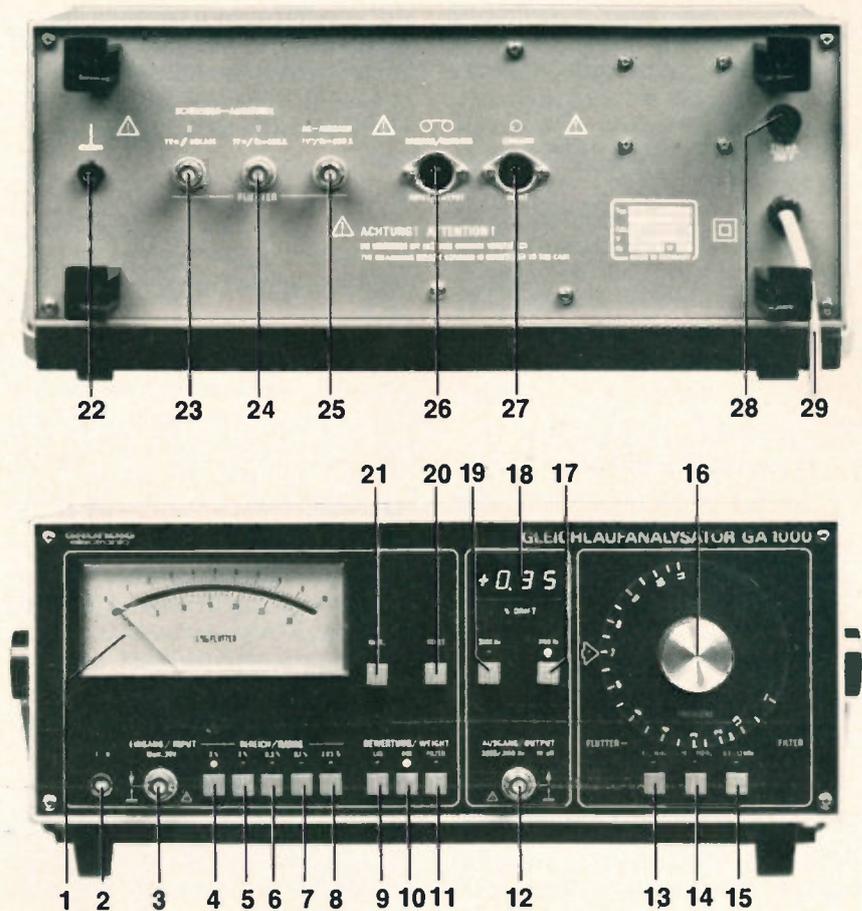


Bild 7 Anschlüsse und Bedienungselemente

## Die wichtigsten technischen Daten des GA 1000:

### Elektrische Werte

Gleichlaufschwankungsanzeige  
(Wow a. Flutter)

Quasi-Spitzenwertanzeige der prozentualen Spitzengleichlaufschwankung nach DIN 45 507, IEC 386, CCIR 409-2

Analoganzeige über Zeigerinstrument der Güteklasse 2,0; Spiegelskala

Bereiche:  
0,03%, 0,1%, 0,3%, 1%, 3%

Bereichswahl:  
manuell über Tipptasten mit LED-Bereichsanzeige

Genauigkeit:  
Stellung Lin, Flutterfrequenz 10 Hz,  $\pm 5\%$ ;  
Frequenzeinfluß in Stellung Lin: 0,5 ... 1000 Hz  
-3 dB

Spitzenwertspeicher ca. 3 Minuten bei Fehler 5% abrufbar über Tipptaste, Speicherinhalt wird bei erneutem Tastendruck gelöscht (evtl. über separate Löschtaste!)

- Bewertung:**
- a) Anzeige linear (0,5 Hz ... 1000 Hz -3 dB)
  - b) über eingeschleiftes Bewertungsfilter nach DIN 45 507, IEC 386, CCIR 409-2
  - c) über eingeschleiftes durchstimmbares Filter zur Frequenzanalyse

Durchstimmbares Filter:  
Frequenzbereich:  
1 Hz ... 1100 Hz  
in 3 Bereichen:

1 Hz ... ~ 11 Hz  
10 Hz ... ~ 110 Hz  
200 Hz ... ~ 1,1 kHz

Genauigkeit der Frequenzanzeige:  
 $\pm 15\%$

Bandbreite (-3 dB)  
 $\leq 10\%$

Driftanzeige:  
dreistellige 7-Segment-LED-Anzeige mit Vorzeichen  
 $\pm 0,01\% \dots 9,99\%$

Meßzeit:  
ca. 3 s

Bezugsfrequenz:  
umschaltbar 3 kHz/3,15 kHz  
 $\pm 0,005\%$  quarzstabil

Genauigkeit:  
 $\pm 1 \text{ Digit} \pm 50 \text{ ppm}$

Eingänge/Ausgänge:  
Prüfsignaleingang:  
10 mV ... 30 V an  $\geq 47 \text{ k}\Omega$   
60 mV ... 30 V an  $\geq 300 \text{ k}\Omega$

Frequenz:  
3 kHz - 10% ... 3,15 kHz + 10%  
an BNC-Buchse und 5poliger DIN-Buchse

Prüfsignalausgang:  
3 kHz oder 3,15 kHz  $\pm 50 \text{ ppm}$

über 1.  
BNC-Buchse EMK 1 V,  $R_i = 600 \Omega$

über 2.  
DIN-Buchse EMK 100 mV,  $R_i \text{ ca. } 10 \text{ k}\Omega$

AC-Ausgang:  
vom Meßverstärker über BNC-Buchse, EMK  
ca. 1 V<sub>eff</sub> für Endausschlag Impedanz 600  $\Omega$

Y-DC-Ausgang:  
über BNC-Buchse, EMK 1 V f. Endausschlag,  
Impedanz 600  $\Omega$

X-DC-Ausgang: (Frequenzproportionaler  
DC-Ausgang des durchstimmbaren Filters)  
über BNC-Buchse, EMK 1 V am oberen Ende  
des eingeschalteten Frequenzbereiches (10  
Hz, 100 Hz oder 1000 Hz)  
entsprechend  
 $\frac{100 \text{ mV}}{\text{Hz}} \quad \frac{100 \text{ mV}}{10 \text{ Hz}} \quad \text{oder} \quad \frac{100 \text{ mV}}{100 \text{ Hz}}$

Leistungsaufnahme  
 $\leq 9 \text{ W}$

Stromversorgung:  
Nennspannung  
220 V im Werk umrüstbar auf 110 V

**\*) Was ist Outsert-Technik?**

Unter dieser Technik versteht man das gleichzeitige Anspritzen mehrerer verschiedenen Kunststoff-Funktionselemente auf ein Trägerelement aus einem anderen Material (meist Metall). Dieses von der Fa. Hoechst zur derzeitigen Reife entwickelte Verfahren fand auch in einigen unserer Cassettenlaufwerke Eingang, wie es der nachstehende Beitrag beschreibt.

Diesen Beitrag entnehmen wir mit freundlicher Genehmigung dem Hostaform-Report 3/79.

Eine ausführliche Beschreibung dieses Verfahrens finden Sie in der Zeitschrift „Feinwerktechnik und Meßtechnik“ 87 (1979) 6, erschienen im Carl Hanser Verlag, Kolbergerstraße 22, 8000 München 80.



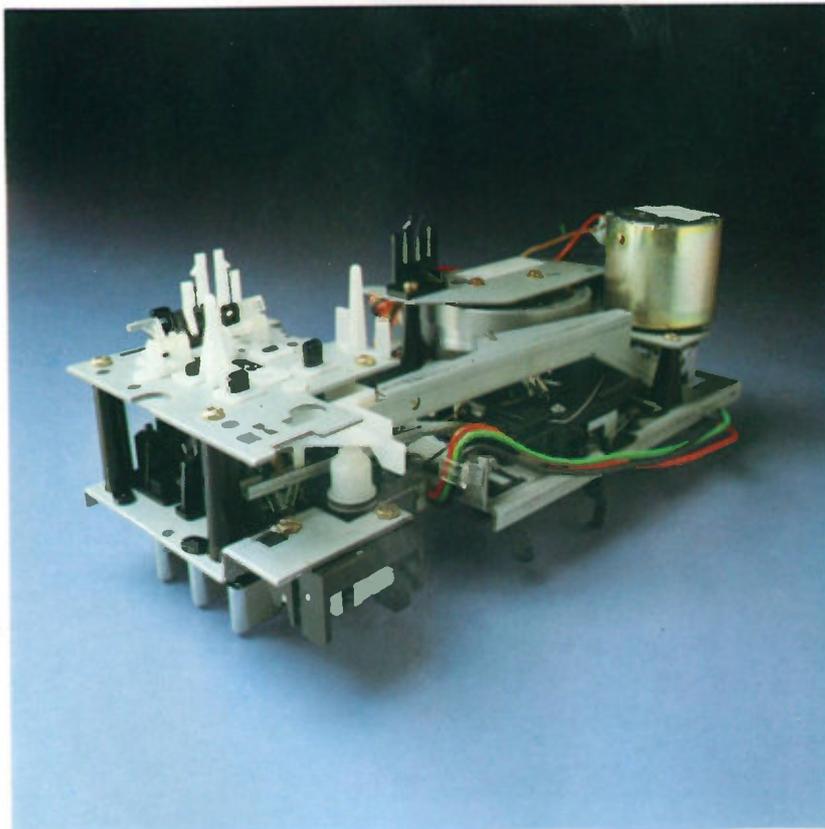
## **HiFi-Cassetten-Front-Direktlader.**

Soeben hat Grundig in Fürth seine neue HiFi-Cassetten-Deck-Generation vorgestellt. Hier einige High Lights vom CF 5000: Nur 100 mm hoch, Frontbedienung, neuartiger Front-Direktlader für die Cassetten, Dolby-NR-System, Gleichlauf  $\pm 0,15\%$  nach DIN.

Die Geräte sind von Grund auf neu konstruiert. Neben der hochwertigen Elektronik wurde auch bei der Mechanik mit einer neuen

Konstruktionsidee gearbeitet: Sie basiert auf einer Metallplatte, die mit mehr als 20 Bauteilen aus Hostaform C 9021 überwiegend mit Mehrfachfunktion in Outsert-Technik bestückt wurde. D. h. über 20 Hostaform-Teile in unterschiedlicher Größe und Gestaltung werden in einem Arbeitsgang in eine Metallplatte spritzgegossen. Das ermöglicht wirtschaftliche Fertigung und Kompaktbauweise in „HiFi“-Qualität.

## **Vorteile durch Outsert-Technik\*) mit <sup>®</sup> Hostaform.**



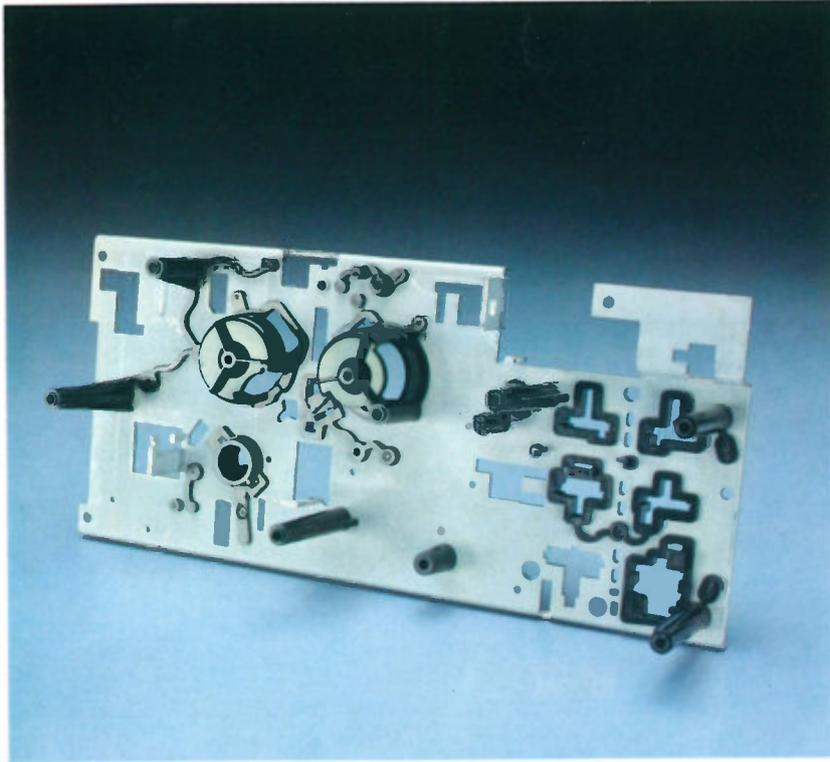
Grundig hat sich die Vorteile dieser wirtschaftlichen Verarbeitungstechnik konsequent zunutze gemacht. Damit bestand die Möglichkeit, alle mechanisch belasteten Baugruppen in einem Spritzgießvorgang zu fertigen und erstmals das komplette Chassis in einem Arbeitsgang zu prüfen. Die zeitraubende Prüfung von einzelnen Baugruppen aus unterschiedlichen Werkstoffen entfiel – Kosten und Zeit können eingespart werden.

Man hat sich bei Grundig aber auch der Werkstoffvorteile bedient, die der technische Kunststoff Hostaform bietet. In der Prüfung wurden 20.000 Schaltbetätigungen ohne Beanstandung erfüllt, auch bei Temperaturen von  $-20^{\circ}\text{C}$  bis  $+80^{\circ}\text{C}$ .

Fallversuche, die den Paket-sicherheitsvorschriften der Post entsprachen und solche mit Belastungen von 100facher Erdbeschleunigung wurden von den Outsert-Hostaform-Baugruppen problemlos überstanden.

Die durch die Bedienungsmechanik auftretenden seitlich wirkenden Kräfte konnten nur über eine verwindungssteife Konstruktion, wie die Metallplatte, aufgefangen werden. Hostaform ermöglicht dabei Bauteile von hoher Präzision und ausgezeichneten mechanischen Eigenschaften.

# Lager, Kugelkäfige, Säulen, Führungen in Outsert-Technik mit <sup>®</sup> Hostaform.



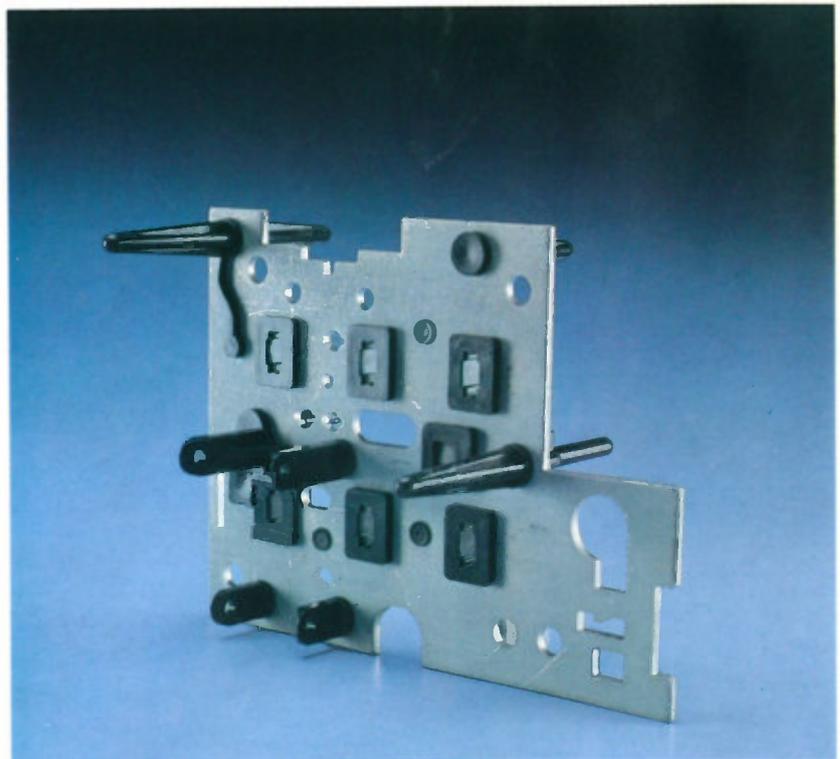
Mehr als 20 solcher Bauteile gibt es auf der Chassisplatte für das Grundig-Cassetten-Deck CF 5000:

- Lager für Achsen, die mit einer Toleranz von  $\pm 0,1$  mm und einer max. Winkelabweichung von  $\perp 0,2$  Grad, gemessen in 36,5 mm Höhe über der Outsert-Lagerbuchse, eingepreßt werden müssen. Diese Präzision konnte durch outsertspezifische Konstruktion und Anbindung der Bauteile erzielt werden.
- In die Schwungradnabe wird ein Sinterlager verdrehsicher eingepreßt.
- Zur äußerst exakten Führung des Tonkopfschlittens wurden Kugelkäfige angeformt, die eine besondere Leichtgängigkeit ermöglichen.
- Mehrere Säulen-Abstandhalter, Befestigungen usw. – dienen auch dazu, eine zweite, kleinere Outsert-Platine u. a. mit Lagern und Kabelführungen aufzunehmen. Die Verbindung erfolgt durch selbstformende Metallschrauben.
- Die maßgenau aufgespritzten Tastenführungen gewährleisten gleichmäßiges und leichtgängiges Gleiten der Tastatur über tausende Schaltbetätigungen, ohne daß Abrieb oder Verschleiß feststellbar sind.

Die Outsert-Technik mit Hostaform versetzte die Konstrukteure in die Lage, ein Chassis zu entwerfen, bei dem mehr als 20 Teile aus diesem Werkstoff in einem Arbeitsgang auf die Metallplatte spritzgegossen werden können. Die Montage

solcher Teile entfällt ganz. Es muß nichts nachbearbeitet werden, alles funktioniert sofort.

Die neue Grundig HiFi-Cassetten-Deck-Generation – auch das Mini-Gerät MCF 100 hat die Outsert-Technik – ist eine beispielhafte Anwendung für diese wirtschaftliche Verarbeitungstechnik mit Hostaform, dem Acetalcopolymerisat von Hoechst. Selbstverständlich sind auch noch andere Funktionsteile in diesen Geräten aus Hostaform hergestellt. Fazit: HiFi-Qualität mit fortschrittlicher Technik und hochwertigen Werkstoffen.



STAND FEBRUAR 1980

NEUERSCHEINUNGEN

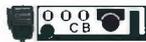
UNTERLEGT



RECEIVER 20  
RECEIVER 25  
RECEIVER 30  
RECEIVER 35  
RECEIVER 35 a  
RECEIVER 40  
RECEIVER 45  
RECEIVER 45 a  
RECEIVER 50  
PRECEIVER X 55  
PRECEIVER X 55 a  
RECEIVER R 100  
RECEIVER RC 100  
STUDIO RPC 100  
STUDIO RPC 100 a  
RECEIVER R 200  
RECEIVER RC 200  
STUDIO RPC 200  
STUDIO RPC 200 a  
STUDIO RPC 300  
STUDIO RPC 300 a  
STUDIO RPC 300 b  
RECEIVER RC 300  
RECEIVER RP 300  
RECEIVER RP 300 a  
STUDIO RPC 310  
STUDIO RPC 320  
STUDIO RPC 340  
STUDIO RPC 350  
STUDIO RPC 360  
STUDIO RPC 400  
STUDIO RPC 400 a  
STUDIO RPC 450  
STUDIO RPC 450 a  
STUDIO RPC 500  
STUDIO RPC 500 a  
STUDIO RPC 600 TP  
STUDIO RPC 600 a TP  
STUDIO 1500  
STUDIO 1600  
STUDIO 1600 a  
STUDIO 1600 b  
STUDIO 1620  
STUDIO 2020  
STUDIO 2220  
STUDIO 2220 a  
STUDIO 2240  
STUDIO 2240 a  
STUDIO 3000  
STUDIO 3010  
STUDIO 3010 a  
STUDIO 3010 b  
PLATTENS. GT 12  
PLATTENS. AUT. 730  
PLATTENS. 1010  
PLATTENS. 1020  
PLATTENS. 1020 a  
PLATTENS. 1020 b  
RACKS und MINI-RACKS



ELECTRONIC-CLOCK 10  
SONO-CLOCK 10  
SONO-CLOCK 10 a  
SONO-CLOCK 15  
SONO-CLOCK 15 a  
SONO-CLOCK 20  
SONO-CLOCK 20 a  
SONO-CLOCK 20 b  
SONO-CLOCK 20 c  
SONO-CLOCK 21  
SONO-CLOCK 21 a  
SONO-CLOCK 30  
SONO-CLOCK 30 a  
SONO-CLOCK 30 b  
SONO-CLOCK 31  
SONO-CLOCK 31 a  
SONO-CLOCK 150  
SONO-CLOCK 250  
SONO-CLOCK 350  
SONO-CLOCK 500  
SONO-CLOCK 500 a



CB 10  
CBM 100  
CBH 1000



CITY-BOY 400  
CITY-BOY 500  
CITY-BOY 500 a  
CITY-BOY 700  
CITY-BOY 1000  
CITY-BOY 1000 a  
CITY-BOY 1100  
CONCERT-BOY 210  
CONCERT-BOY N 210  
CONCERT-BOY 1000  
CONCERT-BOY 1100  
CONCERT-BOY 1500  
PRIMA-BOY 209  
PRIMA-BOY L 209  
PRIMA-BOY 210  
PRIMA-BOY L 210  
PRIMA-BOY 500  
PRIMA-BOY 600  
PRIMA-BOY 700  
SATELLIT 2000  
SATELLIT 2100  
SATELLIT 3000



RF 411  
RF 412  
RF 420  
RF 431  
RF 440  
RF 451  
RF 551

RF 611  
RF 711  
RF 731



CHASSIS GSC 600  
CHASSIS GSC 700  
CHASSIS GSC 900  
SUPER COLOR 1510 b  
SUPER COLOR 1613  
SUPER-COLOR 1631  
SUPER COLOR 1632  
SUPER COLOR 1813  
SUPER-COLOR 1820  
SUPER-COLOR 1830  
SUPER COLOR 1832  
SUPER COLOR 4213  
SUPER-COLOR 4230  
SUPER COLOR 4232  
SUPER COLOR 4613  
SUPER COLOR 4632  
SUPER COLOR 4813  
SUPER-COLOR 6210  
SUPER COLOR 6212  
SUPER-COLOR 6230  
SUPER COLOR 6232  
SUPER COLOR W 6232  
SUPER-COLOR 6240  
SUPER-COLOR W 6240  
SUPER COLOR 6242  
SUPER-COLOR 6430  
SUPER-COLOR 6610  
SUPER COLOR 6612  
SUPER-COLOR 6630  
SUPER-COLOR W 6630  
SUPER COLOR 6632  
SUPER-COLOR 6640  
SUPER COLOR 6642  
SUPER-COLOR 8110  
SUPER-COLOR 8112  
SUPER-COLOR 8132  
SUPER-COLOR 8140  
SUPER-COLOR 8142  
SUPER-COLOR 8210  
SUPER-COLOR 8212  
SUPER-COLOR 8230  
SUPER-COLOR 8232  
SUPER-COLOR W 8232  
SUPER-COLOR 8240  
SUPER-COLOR W 8240  
SUPER-COLOR 8242  
SUPER-COLOR 8260  
SUPER-COLOR W 8260  
SUPER-COLOR S 8260  
ELEGANZ 8260  
HOHENSTEIN 8260  
AMALIENBURG 8260  
TRUTZENSTEIN 8260  
SUPER-COLOR 8270  
SUPER-COLOR W 8270  
SUPER-COLOR 8272  
SUPER-COLOR S 8272  
SUPER-COLOR W 8272  
ELEGANZ 8272

HOHENSTEIN 8272  
AMALIENBURG 8272  
TRUTZENSTEIN 8272  
SUPER-COLOR 8281  
SUPER-COLOR 8410  
SUPER-COLOR 8412  
SUPER-COLOR 8430  
SUPER-COLOR 8432  
SUPER-COLOR 8440  
SUPER-COLOR 8442  
SUPER-COLOR 8460  
SUPER-COLOR 8472  
SUPER-COLOR 8610  
SUPER-COLOR 8612  
SUPER-COLOR 8630  
SUPER-COLOR W 8630  
SUPER-COLOR 8632  
SUPER-COLOR 8640  
SUPER-COLOR 8642  
SUPER-COLOR 8660  
SUPER-COLOR 8672  
SUPER-COLOR 8810  
SUPER-COLOR 8830  
SUPER-COLOR 8832  
SUPER-COLOR 8840  
SUPER-COLOR W 8842  
SUPER-COLOR 8860  
SUPER-COLOR 8872  
SUPER-COLOR 8942  
SUPER-COLOR S 9260  
SUPER-COLOR S 9272  
SUPER-COLOR S 9272  
VCR  
SUPER COLOR 16413  
SUPER COLOR 16432  
SUPER COLOR 18832



4 AUSGABEN 9/78  
1 AUSGABE 2/79  
1 AUSGABE 1/80



TRIUMPH 814 a  
TRIUMPH 1220  
TRIUMPH 1420  
TRIUMPH 1427 U  
TRIUMPH 1720  
TRIUMPH 2020  
EXCLUSIV 854 a  
ELITE 834 a  
T 894 a



TK 545  
TK 547  
TK 745  
TK 747  
TK 845  
TK 847  
TK 850

TS 925  
TS 945  
TS 1000



C 350  
C 360  
C 400  
C 403  
C 405  
C 409  
C 411  
C 415  
C 430  
C 431  
C 435  
C 450  
C 460  
C 480  
CN 500  
CN 510  
CN 700  
CN 710  
CN 720  
CN 730  
CN 820  
CN 830  
CN 930  
CN 1000  
CNF 250  
CNF 300  
CNF 350  
CNF 350 a  
CNF 350 b



C 3150  
C 3200  
C 4100  
C 4200  
C 4500  
C 4800  
C 5000  
C 5500  
C 6000  
C 6200  
C 6500  
C 8000  
C 8800  
C 9000



BK 2000  
BK 2500  
BK 3000  
VCR 4000  
VCR 4000 AV  
SVR 4004  
SVR 4004 AV  
SVR 4004 EL AV

# High Fidelity

## 1. Welche Anlageart?

Der Kunde hat die Wahl zwischen der

- Serie der 100-mm-Bausteine. Ihre Frontabmessungen betragen einheitlich 100 x 450 mm (Höhe x Breite)
- Serie der Mini-Bausteine mit Frontmaßen von ca. 55 (teilweise auch ca. 112) x 270 mm.
- Serie der Dreiweg-Studios.

## 2. Welche Zentraleinheiten?

Diese Geräte bilden den Mittelpunkt der HiFi-Anlage. Sie dienen im wesentlichen der Steuerung und Verstärkung der Signale zur Klangwiedergabe. Außerdem werden einseitig die verschiedenen Programmquellen wie Tuner, Cassettendeck, Plattenspieler und Tonbandgerät sowie an den Ausgängen die Lautsprecher angeschlossen. Nach Funktion und Bauweise unterscheiden wir unter den Zentraleinheiten Geräte **ohne** und **mit** Endverstärker.

### Ohne Endverstärker

Der wichtigste Baustein in dieser Gruppe ist der Vorverstärker. Er ist gleichzeitig Grundbaustein für die HiFi-Anlagen mit Aktiv-Boxen. In diese Gruppe gehören folgende Geräte:

**Vorverstärker** als Einzelkomponente zum Anschluß an Endverstärker oder Aktiv-Boxen.

**PreCeiver** = Vorverstärker mit eingebautem Tuner.

**Dreiweg-Studio (aktiv)** = Vorverstärker mit eingebautem Tuner, Cassettendeck und Plattenspieler.

### Mit Endverstärker

Mit den Einzelkomponenten dieser Gruppe werden HiFi-Anlagen mit passiven Boxen zusammengestellt. Folgende Geräte gehören dazu:

**Endverstärker** zum Anschluß an Vorverstärker.

**Vollverstärker** = Endverstärker mit eingebautem Vorverstärker.

**Receiver** = Endverstärker mit eingebautem Vorverstärker und Tuner.

**Dreiweg-Studio (passiv)** = Endverstärker mit eingebautem Vorverstärker, Tuner, Cassettendeck und Plattenspieler.

## 3. Welche HiFi-Boxen?

Bei normalen Boxen – man nennt sie auch Passiv-Boxen – werden alle Lautsprechersysteme zusammen von einem einzigen Verstärker von außerhalb gespeist. Aktiv-Lautsprecherboxen dagegen haben für jedes Lautsprechersystem einen eigenen, in die Box eingebauten Verstärker. Eine 100-Watt-Aktiv-Box benötigt zum Beispiel für gleiche Schalleistung 50% weniger Energie als eine Passiv-Box mit gleicher oder höherer Belastbarkeit.

Vom Design her unterscheidet das Grundig Programm folgende Boxen: Die konventionell gestalteten Compact-Boxen der **Standard-Serie**. Die modern gestalteten Compact- und Säulenboxen der **Monitor-Serie**. Aktiv-Boxen gibt es nur in der Monitor-Serie.

## 4. Welche Programmquellen: Tuner, Cassettendeck, Plattenspieler oder Tonbandmaschine?

Im Gegensatz zu den Lautsprecherboxen, die man je nach Anlage und Bauweise an die Ausgänge des Vor- oder Endverstärkers anschließt, werden die oben genannten HiFi-Geräte an die Eingänge der Zentraleinheiten angeschlossen.

Ein entscheidender Gesichtspunkt bei der Wahl der Zentraleinheiten ist also die Bauweise der künftigen Anlage: aktiv oder passiv. Davon hängt ab, welche Lautsprecherboxen gewählt werden müssen.

Allgemein gilt, daß für die Auswahl der Komponenten, die die Zentraleinheit nicht enthält, wie Tuner, Cassettendeck, Plattenspieler und Tonbandmaschine, der Verwendungszweck sowie die Ansprüche an Übertragungsgüte und Bedienungskomfort ausschlaggebend sind.

1. Art der Anlage	2. Zentraleinheiten	
	ohne Endverstärker	mit Endverstärker
<b>Kompakte Bausteine</b> Fronthöhe 100 mm		<b>Receiver</b> R 3000 R 2000 R 1000
	<b>Vorverstärker</b> XV 5000	
		<b>Endverstärker</b> A 5000
<b>Mini-Bausteine</b>		<b>Vollverstärker</b> V 5000 V 2000 V 1000
	<b>Mini-Vorverstärker</b> MXV 100	
		<b>Mini-Endverstärker</b> MA 100
<b>Dreiweg-Studios</b>		<b>Receiver</b> MR 2000 MR 1000
	<b>PreCeiver-Studio**</b> XPC 6500 TP	
	<b>PreCeiver*</b> X 6500 TP	

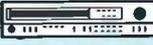
\* Tuner (Empfänger) eingebaut

\*\* Tuner, Plattenspieler und Cassettendeck eingebaut

# Welche Grundig HiFi-Anlage empfehlen Sie Ihren Kunden?

Diese Tabelle zeigt die Kombinationsmöglichkeiten der Grundig HiFi-Geräte und HiFi-Lautsprecherboxen. Bei der Auswahl einer Anlage empfiehlt

es sich grundsätzlich, die folgenden vier Gesichtspunkte zu berücksichtigen:

Verstärker	3. Lautsprecher-Boxen			4. Programmquellen				
	Monitor-Serie Säulen-Boxen    Compact-Boxen		Standard-Serie Compact-Boxen	Tuner (Empfänger) T 5000 T 3000 · T 1000	Cassettendecks CF 5500-2 CF 5500 CF 5000	MCF 600 MCF 500 · MCF 100	Plattensp. PS 4000 PS 3000 PS 2000	Tonbandg. TS 1000 TS 945 TS 925
Verstärker * 00 00 00								
	<b>Aktivboxen</b> mit Endverstärker							
Verstärker 00								
Verstärker 00 00 00								
Verstärker * 200 100	<b>Aktivboxen</b> mit Endverstärker							
	<b>Aktivboxen</b> mit Endverstärker			MT 100 				
Verstärker 00				MT 100 				
Studios ** 3000 2000								
	<b>Aktivboxen</b> mit Endverstärker							
								

Weitere Auskünfte gibt Ihnen die Grundig Revue

# GRUNDIG Aktiv-Technik

## Welche Argumente sprechen dafür?

Die HiFi-Fachjournalisten berichten: Die Weiterentwicklung der Schallplatte hat in den letzten Jahren neue Dimensionen gesetzt. Der Dynamikumfang stieg von bis zu 60 dB auf 90 dB und der Übertragungsbereich reicht inzwischen von wenigen Hz bis über 20.000 Hz. Weiter stellt die immer fortschreitende Entwicklung der digitalisierten Tonaufzeichnung erhebliche qualitative Verbesserung auch bei der Rundfunkübertragung in Aussicht. Die Grundig-HiFi-Geräte sind dieser Entwicklung voll angepaßt.



## Deshalb greift Grundig zur Aktiv-Technik!

Was ist anders?

Aktive Lautsprecherboxen haben für jedes Lautsprecher-System einen eigenen, in die Box eingebauten Verstärker.



## Vorteil 1

Einzelne Lautsprechersysteme können **individuell**, akustisch optimal angepaßt werden.

## Vorteil 2

Der möglichst hohe Dämpfungsfaktor des Verstärkers, notwendig für **exakte Membranführung** des Lautsprechers, wird nicht durch Lautsprecherkabel, Übergangswiderstände und Frequenzweichen reduziert.

## Vorteil 3

**Elektronische Weichen** (Filter) führen den Verstärkern **verlustfrei** das ausgewählte Frequenzspektrum zu. (Passive Frequenzweichen verschlucken dagegen einen Teil der vom Verstärker erzeugten Energie.)

## Der Gewinn:

- mehr Schalldruck pro Watt
- kraftvolle, präzise Baßwiedergabe
- phasenreine Tonerzeugung
- sauberes, verzerrungs- und verfärbungsfreieres Klangbild

## Übrigens:

Diese noch bessere Qualität muß nicht teuer erkauft werden – wie ein Preisvergleich zeigen kann.