

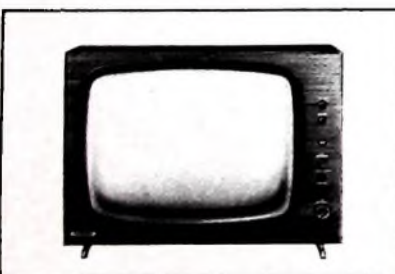
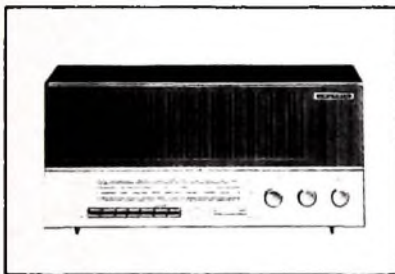
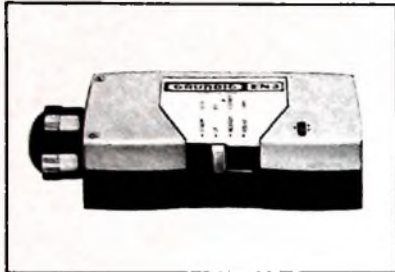
BERLIN

# FUNK- TECHNIK

A 3109 D

24 | 1964

2. DEZEMBERHEFT



An die Händler-Freunde des Hauses GRUNDIG

## 1964 - ein Jahr gemeinsamen Erfolges

Die Rückschau bietet ein erfreuliches Bild: Das zu Ende gehende Jahr war erfolgreich, in erster Linie durch Ihren tatkräftigen Einsatz. Bei allen Artikelgruppen einschließlich unseres Electronic-Programms stiegen die Umsätze beachtlich. Ein neues, modernes Werk für Tonband- und Diktiergeräte wurde der großen Nachfrage gerecht. Mit der neuen Luxusklasse konnten wir unsere Stellung auf dem Weltmarkt weiter ausbauen. — Begeistert wurden die neuen Rundfunk- und HiFi-Geräte aufgenommen. Das kommende Jahr wird hier einen weiteren Aufschwung bringen. — Ein GRUNDIG Fernsehgeräte-Programm formschöner Modelle mit richtungweisender, betriebssicherer Technik löste eine Nachfrage aus, die selbst unsere Erwartungen und die gewaltigen Fertigungszahlen übertraf.

Entscheidend für den großen GRUNDIG Erfolg war neben der anerkannt hervorragenden Qualität die klare, konsequent auf den Fachhandel ausgerichtete Verkaufspolitik.

Voller Zuversicht gehen wir mit Ihnen in das neue Jahr. Wir freuen uns auf weiterhin erfolgreiche und angenehme Zusammenarbeit. Für Ihr Vertrauen und Ihren Einsatz unseren herzlichen Dank.

Ihre GRUNDIG WERKE GMBH

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessenvertretungen wie z. B. GEMA, GVL, VGW usw. gestattet.



Millionen hören und sehen mit GRUNDIG



## Grundsteinlegung einer Magnetophonband-Fabrik der BASF in Willstätt

Am 21. November 1964 erfolgte in Willstätt/Baden die Grundsteinlegung einer neuen Magnetophonband-Fabrik. Mit einem Erstaufwand von 83 Mill. DM entsteht dort die fünfte, aber auch die größte Magnetophonband-Fabrik der BASF.

Die Ludwigshafener Magnetophonband-Fabrik wird in unveränderter Weise weiter produziert; in Ludwigshafen werden bis auf weiteres auch ausschließlich die Forschungs-

und Entwicklungsarbeiten liegen. Eine Tochtergesellschaft der BASF nahm in Glen im Loire-Tal in Frankreich eine zweite Fabrikationsstätte für Magnetophonband in Betrieb. Ein drittes Werk betreibt die BASF in der Nähe von Paris mit französischen Partnern. Vor kurzem wurde ferner von der BASF die amerikanische Firma Computron Inc., Waltham bei Boston, erworben.

In dem neuen Willstätt-Werk wird auch das Computerband-Gebiet ein wichtiger Produktionszweig sein.

## Westinghouse liefert Fernsehempfänger für CCIR-Norm

Ende Oktober 1964 kündigte die Westinghouse Electric International Company eine neue Serie von Fernsehempfängern an, die für die in Europa, Afrika, dem Mittleren Osten und einigen Gebieten des Fernen Ostens benutzte CCIR-Norm eingerichtet sind. Das Programm enthält ein tragbares 19-Zoll-Gerät (48 cm), ein 23-Zoll-Tischgerät (59 cm) mit anschaubaren Belinen und ein 23-Zoll-Standgerät. Alle Geräte haben VHF- und UHF-Teil.

## Oak übernimmt holländische Fernsehantennen-Fabrik

Die Oak Electro/Netics Corp., USA, wird die holländische N. V. Messa Electronics Co., Emmen, übernehmen. Die holländische Gesellschaft stellt zur Zeit Fernsehantennen und verwandte Erzeugnisse her. Diese Transaktion wird der Oak zur ersten Produktionsstätte im Gebiete des Gemeinsamen Marktes verhelfen.

## Erweiterte Ausstattung beim „Automatic-Boy de Luxe 205a“

Ein kleines Meßinstrument zur Kontrolle der Batteriespannung hat die neueste Ausführung des Reiseempfängers „Automatic-Boy de Luxe“ von Grundig am linken Rand der UKW-Skala erhalten. Das Instrument tritt durch Tastendruck in Funktion. Das neue Modell ist außerdem mit einem Außenanschluß für das neue Netzteil „TN 12 Universal“ ausgestattet.

## Halbleiter-Schaltungsbeispiele

Vom Halbleiter-Vertrieb der Teletunken AG, Ulm, sind zunächst vier verschiedene Zusammenstellungen von Schaltungsbeispielen herausgegeben worden, die immer wieder auftretende Fragen über die Anwendung von Halbleitern behandeln. Die Schriften enthalten: transistorisierte Netzgeräte (Ausgabe Nr. 1); vier elektronische Meßgeräte (Ausgabe Nr. 2); Generatorschaltungen (Ausgabe Nr. 3); Verzögerungsschaltungen (Ausgabe Nr. 4).

## Netzgerät für

**Valvo-Transistor-Bausteine**  
Um die Anwendung ihrer Transistor-Bausteine der Reihe „B8 500 00“ zu erleichtern, hat die Valvo GmbH ein Netzgerät mit der Bezeichnung „B8 510 00“ herausgebracht. Dieses Gerät übernimmt die Spannungsversorgung der Bausteine durch zwei stabilisierte Spannungen von + 4 V und - 8 V. Es ist auf einer Seitenwand des Montagerahmens „B8 716 10“ aufgebaut und kann die Speisespannung für etwa so viele Bausteine liefern, wie in dem verbleibenden Teil des Montagerahmens unterzubringen sind.

RUNDFUNK  
FERNSEHEN  
PHONO  
MAGNETTON  
HI-FI-TECHNIK  
AMATEURFUNK  
MESSTECHNIK  
ELEKTRONIK



## AUS DEM INHALT

2. DEZEMBERHEFT 1964

## Rundfunk-Stereophonie



### NDR

Hamburg (86,7 MHz)  
16. 12. 1964, 16.00—16.30 Uhr  
Sinfonische Musik  
19. 12. 1964, 18.00—18.30 Uhr  
Jazz  
Ab 20. 12. 1964  
täglich 18.00—19.00 Uhr  
Musik  
Versuchssendungen montags bis  
sonnabends 13.30—15.00 Uhr  
Hannover (95,9 MHz)  
16. 12. 1964, 16.00—16.30 Uhr  
Unterhaltungskonzert  
19. 12. 1964, 18.00—18.30 Uhr  
Opernkonzert  
Ab 20. 12. 1964  
täglich 18.00—19.00 Uhr  
Musik  
Versuchssendungen montags bis  
sonnabends 13.30—15.00 Uhr

### SFB

20. 12. 1964 (92,4 MHz)  
9.35—10.05 Uhr  
Geistliche Musik  
20. 12. 1964 (92,4 MHz)  
10.05—11.00 Uhr  
Kleines Konzert  
20. 12. 1964 (92,4 MHz)  
18.30—19.10 Uhr  
Unterhaltungsmusik  
20. 12. 1964 (92,4 MHz)  
19.30—20.15 Uhr  
Kammermusik  
20. 12. 1964 (88,75 MHz)  
21.20—22.00 Uhr  
Jazz  
22. 12. 1964 (92,4 MHz)  
16.00—17.00 Uhr  
Opernkonzert  
24. 12. 1964 (92,4 MHz)  
21.00—23.00 Uhr  
El Pessebre (Oratorium)  
24. 12. 1964 (88,75 MHz)  
22.05—23.00 Uhr  
Virtuose Musik  
25. 12. 1964 (88,75 MHz)  
11.15—12.45 Uhr  
Weihnachtsoratorium  
25. 12. 1964 (92,4 MHz)  
18.30—19.15 Uhr  
Operellenkonzert  
26. 12. 1964 (88,75 MHz)  
13.15—14.30 Uhr  
Unterhaltungsmusik  
26. 12. 1964 (92,4 MHz)  
20.00—22.00 Uhr  
Unterhaltungsmusik

26. 12. 1964 (92,4 MHz)  
22.15—23.00 Uhr  
Kammermusik  
27. 12. 1964 (92,4 MHz)  
16.00—16.35 Uhr  
Orchesterkonzert  
27. 12. 1964 (88,75 MHz)  
18.40—19.45 Uhr  
Meister der Musik  
27. 12. 1964 (92,4 MHz)  
18.30—19.00 Uhr  
Tanzmusik  
29. 12. 1964 (92,4 MHz)  
20.45—22.00 Uhr  
Sinfoniekonzert  
1. 1. 1965 (88,75 MHz)  
7.50—9.00 Uhr  
Geistliche Musik  
1. 1. 1965 (92,4 MHz)  
13.00—14.00 Uhr  
Unterhaltungsmusik  
1. 1. 1965 (92,4 MHz)  
18.00—18.45 Uhr  
Tanzmusik  
1. 1. 1965 (92,4 MHz)  
19.30—21.30 Uhr  
Sinfoniekonzert  
2. 1. 1965 (88,75 MHz)  
20.05—22.00 Uhr  
Aufnahmen aus öffentlichen Konzerten  
2. 1. 1965 (88,75 MHz)  
00.05—01.00 Uhr  
Jazz  
Versuchssendungen montags bis  
freitags 17.00—18.00 Uhr sowie an  
jedem 1. Sonntag im Monat  
17.00—18.00 Uhr (96,3 MHz)

### SR (95,3 MHz)

20. 12. 1964, 23.00—24.00 Uhr  
Orchesterkonzert  
25. 12. 1964, 22.40—23.20 Uhr  
Orchesterkonzert  
27. 12. 1964, 23.00—24.00 Uhr  
Orchesterkonzert  
Versuchssendungen montags bis  
freitags 17.00—17.45 Uhr,  
sonnabends 11.00—12.00 Uhr

### WDR

Langenberg (99,2 MHz), Münster  
(89,7 MHz), Nordhalle (98,1 MHz),  
Teuloburger Wald (97,0 MHz)  
Versuchssendungen montags bis  
freitags 17.30—18.30 Uhr,  
sonnabends 10.45—11.45 Uhr  
Stereo-Testfrequenzsendungen zum  
Decodierabgleich montags bis sonn-  
abends 9.00—9.30 Uhr

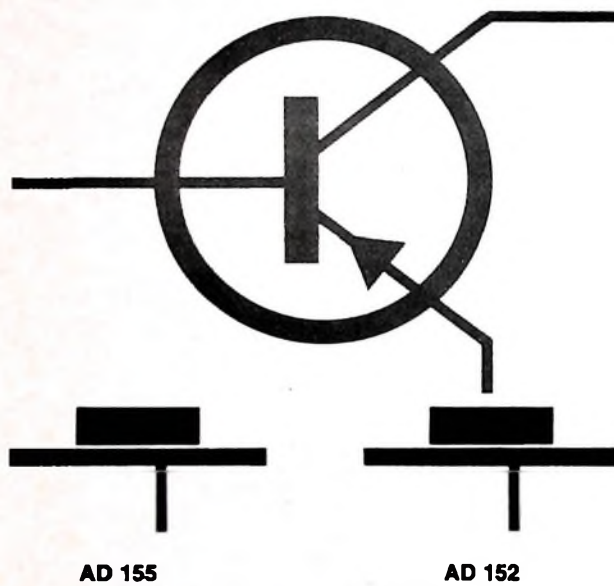
FT-Kurznachrichten .....	879
EUROCONTROL — Europäische Flugsicherung .....	881
Der Photo-Feldeffekttransistor .....	884
Das elektronische Notizbuch »EN 3« .....	886
Die Vorgänge bei der Abtastung von Schallplatten .....	887
Stereo-Rundfunk in den Niederlanden ...	890
Halbleiterbauelemente mit vier Anschlüssen als Schalter .....	890
Neue Möglichkeiten direkter Energie- umwandlung .....	893
Meßtechnik	
Viellachmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker .....	895
Für den KW-Amateur	
Endstufen für SSB-Sender .....	896
Service an Stereo-Decodern .....	900
Bestimmung der Gebrauchsdauer von Batterien bei Speisung von Rundfunk- geräten .....	905
Für Werkstatt und Labor	
Netzgerät für Transistor-Meßgeräte ..	906
Aus Zeitschriften und Büchern	
NF-Kompressions-Verstärker .....	907
Strahlungsschmelzöfen für hohe Tem- peraturen .....	909

Unser Titelbild: Teilansicht eines Strahlungsschmelzofens für hohe Temperaturen im Philips-Zentrallaboratorium Aachen (s. auch S. 909). Man erkennt oben den zweiten ellipsoförmigen Spiegel und darunter die in Betrieb befindliche Apparatur für das Zonenschmelzverfahren (Schmelzzone zwischen zwei  $Al_2O_3$ -Stäben von 8 mm Durchmesser)

Werkfoto: Philips

Aufnahmen: Verlässler, Werkfotoaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verlässler, S. 878, 880, 899, 901, 910—912 ohne redaktionellen Teil

# TELEFUNKEN



AD 155

AD 152



	$P_{\text{tot}}$ W	$-I$ CM	$-U$ V CBO	$-U$ V CEO
AD 155	6	2 A	25	16
AD 152	6	2 A	45	30

Diese Ge-pnp-Leistungstransistoren im SOT 9 Gehäuse sind wegen ihres guten B-Verlaufes und ihrer hohen Verlustleistung hervorragend für den Einsatz in Gegentakt-B-Endstufen mit Ausgangsleistungen um 10 Watt geeignet. Für diese Anwendung können beide Typen gepaart geliefert werden.

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten

TELEFUNKEN Aktiengesellschaft  
 Fachunterbereich Halbleiter — Vertrieb  
 7100 Heilbronn 2 · Theresienstraße 2



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK  
FERNSEHEN  
PHONO  
MAGNETTON  
HI-FI-TECHNIK  
AMATEURFUNK  
MESSTECHNIK  
ELEKTRONIK

**FUNK-  
TECHNIK**

H. SCHMID und H. van VILLIEZ, EUROCONTROL, Brüssel

## EUROCONTROL – Europäische Flugsicherung

Der Einsatz von strahlgetriebenen Verkehrsflugzeugen hat für die Sicherung des Luftverkehrs zahlreiche neue Aufgaben mit sich gebracht. Düsenflugzeuge fliegen nicht nur schneller als die bis dahin üblichen Propellerflugzeuge, sondern müssen, um wirtschaftlich betrieben werden zu können, auch in wesentlich größeren Höhen operieren. Sie stellen daher die Forderung, ihre optimalen Reiseflughöhen frei wählen zu können und diese möglichst schnell und ungehindert zu erreichen.

Das heute bestehende Flugsicherungssystem erlaubt bereits eine Sicherung des Luftverkehrs bis zu einer Höhe von 7600 m (25000 ft). Der Luftraum ist dabei in untere (bis 6000 m Höhe) und obere (6000 .. 7600 m) Kontrollbezirke unterteilt. Oberhalb 7600 m Höhe muß sich die Flugsicherung jedoch nach auf eine beratende Funktion (Fluginformationsdienst) beschränken. Die ständig wachsende Anzahl immer höher fliegender Flugzeuge zwingt aber dazu, die Flugsicherungskontrolle in Zukunft auch auf diesen Luftraum auszudehnen. Berücksichtigt man die in einigen Jahren bevorstehende Einführung von Verkehrsflugzeugen mit Überschallgeschwindigkeit, so wird sich die Kontrolle dann bis auf Höhen von etwa 25000 m (80000 ft) erstrecken müssen.

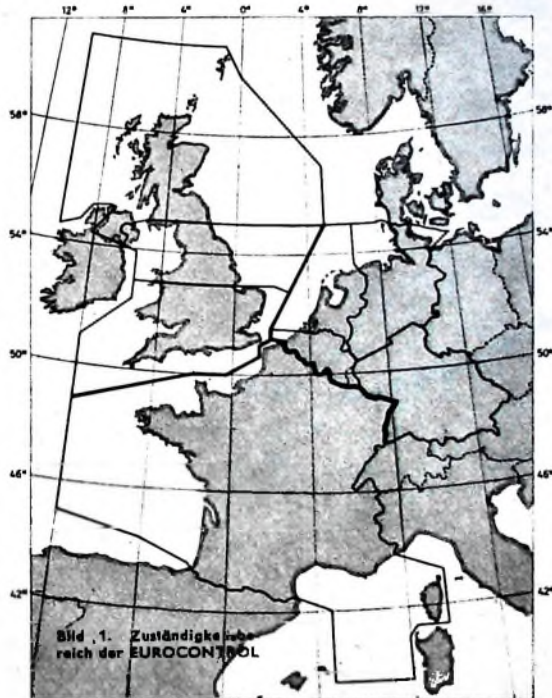
Eine in Westeuropa auf nur nationaler Ebene betriebene Flugsicherungsorganisation könnte angesichts der immer kürzer werdenden Überflugzeiten über einzelne Länder einen flüssigen und zugleich sicheren Verkehrsablauf nicht mehr lange gewährleisten. Schon Anfang 1957 hat daher eine Gruppe internationaler Fachleute eine Zusammenfassung der Flugsicherungsdienste der westeuropäischen Länder — zumindest in deren oberem Luftraum — empfohlen, bei der nationale Grenzen nicht mehr berücksichtigt zu werden brauchen.

Am 13. Dezember 1960 unterzeichneten daraufhin in Brüssel die Verkehrsminister der Bundesrepublik Deutschland, Belgiens, Frankreichs, Großbritanniens, Luxemburgs und der Niederlande das „Übereinkommen zur Sicherung der Luftfahrt EUROCONTROL“. Die Partnerstaaten verpflichteten sich in diesem Übereinkommen, ihre Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Luftfahrt enger zu gestalten und ein internationales Exekutivorgan zu schaffen, das die Luftverkehrs-Sicherungsdienste in ihrem oberem Luftraum wahrnimmt. Zu diesem Zweck gründeten sie die Organisation EUROCONTROL mit Sitz in Brüssel. Ausführendes Organ ist die „Agentur EUROCONTROL“. Bild 1 zeigt den Zuständigkeitsbereich. Nach dem Übereinkommen erstreckt sich die Tätigkeit von EUROCONTROL auf die Sicherung aller zivilen und derjenigen militärischen Luftfahrzeuge, die nach ICAO-Regeln<sup>1)</sup> fliegen. Die Sicherung von Militärflugzeugen in Flugabschnitten, in denen diese andere Regeln befolgen, ist nicht Aufgabe der Agentur. Die Agentur ist indessen verpflichtet, eng mit den Militärbehörden zusammenzuarbeiten, um zu gewährleisten, daß die Forderungen des zivilen wie des militärischen Luftverkehrs erfüllt werden.

Schon kurz nach der Unterzeichnung des Übereinkommens wurde aus den Mitgliedsländern ein Stab von Fachkräften in Paris zusammengezogen, um die Übernahme der im Vertragswerk vorgesehenen Dienste vorzubereiten. Aufgabe dieser Gruppe war es, die technischen und betrieblichen Bedingungen zu ermitteln, unter denen die Flugsicherungsdienste in den einzelnen Mitgliedsländern durchgeführt wurden. Im Rahmen dieser Arbeiten war es notwendig, den bestehenden Luftverkehr im oberen Luftraum hinsichtlich seiner räumlichen und zeitlichen Verteilung zu analysieren sowie eine Bestandsaufnahme der personellen und technischen Mittel vorzunehmen, die in den Mitgliedsländern zur Verfügung

standen. Hierbei traten insbesondere die Unterschiede hervor, die zwischen den einzelnen Ländern in den Methoden der Verkehrskontrolle bestehen. Zwar sind alle Partnerstaaten EUROCONTROL's zugleich Mitglied der ICAO, jedoch lassen die Richtlinien der ICAO genügend Spielraum für unterschiedliche nationale Flugsicherungssysteme.

Das Ziel jeder Flugsicherungsorganisation ist es, maximalen Kollisionschutz aller Luftraumbenutzer bei minimaler Beschränkung ihrer Bewegungsfreiheit zu gewährleisten. Grundlage dazu sind die bekannten Absichten der Flugzeugführer (Flugpläne), mit deren Hilfe der Verkehrs-



ablauf geplant und darauf durch Standortkontrolle der Flugzeuge überwacht wird. Diese Aufgabe wird gegenwärtig dadurch erleichtert, daß der Verkehr fast ausnahmslos an ein festes Streckennetz gebunden wird, auf dem die Flugzeuge durch Sicherheitsabstände voneinander getrennt werden.

Die einzelnen Abschnitte dieses Streckennetzes, das im oberen Luftraum weitgehend dem des unteren Luftraumes angepaßt ist, sind definiert als geradlinige Verbindungen zwischen jeweils zwei geografischen Punkten, die durch Funkfeuer (Sender) im Mittelwellen- oder Ultrakurzwellenbereich markiert sind. Die Trennung (Staffelung) der Luftfahrzeuge auf

<sup>1)</sup> ICAO = International Civil Aviation Organisation



dem Streckennetz erfolgt entweder durch Zuweisung unterschiedlicher Höhen (Mindestabstand 300 m bzw. 1000 ft) oder — in der Horizontalen — mittels zeitlicher oder seitlicher Abstände.

Bild 2 zeigt die Verkehrsdichte auf den verschiedenen Streckenabschnitten im EUROCONTROL-Luftraum, wie sie auf Grund einer statistischen Erhebung 1963 während der Woche mit dem höchsten Verkehrsaufkommen ermittelt wurde. Dies ist nur ein Beispiel aus einer Serie von Erhebungen, die bereits 1960 begonnen wurden und auch in Zukunft fortgesetzt werden. Neben dem sehr wichtigen Ergebnis der jährlichen Zuwachsraten wurden auch große Unterschiede in der Dichte des Luftverkehrs sowohl nach geografischen als auch nach Höhenbereichen (Bild 3) festgestellt, zu denen noch die verschiedenartige Zusammensetzung des Verkehrs (zum Beispiel nach Flugzeugtypen) hinzukommt.

Die hier gezeigten Übersichten vermögen indessen ein besonderes Problem nicht aufzuzeigen, nämlich das der Koordination zwischen zivilem und militärischem Luftverkehr. Dieses Problem hat seit einigen Jahren deshalb große Bedeutung erlangt, weil der zivile Düsenluftverkehr auf die Benutzung von Höhenbereichen angewiesen ist, die vorher ausschließlich der Militärflughöhe zur Verfügung standen.

Zur Überwachung der erwähnten Staffelung werden heute zwei Methoden angewandt. Die konventionelle Methode vergleicht die von den Flugzeugführern während des Fluges gemeldeten Überflugzeiten über die Funkfeuer (Meldepunkte) miteinander. Mit Rücksicht auf die relativ großen Zeitabstände, die zwischen aufeinanderfolgenden Standortmeldungen eines Luftfahrzeuges liegen, und angesichts der Ungenauigkeit, mit der der Überflug über einen Meldepunkt bestimmt werden kann, müssen hier entsprechend große Sicherheitsabstände eingehalten werden. Die andere Methode bedient sich einer fortlaufenden Beobachtung der Flugzeugstandorte mit Hilfe von Radargeräten. Hier können

die Flugzeuge zwar mit erheblich geringeren Sicherheitsabständen gestaffelt werden, es kann jedoch auf die Funkmeldung der Piloten nicht verzichtet werden, und zwar wegen der notwendigen Höheninformation, die das heute gebräuchliche Primärradar nicht zu geben vermag.

Die Radarkontrolle erlaubt wohl eine ökonomischere Nutzung des erfaßten Luftraumes; sie ist jedoch im oberen Luftraum noch völlig unzureichend. Es fehlen vielerorts geeignete Radargeräte, um eine lückenlose vertikale und horizontale Überdeckung zu gewährleisten. Das für den Kontrollprozeß notwendige Luftlagebild muß daher noch immer vorwiegend aus der seit Jahren gebräuchlichen Darstellungsform durch Kontrollstreifen entwickelt werden. Für jedes in das Flugsicherungssystem aufzunehmende Luftfahrzeug wird, den im Flugplan geäußerten Absichten folgend, eine Freigabe erarbeitet, die unter Berücksichtigung der anzuwendenden Sicherheitsabstände dem bereits vorhandenen Verkehr angepaßt ist.

In Abhängigkeit vom Verkehrsumfang muß der Luftraum aus arbeits-technischen Gründen in Zuständigkeitsbereiche (Sektoren) unterteilt werden. Damit erfordert jede Freigabe ein bestimmtes Maß an Koordinationsarbeit, und zwar zwischen seitlich angrenzenden Sektoren wie auch zwischen denen des oberen und unteren Luftraumes. Im letzteren Falle handelt es sich ausschließlich um die Koordination von Steig- und Sinkflügen, die mit den heutigen Kontrollmethoden sehr viel schwieriger erfaßbar sind. Die Koordination innerhalb des gesamten Systems erfolgt mit Hilfe eines weitverzweigten internen Netzes von Fernsprech- und Fernschreibverbindungen. Für den Nachrichtenaustausch mit der Bordseite stehen den Kontrollzentralen für jeden Sektor UKW-Funksprechkanäle zur Verfügung.

Trotz der sorgfältigen Verkehrsplanung ist es unvermeidbar, auch während des Bewegungsablaufs Korrekturereignisse vorzunehmen. Wesentliche Ursachen dafür sind meteorologische Einflüsse, Luftnotzustände, Abweichungen vom Flugplan und Schwankungen in der Verkehrsdichte. Die Häufigkeit solcher Eingriffe — ein Kriterium für die Güte eines Systems — ist bei den bestehenden Flugsicherungssystemen noch beträchtlich. — Einen erheblichen Einfluß auf die Häufigkeit der Eingriffe in den Bewegungsablauf hat das zur Verfügung stehende Navigationssystem. Dieser Tatsache hat bereits 1961 das Planungsdirektorium EUROCONTROL mit der Herausgabe einer „Vorläufigen betrieblichen Spezifikation eines Navigationssystems“ Rechnung getragen, das den spezifischen Erfordernissen der Flugsicherung angepaßt ist. Das künftige Flugsicherungssystem EUROCONTROL's gründet sich auf das Vorhandensein eines Flächennavigationssystems, das sich durch hohe Kursführungsgenauigkeit auszeichnet und unabhängig ist von Aufstellungs-

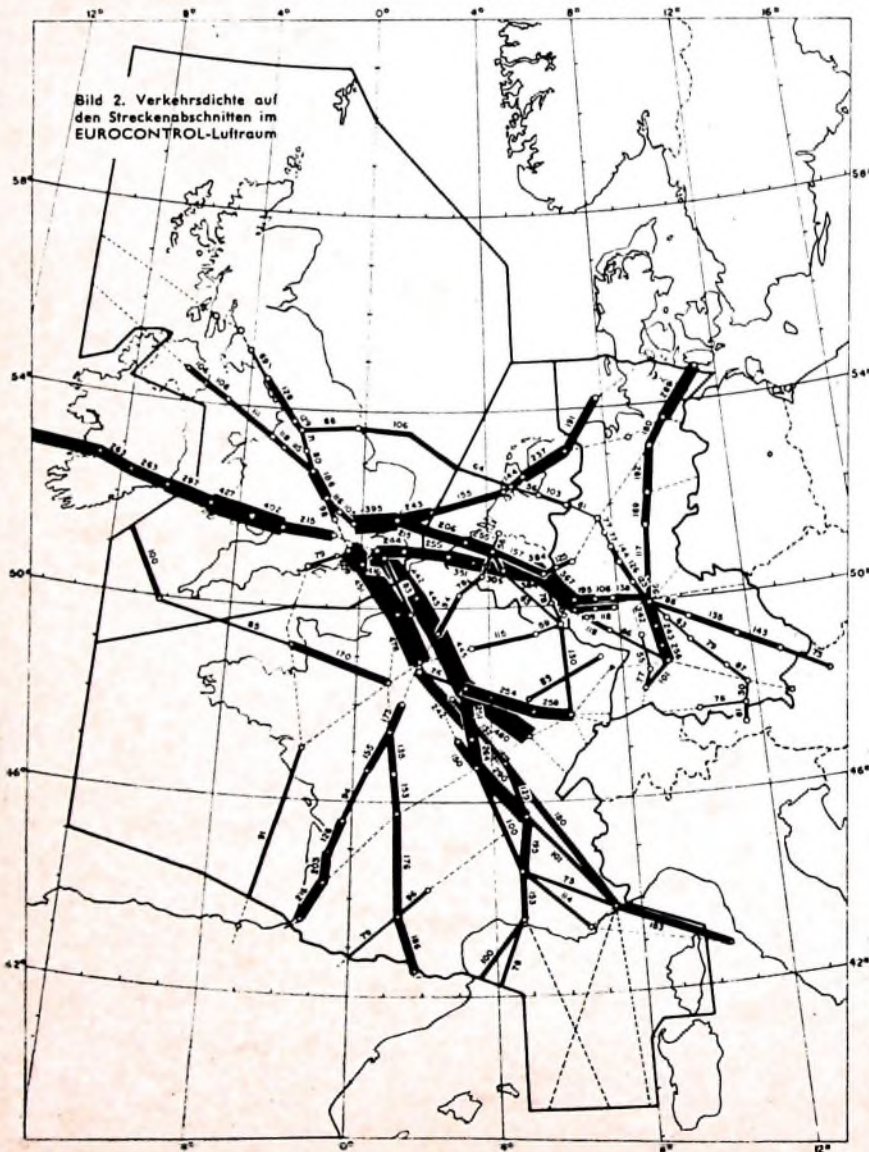


Bild 2. Verkehrsdichte auf den Streckenabschnitten im EUROCONTROL-Luftraum



Bild 3. Nach Flugflächen geordnete Verkehrsdichte. Die „Flugfläche“ ist auf eine gleiche, genau definierte Grundeinstellung der barometrischen Höhenmesser oder Flugzeuge bezogen (1013,2 mb für die Höhe NN); ihre Bezeichnung erfolgt in ft/100. Zwischen zwei Flugflächen (zum Beispiel 200 und 210) besteht demnach ein Höhenunterschied vom Hundertfachen der Differenz der Flugflächen, im obigen Beispiel also von  $10 \cdot 100 = 1000$  ft (rund 300 m)



orten der Navigationshilfen am Boden. Damit soll nicht nur allen Verkehrsteilnehmern größere Freiheit in der Auswahl konfliktfreier Flugwege, sondern gleichzeitig die Anwendung herabgesetzter Staffelnormen, auch ohne ständigen Radareinsatz, ermöglicht werden.

Am 1. März 1964 hat die Agentur EUROCONTROL die Verantwortung für die Sicherung des Luftverkehrs im oberen Luftraum übernommen. Als gesetzliche Grundlage hierzu wurden mit jedem der Partnerstaaten zweiseitige Vereinbarungen abgeschlossen. Die praktische Ausübung der Flugsicherungsdienste ist zunächst auf die gegenwärtig vorhandenen nationalen Einrichtungen angewiesen. Die Verträge legen deshalb fest, daß die Partnerstaaten die Grundstücke, Gebäude, Einrichtungen, Arbeitskräfte und Ausrüstungen vorab bereitstellen, die die Agentur zur Erfüllung dieses Auftrages benötigt. Die Kosten dafür, voll oder anteilig, trägt die Agentur. Die Verantwortung für militärische Einsatzflüge im oberen Luftraum verbleibt bei den zuständigen militärischen Stellen. Diese Flüge werden mit dem Auftrag der Agentur handelnden Kontrollstellen, soweit dies heute möglich ist, koordiniert.

Unter den vielseitigen Aufgaben, mit denen sich die Agentur EUROCONTROL zu befassen hat, sind einige vordringlich und können nicht zurückgestellt werden, bis weitere Planungen — selbst mittelfristig — abgeschlossen sind. Hierzu gehört zum Beispiel der Ausbau der gegenwärtig für den süddeutschen oberen Luftraum zuständigen Kontrollzentrale in Birkenfeld (Hunsrück). Dort geht es vornehmlich um die Verbesserung der technischen Arbeitsbedingungen und die Versorgung mit betrieblich brauchbaren Radarinformationen von abgelegenen Stationen. Dies erfordert eine Übertragung der Radarbilder über mehrere hundert Kilometer, und die Diskussion um die anzuwendende Technik ist noch nicht abgeschlossen. Es stehen sich die Mikrowellen-(Breitband-) Technik und die leitungsgebundene 10-kHz-(Schmalband-) Technik gegenüber. Die erstere ist außergewöhnlich teuer und zudem noch mit einer langen Bauzeit verbunden; die letztere ist erheblich billiger und schneller verfügbar, hat sich aber für den Kontrollbetrieb bisher noch nicht als ausreichend erwiesen. Die Versuche hierzu sind noch im Gange, deren Resultate gewiß einen wesentlichen Einfluß auf die zu treffende Entscheidung haben werden.

Ein größeres Projekt ist der Aufbau einer neuen Kontrollzentrale für den oberen Luftraum Norddeutschlands, Belgiens und der Niederlande. Ziel dabei ist eine Neugliederung des betreffenden Luftraumes mit einem erheblich verbesserten Dienst für seine Benutzer. Als Standort für diese erste EUROCONTROL-Zentrale ist ein Gelände bei Maastricht (Niederlande) ausgewählt worden. Der wesentliche Gedanke zur echten Steigerung der Leistungsfähigkeit des Kontrolldienstes kommt dadurch zum Ausdruck, daß dieser hier erstmalig international und gemeinsam für zivilen und militärischen Luftverkehr ausgeübt werden soll. Die Planungsarbeiten dazu sind schon seit langem in vollem Gange, denn die Zentrale soll bereits vor 1970 ihren Betrieb aufnehmen. Ihr Erfolg wird entscheidend davon abhängig sein, inwieweit das System auch große Teile der Militärflughöhe aufzunehmen gestattet. Ein weiteres, ähnliches Projekt ist für später in Luxemburg vorgesehen.

In der zweiten Hälfte 1966 wird EUROCONTROL in der FS-Kontrollzentrale Amsterdam einen Kontrollsektor für den oberen Luftraum der Niederlande einrichten. Dabei kommt modernes Gerät zum Einsatz, wie es im SATCO-III-System vorgesehen ist und von der holländischen Luftfahrtverwaltung auch für die Kontrollarbeitsplätze für den unteren Luftraum beschafft wird. Hervorstechendes Merkmal ist, daß in diesem System die bisher allgemein üblichen Kontrollstreifen durch elektromechanische Anzeigenelemente ersetzt werden, die auf einem großen Kontrollbrett angeordnet sind und von einem Rechner gesteuert werden. Die Ausstattung des Kontrollsektors in Amsterdam wird EUROCONTROL Gelegenheit bieten, praktische Erfahrungen mit der Verwendung automatischer Hilfsmittel zu sammeln.

Hinsichtlich der unerläßlichen Bereitstellung von Radarinformationen und der damit verbundenen Übertragung von mehreren, abgelegenen Radarstationen gilt das schon oben Gesagte auch für die neuen Zentren. Die im zivilen FS-Kontrolldienst heute fast noch ausschließlich verwendeten Primärradargeräte erlauben nur eine zweidimensionale Luftegedarstellung. Zwei sehr wichtige Informationen, die Höhe und die Kennung der Flugzeuge, fehlen. Der entscheidende Schritt zur Überwindung dieser Mängel wird die Einführung von Sekundärradar (SSR) sein, das in den Betriebsarten Mode A, B und C mit jeweils 4096 Codes neben Flugzeugstandorten auch Kennungen, Kategorien und Flughöhen zu erteilen und darzustellen erlaubt, soweit die Flugzeuge mit dem dafür erforderlichen Bordgerät (Transponder) ausgerüstet sind.

Während in den Vereinigten Staaten für alle Flüge im oberen Luftraum das Mitführen eines Transponders bereits seit einiger Zeit obligatorisch ist und die dort ausgeübte positive Kontrolle sich fast ausschließlich der SSR-Informationen bedient (wobei das Primärradar eine back-up-Funktion erfüllt), werden in Europa nach einige Jahre vergehen, bis man sich auf das Sekundärradar stützen kann.

Im Zuge der mehr und mehr in die Flugsicherung Eingang findenden Automatisierung sind speziell auf dem Radargebiet erhebliche For-

schungsarbeiten, jetzt unter anderem auch auf EUROCONTROL's Veranlassung, im Gange. Dazu gehören vor allem die Digitalisierung von Primär- und Sekundärradarinformationen. Wenn einmal diese beiden Aufgaben eine in allen Teilen zufriedenstellende Lösung gefunden haben werden, dürfte die Übertragung von Informationen — auch über große Entfernungen — kein Problem mehr darstellen. Gleichzeitig wird damit dann auch die synthetische Luftegedarstellung in vallem Umfange realisiert werden können.

Da die Aufnahme und Verarbeitung von Flugplänen durch elektronische Rechner (Digitalrechner) mit der anschließenden Ausgabe von gedruckten Kontrollstreifen eine schon seit langem beherrschte Technik ist, liegt hier das Hauptinteresse nunmehr auf dem Gebiet der Konfliktvorhersage und, wo immer möglich, der Konfliktlösung mit Hilfe des Rechners. Voraussetzung dazu ist die genaue Bestimmung der aktuellen Positionen der Flugzeuge und eine zuverlässige Extrapolation ihres Flugweges für einen bestimmten Zeitabschnitt. Das Verfahren kann sich gegenwärtig nur auf die vom Radar abgeleiteten Standortinformationen stützen und ist in den Fällen, in denen das Primärradarbild durch Walken oder andere Störungen (clutter) beeinträchtigt wird, unbrauchbar. Hier sind bis zu einer betriebsreifen Lösung noch erhebliche Schwierigkeiten zu überwinden.

Alle diese Untersuchungen und schon bekanntgewordenen Teilergebnisse werden in den technischen Fachabteilungen EUROCONTROL's aufmerksam verfolgt, die der betrieblichen Planungsarbeit stets beratend zur Seite stehen, damit schon in der ersten zu errichtenden Kontrollzentrale eine moderne Technik zur Anwendung kommen kann, die alle betrieblichen Erfordernisse, auch hinsichtlich der Zuverlässigkeit, erfüllt.

Die Planung auf der Betriebsseite ist, abgesehen von der Frage der Auslegung des Gebäudes, sehr stark auf zwei Fragen konzentriert:

1. Welche Gliederung des zu kontrollierenden Luftraumes ist am günstigsten im Hinblick auf die Arbeitslast an den Kontrollpositionen und im Cockpit?
2. Welche Anordnung der Arbeitsplätze relativ zueinander und welche Form der Flugplan- und Radardarstellung erlaubt die bestmögliche Koordination innerhalb der Zentrale und nach außen?

Ihre Beantwortung kann unmöglich am grünen Tisch erfolgen, und es liegt in der Natur des Luftverkehrs, daß klärende Versuche auch nicht in der täglichen Praxis durchgeführt werden können. Deshalb bedient sich die Flugsicherung schon lange mit großem Erfolg der Simulationstechnik. Die Agentur EUROCONTROL hat hierbei bisher auf die in den Partnerstaaten vorhandenen Simulationseinrichtungen zurückgegriffen oder — wie in einer kürzlich durchgeführten Studie — den großen Flugsicherungs-Simulator der FAA (US-Luftfahrtbehörde) in Atlantic City, USA, benutzt. Wichtige Teilergebnisse konnten so, gemeinsam mit nationalen Fachkräften, bereits erarbeitet werden.

In Zukunft müssen solche Untersuchungen noch durch Systemstudien im weitestem Sinne ergänzt werden, um ständig Sicherungsdienste mit höchster Leistungsfähigkeit zu gewährleisten. Um dieser Verpflichtung gerecht zu werden, hat die Agentur im Januar 1964 einen großen Flugsicherungs-Simulator in Auftrag gegeben, der in etwa zwei Jahren in EUROCONTROL's Versuchszentrum in Brétigny (40 km südlich von Paris) betriebsbereit sein soll. Der Auftrag wurde nach vorheriger Ausschreibung an das Firmenkonsortium CSF/Decca/Telefunken erteilt, die damit gemäß den Spezifikationen der Agentur den größten europäischen Flugsicherungs-Simulator bauen.

Kernstück dieser Anlage ist der Universal-Digitalrechner „TR 4“ von Telefunken. Mit seiner Hilfe wird es möglich sein, bis zu 300 Flugzeuge auf 11 Radarschirmen gleichzeitig darzustellen und programmierte Wege „fliegen“ zu lassen, wobei Fluggeschwindigkeiten bis weit über die heute erreichten Machzahlen in einem beliebigen Luftraum von 2200 km x 2200 km horizontaler Ausdehnung simuliert werden können.

Die Radardarstellung, Spezialgebiet der Decca Radar Comp., umfaßt bei dem neuen Simulator die Primär- und Sekundärradardaten aus mehreren (bis zu 6) unterschiedlichen Radarstandorten und erlaubt aktive und passive Decodierung der SSR-Daten einschließlich der Höhenangaben.

Die Nachbildung der gesamten Anlagen zum Nachrichtenaustausch Boden/Bord und Boden/Boden einschließlich derjenigen innerhalb des Kontrollzentrums („Intercom“) ablegt der französischen Firma CSF.

Die erwähnten Beispiele aus dem Aufgabenbereich der EUROCONTROL-Organisation können nur einen groben Überblick vermitteln, der die hiermit verbundenen vielschichtigen verwaltungstechnischen und juristischen Probleme außer Betracht lassen muß. Schon bis zum heutigen Aufbaustadium der Organisation hat sich jedoch der Wert der Zusammenfassung aller ihr zur Verfügung stehenden nationalen Erfahrungen gezeigt. Der Gemeinschaftsgeist und gute Wille, mit denen alle Glieder der Organisation ihre schwierige Aufgabe angehen, lassen die Hoffnung zu, daß der EUROCONTROL zusammen mit allen Partnern der Aufbau eines der Luftfahrt auch in der Zukunft gerecht werdenden europäischen Flugsicherungs-systems gelingen wird.

# Der Photo-Feldeffekttransistor

DK 621.382.323: 621.383.2

Die Entwicklung der Halbleitertechnik führt immer wieder zu interessanten Ergebnissen. Ein beachtenswerter Fortschritt auf diesem Gebiet ist neben dem Feldeffekttransistor (FET) der photoempfindliche Feldeffekttransistor (Photo-FET), der die Eigenschaften einer Photodiode mit denen eines FET vereinigt, wodurch sich für eine Reihe von Schaltungen und Anwendungen Vorteile ergeben. In bestimmten Fällen ist diese Kombination anderen lichtempfindlichen Elementen überlegen.

Im folgenden sind Eigenschaften, Wirkungsweise und einige typische Anwendungsmöglichkeiten des Photo-FET beschrieben. Zum besseren Verständnis mit dem Photo-FET erreichten Verbesserungen sollen einleitend die wichtigsten Eigenschaften des ebenfalls noch in der Entwicklung begriffenen FET sowie die der lichtempfindlichen Halbleiter kurz erwähnt werden.

## 1. Photodiode, Photoelement, Phototransistor

Photodioden und Photoelemente sind Halbleiter, bei denen man die Erzeugung von Ladungsträgern durch auffallendes Licht ausnutzt. Bei diesem Vorgang ist von Vorteil, daß der Photostrom in einem bestimmten Bereich annähernd proportional dem einfallenden Lichtstrom ist.

Photodioden werden in Sperrrichtung betrieben. Bei Lichteinfall entstehen im Kristall Paare von Elektronen und Defektelektronen (Löchern), die durch das elektrische Feld in der Sperrschicht getrennt werden und in entgegengesetzten Richtungen wandern. Dadurch wird eine Vergrößerung des Sperrstroms (Photo-strom) bewirkt. Bild 1 zeigt das Schaltbild

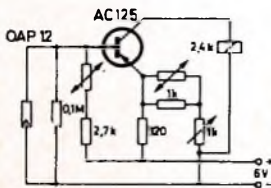


Bild 1. Schaltung eines lichtgesteuerten Relais mit der Photodiode OAP 12 und einem Transistor AC 125; die beiden NTC-Widerstände kompensieren die Temperaturabhängigkeit der Photodiode (nach Valvo Technische Informationen für die Industrie Nr. 33)

eines lichtgesteuerten Relais mit einer Photodiode. Das schwache elektrische Signal muß dabei mit einem nachgeschalteten Transistor verstärkt werden.

Beim pnp-Phototransistor wird die Emitterdiode in Durchlaß-, die Collectordiode in Sperrrichtung betrieben. Beim Auftreffen von Licht auf die Basis werden auch hier wieder Ladungsträgerpaare erzeugt. Der Collectorstrom ist nahezu proportional dem Lichtstrom. Bild 2 zeigt das Schaltungsbeispiel eines lichtelektrischen Verstärkers.

Diese beiden Bauelemente werden hauptsächlich dann eingesetzt, wenn auf kleinstem Raum photoelektronische Steuer-, Meß- oder Abtastschaltungen untergebracht werden sollen und wenn ihre

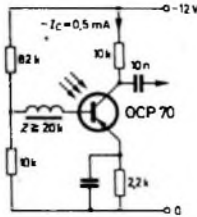


Bild 2. Schaltung eines lichtelektrischen Verstärkers mit dem Photoelement OCP 70 zum direkten Anschluß eines elektromagnetischen Relais (nach Valvo-Handbuch Spezialröhren II, 1964)

besonderen Eigenschaften (kleine Abmessungen, hohe Stoßfestigkeit und lange Lebensdauer) ausschlaggebend sind. Auch in der Photometrie, wo es bei der Messung schwacher Lichtintensitäten auf ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis ankommt, sind diese Bauelemente nützlich. Als Beispiel sei die Diode OAP 12 angeführt, deren Grenzfrequenz  $\geq 50$  kHz ist und deren maximale Spektralempfindlichkeit bei  $1,3 \dots 1,5 \mu\text{m}$  liegt. Für den Photo-transistor OCP 70 werden dagegen eine Grenzfrequenz von 3 kHz und eine maximale Spektralempfindlichkeit von  $1,2$  bis  $1,5 \mu\text{m}$  angegeben.

Photoelemente sind pn-Halbleiter mit Silizium als Grundmaterial. Ein Photo-

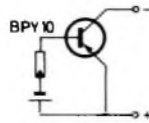


Bild 3. Photoelement BPY 10 in Reihenschaltung mit einer Spannungsquelle und einem Transistor (nach Valvo Technische Informationen für die Industrie Nr. 56)

element kann als aktives Element und als Diode eingesetzt werden. Man kann es zur Lichtmessung und auch zur Auslösung von Schalt- und Steuervorgängen durch Lichteinstrahlung verwenden. Der Photostrom ist proportional dem Lichtstrom, die Sperrspannung beträgt maximal 1 V. Im Dunkeln verhält sich das Photoelement wie eine gewöhnliche Siliziumdiode. Die maximale Spektralempfindlichkeit üblicher Photoelemente liegt bei  $0,7 \dots 0,8 \mu\text{m}$ ; die Grenzfrequenz ist  $\geq 50$  kHz.

Wegen seines kleinen Innenwiderstandes kann man ein Si-Photoelement nicht ohne weiteres an den Eingang eines Si-Transistors schalten. Durch eine geringe Vorspannung (etwa 0,5 V) muß dafür gesorgt werden, daß der Arbeitsbereich in das niederohmige Gebiet des Si-Transistors verschoben wird (Bild 3).

## 2. Der Feldeffekttransistor (FET)

Beim üblichen bipolaren Sperrschichttransistor dienen zum Ladungstransport positive und negative Ladungsträger. Beim FET dagegen erfolgt der Transport durch Majoritätsträger (Unipolartransistor). Der Aufbau eines Sperrschicht-FET geht aus Bild 4 hervor. Seine Wirkungsweise beruht im wesentlichen darauf, daß der Strompfad (im Bild 4 schraffliert dargestellt) durch Raumladungszonen p nach

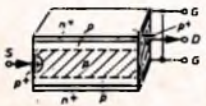


Bild 4. Aufbau eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors (n'- und p'-hochdotierte Zonen, G Gate, D Drain, S Source)

zwei Seiten begrenzt ist, so daß kein Strom zur Elektrode G (Gate) fließen kann (das entspricht dem Vorgang in einer Vakuumtriode, in der Gitterraumladungen den Strom zwischen Kathode und Anode steuern und begrenzen). Der Strom im FET fließt daher von der Elektrode S (Source) zur Elektrode D (Drain).

Eine Weiterentwicklung stellt der Oberflächen-FET mit isoliertem Gate dar, dessen Aufbau und Ersatzschaltung Bild 5 zeigt. Das Gate G ist hier auf einer Isolierschicht ( $\text{SiO}_2$ ) zwischen Drain D und Source S aufgedampft. In der Grenzschicht zwischen dem schlecht leitenden Si (p) und dem thermisch gewachsenen  $\text{SiO}_2$  besteht eine n-leitende Si-Schicht, die die beiden eindiffundierten n-Zonen miteinander verbindet und einen Strompfad bildet, dessen Leitfähigkeit durch ein

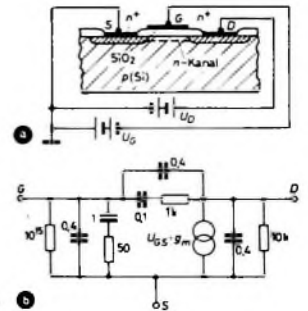


Bild 5. a) Aufbau eines Oberflächen-Feldeffekttransistors mit isoliertem Gate (die n'-Zonen bestehen aus hochdotiertem Silizium, das im Planarprozeß eindiffundiert und mit einer Metallschicht bedampft wurde); b) Ersatzschaltung eines Feldeffekttransistors (nach RCA Rev. Bd. 24 (1963) Nr. 4, S. 641-660)

senkrecht zur Oberfläche angelegtes elektrisches Feld verändert werden kann.

Die wichtigsten Eigenschaften dieser neuen Transistorart sind:

- Große Eingangsimpedanz von maximal  $10^{15}$  Ohm bei 1 pF Eingangskapazität (der Eingangswiderstand ist so groß, daß es einige Tage dauert, bis die Ladung durch Leckströme abgeführt ist);
- Übertragungsleitwert  $1 \dots 2,8$  mS (nach Angaben von RCA);
- Unempfindlichkeit gegen radioaktive Strahlung (bei Bestrahlung mit  $10^{15}$  Neutronen je  $\text{cm}^2$  sinkt der Übertragungsleitwert nur um etwa 30 %);
- Schaltgeschwindigkeit etwa 10 ns;

das Rauschen hängt infolge Fortfalls des Schrotteffektes nur von der thermischen Komponente im Ausgangskreis ab (bei mittleren Frequenzen ist die Rauschzahl 0,1 dB);

In bezug auf „innere Zerstörung“ erweist sich der FET als die widerstandsfähigste und langlebigste aller bisher bekannten Transistorarten;

da der Strom in der Nähe der Oberfläche fließt, ist die Temperaturabhängigkeit geringer als bei anderen Halbleitern.

Je nach dem Anwendungszweck kommen für Feldeffekttransistoren verschiedene



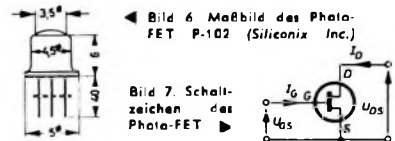
Materialien in Betracht (wobei ein weite-  
rer Spielraum als bei bipolaren Transistoren  
erweisen sich SiC, GaAs und Cd-Sulfide  
als günstig, während für höhere Frequenzen  
InSb und InAs (Dünnschichtaufbau)  
vorzuziehen sind. Verschiedene amerikani-  
sche Firmen liefern bereits serienmässig  
gefertigte Typen, und auch in Deutschland  
beschäftigt man sich mit der  
Entwicklung derartiger Transistoren.

### 2.1. Anwendungen des FET

Feldeffekttransistoren können in vielen  
Fällen eingesetzt werden, in denen der  
übliche bipolare Transistor die Röhre  
nicht ersetzen kann. Zum Beispiel lassen  
sich damit rauscharme Verstärkerstufen  
bauen, die bei 1 M $\Omega$  Eingangswider-  
stand im NF-Gebiet Rauschzahlen von etwa  
0,5 dB und Spannungsverstärkungen von  
100 haben. Mehrere FET lassen sich leicht  
zu logischen Schaltungen kombinieren  
und dürften den Bau von Schaltkreisen  
ermöglichen, die die Mikroelektronik ent-  
scheidend beeinflussen können.

### 3. Der Photo-FET und seine Wirkungsweise

Der Photo-FET stellt die Kombination  
einer Photodiode mit einem rauscharmen  
Feldeffekttransistor dar. Seine Wirkungs-  
weise entspricht aber mehr der einer  
Vakuümröhre als der des herkömmlichen  
stromverstärkenden Transistors. Er hat  
nämlich (wie eine Röhre) eine sehr hohe  
Eingangsimpedanz sowie steile Kenn-  
linien und arbeitet daher als Spannungs-  
verstärker. Am Kopf des Photo-FET ist  
eine Linse angeordnet, die den direkten  
Lichteintritt erlaubt (Bild 6). Der Spek-  
tralbereich reicht von 0,4 ... 1,1  $\mu$ m (mit  
einem Maximum bei 0,8  $\mu$ m). Durch die



Beleuchtung wird ein Photostrom erzeugt,  
der ins Gate des FET fließt und verstärkt  
über Drain und Source austritt (Bild 7).  
Infolge der unmittelbaren Verbindung  
von lichtempfindlichem Element und  
Transistorverstärker werden mögliche  
Störungsquellen ausgeschaltet, und der  
Rauschfaktor wird verbessert. Außerdem  
bietet die Zugänglichkeit des Gate-  
anschlusses die Möglichkeit, Steuersignale  
einzuführen, den Temperaturkoeffizienten

des Drainstroms zu beeinflussen und den  
Schwellwert zu verändern.

Ebenso wie der FET zeichnet sich auch  
der Photo-FET durch große Unempfind-  
lichkeit gegenüber radioaktiven Strahlun-  
gen aus. Er wird durch Eingangssignal-  
und Transferkurven charakterisiert, aus  
denen sich die Wirkung beliebiger Gate-  
und Drainspannungen ablesen läßt. Ande-  
re wichtige Daten sind der Gate-  
Source-Dunkelstrom und die Gate-Drain-  
Spannung sowie die Durchbruchspannung.  
Die wichtigsten elektrischen Daten des  
Photo-FET P-102 der Siliconix Inc. sind  
in Tab. I zusammengestellt.

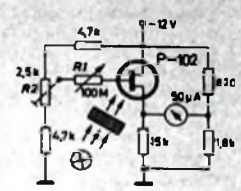
### 4. Vergleiche mit anderen photo- elektrischen Bauelementen

Der Photowiderstand, dessen Widerstand  
sich bei Beleuchtung verringert, stellt ein  
sehr hochohmiges Steuerelement dar. Er  
benötigt daher ein Verstärkerelement mit  
hochohmigem Eingang, zum Beispiel Kalt-  
kathodenröhren oder FET. Seine optimale  
Spektralempfindlichkeit liegt zwischen  
0,6 und 0,7  $\mu$ m. Das Verhältnis Hell- zu  
Dunkelstrom ist etwa 1000:1. Der Photo-  
widerstand ist träger als der Photo-FET,  
und seine Charakteristiken ändern sich  
mit der Temperatur und Betriebszeit. Die-  
ser Licht-Strom-Wandler hat besonders  
im Zusammenwirken mit Kaltkathoden-  
röhren in der Elektrotechnik und Elek-  
tronik weite Anwendung gefunden und  
dürfte nur in Spezialfällen durch den  
Photo-FET ersetzt werden.

Photodioden und Phototransistoren wei-  
sen gegenüber dem Photo-FET zusätzliche  
Sperrstrom- und Rauscheffekte auf, die  
ihre Eingangsempfindlichkeit und Ver-  
stärkung herabsetzen, was sich besonders  
bei schwachen Signalen ungünstig aus-  
wirkt. Ihr Einschwingverhalten ist besser  
als das des Photo-FET, der aber überall  
dort überlegen ist, wo mit radioaktiven  
Strahlungen gerechnet werden muß.

Der Photovervielfacher ist in bezug auf  
Rauschfreiheit dem Photo-FET überle-  
gen, und auch die Quanteneffekte sind  
beim Photo-FET größer. Je größer die  
Wellenlänge, um so höher ist der Photo-  
strom des Photo-FET, während der Kat-  
odenstrom des Vervielfachers mit zu-  
nehmender Wellenlänge sinkt. Bei niedri-  
gen Frequenzen sind die Verstärkungs-  
faktoren beider Bauelemente annähernd  
gleich. Der Dunkelstrom des Vervielfa-  
chers ist dagegen erheblich niedriger;  
er beträgt nur 1/2000 desjenigen des Photo-  
FET, der aber den Vorteil der einfacheren  
Schaltungstechnik hat. Die maximale  
Spektralempfindlichkeit des Vervielfa-  
chers liegt bei 0,35 ... 0,45  $\mu$ m.

Bild 8. Photometerschaltung  
mit dem Photo-FET  
P-102; Werte für R1:  
10 k $\Omega$ m (Meßbereich  
0...100%), 100 k $\Omega$ m  
(Meßbereich 0...10%),  
1 M $\Omega$ m (Meßbereich  
0...1%), 10 M $\Omega$ m  
(Meßbereich 0...0,1%),  
100 M $\Omega$ m (Meßbereich  
0...0,01%)



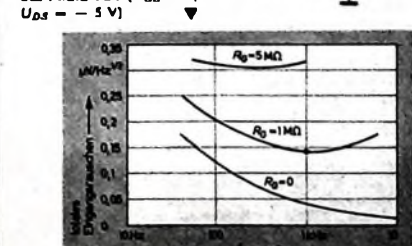
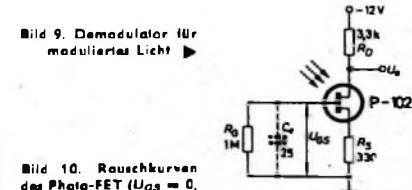
### 5. Anwendungsmöglichkeiten des Photo-FET

Mit dem Photo-FET ergeben sich sehr ein-  
fache Schaltungen für Tonfilm-Tonköpfe,  
Rauchalarmanlagen, Lichtmesser, Photo-  
meter und für Systeme, die mit kritischen  
Lichtwerten arbeiten. Auch für die Laser-  
Nachrichtentechnik ist der Photo-FET in  
Aussicht genommen (an Stelle aufwendiger  
Photovervielfacher); erste Versuche  
verliefen zufriedenstellend.

Mit der Photometerschaltung nach Bild 8  
lassen sich Änderungen der optischen  
Dichte (Schwärzung) zum Beispiel bei  
einem Diapositiv messen. Das Mikro-  
amperemeter ermöglicht Ablesungen bis  
zu einer Dichte von 4 (0,01% Transmis-  
sion). Wenn der Arbeitspunkt im  
empfindlichsten Kennlinienbereich liegt,  
ruft ein Gatestrom von etwa 10<sup>-4</sup> A an R1  
einen Spannungsabfall von 0,1 V hervor,  
der Vollausschlag des Meßinstruments be-  
wirkt. Würde man hier einen Phototran-  
sistor verwenden, so würde das Eingang-  
signal nicht linear verstärkt werden und  
der Ausgangsstrom nur etwa 10<sup>-7</sup> A er-  
reichen. Mit R2 kann man den Drain-  
strom so einstellen, daß der Temperatur-  
koeffizient der Gatespannung eliminiert  
wird und nur noch starke Temperatur-  
änderungen den minimal feststellbaren  
Strom (besonders bei hohen R1-Werten)  
beeinflussen.

Bild 9 zeigt die Schaltung eines Demodu-  
lators für moduliertes Licht. Der Ausgang  
dieser Schaltung kann wegen der niedri-  
gen Impedanz an einen üblichen (bi-  
polaren) Transistor angeschlossen werden,  
ohne daß zusätzliches Rauschen auftritt.  
Die totale Eingangsausgangsspannung (Effek-  
tivwert) läßt sich für verschiedene Gate-  
widerstände R<sub>0</sub> in Abhängigkeit von der  
Unterbrechungsfrequenz f der zerhackten  
Signale aus Bild 10 entnehmen.

Als Beispiel sollen die maßgeblichen  
Rauschgrößen, die Empfindlichkeit und die  
Ansprechzeit bei 1 kHz Unterbrechungs-  
frequenz, 1 Hz Bandbreite und 25 pF Ein-



Tab. I. Technische Daten des Photo-FET P-102

	Meßbedingungen	min	mittel	max.
Eingangsempfindlichkeit $S_{10}$	$I_D = 0,9 \mu A, U_{GS} = -5 V, U_{DS} = 0$	0,4	1,2	$\mu A cm^{-1} mV^{-1}$
Anzeigeempfindlichkeit $D$	$U_{GS} = 0, U_{DS} = -5 V, \lambda = 0,8 \mu m$	$0,6 \cdot 10^{10}$	$2,7 \cdot 10^{10}$	$cm Hz^{-1} W^{-1}$
Ansprechzeit	$R_0 = 0, U_{GS} = 0, U_{DS} = -5 V$	<0,1		$\mu s$
Gate-Source-Dunkelstrom $I_{DSS}$	$U_{GS} = 30 V, U_{DS} = 0$			10 nA
Gate-Drain-Durchbruchspannung	$I_D = 1 \mu A, U_{DS} = 0$	30		V
Verlustleistung $P_{tot}$	$T = 25^\circ C$			300 mW
Punktrauschzahl $N_p$	$f = 1 kHz, U_{GS} = 0, U_{DS} = -5 V$		0,5	3 dB
Gate-Source- (pinch-off) Spannung $U_p$	$I_D = 1 \mu A, U_{DS} = -5 V$	1	2	4 V
Gate-Source-Kapazität $C_{GS}$	$U_{GS} = 1 V, U_{DS} = -5 V, f = 140 kHz$	12		12 pF

gangsschaltungskapazität berechnet werden (gemessene Rausch-Eingangsspannung  $U_r = 0,15 \mu\text{V Hz}^{-1/2}$ , gemessene Lichteinstrahlung  $J = 0,125 \cdot 10^{-6} \text{ mW cm}^{-2}$ , Empfindlichkeit  $S_{\text{ein}} = 1,2 \mu\text{A cm}^2 \text{ mW}^{-1}$ ).

Photostrom:

$$I_{ph} = S_{\text{ein}} \cdot J = 1,2 \cdot 0,125 \cdot 10^{-6} = 0,15 \cdot 10^{-4} \mu\text{A}$$

Gatespannung:

$$U_G = I_{ph} \cdot R_G = 0,15 \cdot 10^{-4} \cdot 10^6 = 0,15 \mu\text{V}$$

Signal-Rausch-Verhältnis für  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$ :

$$\frac{U_G}{U_r} = 1$$

Äquivalente Rauschleistung für eine Linsenfläche  $F_L = 7,9 \cdot 10^{-2} \text{ cm}^2$ :

$$P_r = \frac{J \cdot F_L}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{0,125 \cdot 10^{-6} \cdot 7,9 \cdot 10^{-2}}{\sqrt{1}} \approx 10^{-11} \text{ W Hz}^{-1/2}$$

Totale Anzeigempfindlichkeit:

$$D = \frac{\sqrt{F_L}}{P_r} = \frac{\sqrt{7,9 \cdot 10^{-2}}}{10^{-11}} = 2,8 \cdot 10^{10} \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$$

Ansprechzeit:

$$t_a = R_G \cdot C_e = 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12} = 25 \mu\text{s}$$

Durch Verwendung kapazitätsarmer Leitungen läßt sich  $t_a$  bis auf  $5 \mu\text{s}$  reduzieren.

Beim Integrator nach Bild 11 wird der Kondensator C durch den Photostrom  $I_{ph}$  aufgeladen, so daß die Spannung  $U_{GS}$  den integrierten Gatestrom darstellt.

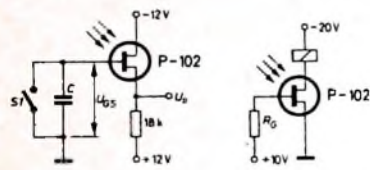


Bild 11 Integratorschaltung (S 1 Rückstellschalter)

Bild 12 Schwellwertschaltung

Wegen der hohen Eingangsimpedanz ergeben sich bereits mit kleinen Kapazitätswerten sehr große Zeitkonstanten. Bei monochromatischen Eingangssignalen ist der integrierte Photostrom der Energie des einfallenden Lichtes proportional. Die Ausgangsspannung ist

$$U_G = \frac{1}{C} \int I_{ph} \cdot dt$$

Die Schwellwertschaltung im Bild 12 erlaubt die Einstellung größtmöglicher Temperaturstabilität. Durch entsprechend hohe Gatespannung wird verhindert, daß der Gate-Source-Dunkelstrom das Gate in den aktiven Bereich der Transfercharakteristik bringt. Wenn ein genügend großer Gatewiderstand  $R_G$  und ausreichende Vorspannung gewählt werden, so daß der Transistor im cut-off-Punkt arbeitet, genügt ein schwacher Lichtimpuls (falls der Photostrom dabei hoch genug ist), um die Gate-Source-Spannung auf den pinch-off-Wert zu bringen, bei dem  $I_D = 1 \mu\text{A}$  ist.

Schrifttum

- Röttgers, H. Th.: Feldeffekt-Transistoren Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 18 (1964) Nr. 3, S. 125-128, u. Nr. 4, S. 210, 212, 215
- Lennartz, A.: Der Feldeffekt-Transistor. Funk-Techn. Bd. 11 (1956) Nr. 5, S. 123-124, u. Nr. 6, S. 151-153

# Das elektronische Notizbuch

## »EN 3«



Bild 1. Ansicht des elektronischen Notizbuches „EN 3“



Bild 2. Einschubkassette des Gerätes mit 60 m Magnetonband

Bild 3. Unterteil des „EN 3“ ohne Einschubkassette



Bereits zur Hannover-Messe zeigte Grundig Muster des neuen „elektronischen Notizbuches“; seit Ende Oktober wird es nun ausgeliefert. Das „EN 3“ liegt gut in der Hand (Bild 1). Mit einem Gewicht von nur 385 g und den Abmessungen 16 cm x 6 cm x 3,7 cm ist es bequem in der Mantel- oder Rocktasche unterzubringen.

Ein kleines Mikrofon mit zwei unverwechselbaren Stiften ist auf die obere Schmalseite des Gerätes aufgesteckt. Die Schalttaste des „EN 3“ ist leicht zu bedienen. In Stellung „Aufnahme“ wird das Mikrofon dicht vor den ansagenden Mund gehalten. In Stellung „Wiedergabe“ dient das Mikrofon als Kleinstlautsprecher; ebenso läßt sich aber nach Abnahme des Mikrofons auch ein kleiner als Zubehör erhältlicher Stetoson-Hörer mit Lautstärkereger in die Mikrofonbuchsen einstopfen.

Wie eigene Erprobungen bestätigten, ist der richtige kurze Abstand für Sprechen und Abhören bald gefunden. Studioqualität kann und will ein derart kleines, mit einer mittleren Bandgeschwindigkeit von 4,35 cm/s betriebenes Halbspurgerät natürlich nicht bieten; das gesprochene Wort ist jedoch gut verständlich. 60 m Tripleband mit einer Laufzeit von 2 x 23 min sind in einer neuartigen Einschubkassette untergebracht. Mit leichtem Druck kann man diese Einschubkassette vom unteren Teil des Gerätes seitlich abschleiben und nach Umdrehen und Wiedereinsetzen die zweite Spur besprechen oder abhören. Ein schneller Rücklauf leistet besonders für sofortiges Abhören gute Dienste.

Die Kassette (Bild 2) rastet sicher im Unterteil (Bild 3) ein. Das von der Abwickelspule zur Aufwickelspule laufende Band kommt beim Einrasten der Kassette automatisch in die richtige Position vor dem Sprech-Hör-Kopf. Durch ein kleines Fenster der Kassette sind Lauf-, Laufrichtung sowie jeweils benutzte Spur und Bandvorrat gut zu erkennen.

Das Unterteil (Bilder 3 und 4) enthält drei Mignonzellen je 1,5 V; mit einem Batteriesatz sind etwa 15 Betriebsstunden erreichbar. In der Mitte unter der Abdeckung befinden sich der Rastschalter, die Antriebsrollen, der Miniatur-Tonkopf und ein kleiner ringförmiger Permanentmagnet für die Löschung des Bandes vor Aufnahme. Die gummi belegten Antriebsrollen werden durch den Rastschalter in ihre gewünschte Lage gebracht und wirken direkt auf die Ränder der Spulen. Antriebsmotor und ein kleiner Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker nehmen den übrigen Raum ein.

Der Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker (Bild 6) arbeitet mit drei Transistoren T1, T2 und

T3. Die Lautstärke wird im Werk auf einen festen Wert eingestellt. Über den Widerstand R erfolgt bei Aufnahme eine Gleichstrom-Vormagnetisierung des Kombi-Kopfes. Der kleine Antriebsmotor M ist über einen Fiehkraftregler und über den Transistor T4 drehzahlstabilisiert.

Als Zubehör zum „EN 3“ sind unter anderem noch eine Überspielleitung zum Überspielen der Aufnahme auf ein Büro-Diktiergerät,

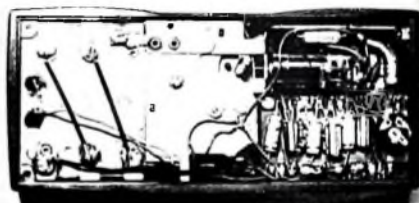


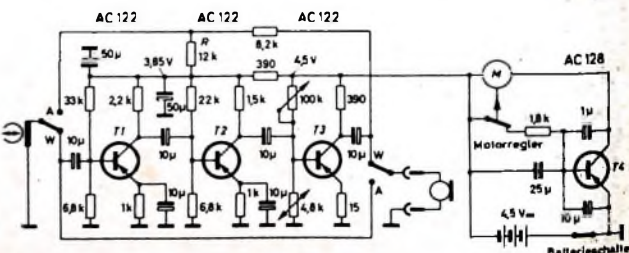
Bild 4. Verdrählung; rechts unten der dreistufige Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker; darüber der liegend angeordnete, elektronisch geregelte Antriebsmotor



Bild 5. Blick auf den Magnetonkopf; links daneben der Lschmagnet; im Hintergrund die Antriebsrollen

ein Verbindungskabel für Aufnahme von einem und Wiedergabe über ein Rundfunkgerät, ein Zwischenkabel für das aufsteckbare Mikrofon und ein Knopflochmikrofon erhältlich. Ferner gibt es eine leichte Betriebskassette mit Tragegriff und einen Bereitschaftskoffer mit Trageleinen.

Bild 6. Schaltung des Aufnahme-Wiedergabe-Verstärkers und der elektronischen Drehzahlstabilisierung des Antriebsmotors





# Die Vorgänge bei der Abtastung von Schallplatten

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 23, S. 850

DK 681.83

## 3. Nichtlineare Verzerrungen (Abtastverzerrungen)

### 3.1. Ursachen von nicht-linearen Verzerrungen

So wie jedes andere Speicherverfahren, ist auch die mechanische Speicherung mit nichtlinearen Verzerrungen behaftet. Bei diesem Speicherverfahren entstehen sie jedoch in erster Linie durch den Abtastvorgang. Man spricht daher auch vielfach von Abtastverzerrungen (oder auch sogenannten geometrischen Abtastverzerrungen, da sie zum größten Teil von der Geometrie der Schallplattenrinne herühren). Nachstehend soll einmal den Ursachen dieser nichtlinearen Verzerrungen nachgegangen werden. Zu diesem Zweck sei zunächst die aufgezeichnete Wellenlänge betrachtet. Sie ist - im Gegensatz zum Magnetton- oder Lichttonverfahren, bei dem der Aufzeichnungsträger eine konstante Laufgeschwindigkeit hat - bei der Schallplatte nicht konstant. Zwar hat sie eine konstante Drehgeschwindigkeit, jedoch ergibt sich eine vom Rillendurchmesser abhängige sogenannte Rillenlaufgeschwindigkeit. Diese Rillenlaufgeschwindigkeit  $v_R$  ist

$$v_R = \frac{D \cdot \pi \cdot n}{60} \quad (8)$$

wobei  $D$  den Rillendurchmesser in cm und  $n$  die Drehzahl der Platte in U/min bedeutet. 60 ist ein Umrechnungsfaktor zur Angabe der Rillenlaufgeschwindigkeit in cm/s. Aus dieser mathematischen Beziehung folgt  $v_R \sim D$ , das heißt, die Rillenlaufgeschwindigkeit verhält sich zum Rillendurchmesser direkt proportional. Bei einer 30-cm-Platte M 33 mit einem nach DIN 45 537 genormten Rillendurchmesser der ersten modulierten Rinne von  $\leq 29,28$  cm und einem Durchmesser der letzten modulierten Rinne von etwa 12 cm ergibt sich demnach ein Rillenlaufgeschwindigkeitsverhältnis von etwa 2,4 : 1.

Linear dazu verhält sich auch die aufgezeichnete Wellenlänge. Sie ermittelt man zu

$$\lambda = \frac{v_R \cdot 10^4}{f} \quad (9)$$

und mit Gl. (8) in Gl. (9) eingesetzt zu

$$\lambda = \frac{D \cdot \pi \cdot n \cdot 10^4}{60 \cdot f} \quad (10)$$

( $f$  ist die aufgezeichnete Frequenz in Hz und  $\lambda$  die Wellenlänge in  $\mu\text{m}$ ).

Setzt man nun beispielsweise für  $f = 15\,000$  Hz als oberste Grenzfrequenz, für den kleinsten Innendurchmesser  $D_i = 12$  cm und für den größten Außendurchmesser  $D_a = 29$  cm, dann erhält man die Wellenlängen

$$\lambda_i = \frac{D_i \cdot \pi \cdot n \cdot 10^4}{f \cdot 60} = \frac{12 \cdot \pi \cdot 33,3 \cdot 10^4}{15\,000 \cdot 60} \approx 14 \mu\text{m},$$

$$\lambda_a = \frac{D_a \cdot \pi \cdot n \cdot 10^4}{f \cdot 60} = \frac{29 \cdot \pi \cdot 33,3 \cdot 10^4}{15\,000 \cdot 60} \approx 34 \mu\text{m}.$$

Daraus läßt sich bereits ein interessanter Zusammenhang ableiten. Es ist zu erkennen, daß im Innenradius die Wellenlänge bereits in die Größenordnung des Abstradius kommt. Hieraus kann man wiederum schließen, daß infolge ungenügender Auflösung sowohl die linearen als auch die nichtlinearen Verzerrungen ansteigen werden. Bei allen diesen Betrachtungen ist zunächst noch die aufgezeichnete Schnelle außer acht gelassen. Sie spielt jedoch - darauf wird noch eingegangen - eine bedeutende Rolle; bei konstanter Frequenz bestimmt sie die Steilheit eines Wellenzuges im Nulldurchgang und den Krümmungsradius im Amplitudenmaximum.

Bei der Entstehung von Abtastverzerrungen ist zu berücksichtigen, daß für verschiedene Frequenzbereiche unterschiedliche Bedingungen gelten. Im Bereich der tiefen Frequenzen überwiegen die statischen Kräfte. Bei großen Auslenkungen treten daher hohe Rückstellkräfte auf.

Die Abtastnadel wird unter  $45^\circ$  angetrieben und gleitet auf Grund der vertikalen Kraftkomponente bei kleiner Auflagekraft an der treibenden Rillenwand hoch. Dadurch ergibt sich ein mangelnder Kontakt mit der zweiten Rillenwand, und eine einwandfreie Führung der Abtastnadel ist nicht mehr gewährleistet. Die Folgen sind Verzerrungen, da die Bewegung der Abtastnadel nicht mehr der aufgezeichneten Rillenmodulation entspricht. Unabhängig von diesen Abtastverzerrungen infolge zu kleiner Auflagekraft können auch im Abtastsystem selbst Verzerrungen entstehen. Sie treten jedoch meistens erst bei sehr großen Auslenkungen des Abtaststiftes auf.

Weit interessanter sind die bei hohen Frequenzen entstehenden nichtlinearen Verzerrungen. Hierbei sind neben der Schnelle auch noch die Beschleunigungskräfte zu berücksichtigen. Als wesentlichste Verzerrungsursachen können für dieses Frequenzgebiet genannt werden: 1. Winkel des Schneidstichels; 2. Krümmungsgrenze; 3. Klemm- oder Fincheffekt; 4. Nachgiebigkeit, Rückstelleffekt, Anstellwinkel; 5. Taumelwinkel; 6. Tangentenwinkel; 7. Reibung im Tonarmlager.

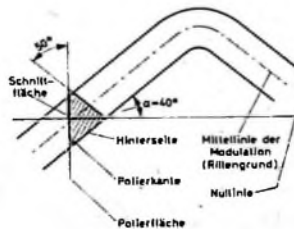
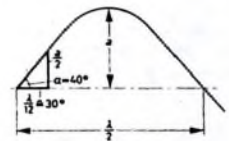


Bild 5 Ansicht eines Schneidstichels im Schnitt; die Ableitung der zulässigen Spitzenschnelle einer Modulation erfolgt aus den im Bild angegebenen Winkeln

### 3.1.1. Winkel des Schneidstichels

Vorweg sei erwähnt, daß man die durch die geometrischen Abmessungen des Schneidstichels entstehenden Verzerrungen bei zu großer Schnelle nicht zu den Abtastverzerrungen rechnen kann, da sie beim Schneiden der Platte selbst entstehen. Bild 5 zeigt die ungefähre Gestalt eines Schneidstichels. Die angegebenen Winkel sind normenmäßig nicht festgelegt. Das gilt besonders für die Winkel der Facetten oder Polierflächen. Aus Bild 5 ist zu erkennen, daß der Winkel, den eine Modulation im Nulldurchgang mit der Nulllinie bildet, nicht größer sein darf als der durch die Hinterseiten des Schneidstichels mit der Mittellinie gebildete Winkel von etwa  $40^\circ$ . Zur mathematischen Betrachtung lassen sich ohne nennenswerten Fehler die Zusammenhänge etwas vereinfachen. Angenommen sei ein Dreieck, dessen beide Katheten durch die Wellenlänge  $\lambda/12$  ( $\Delta 30^\circ$ ) und einer sich daraus

Bild 6 Bildung eines Eratzdreiecks zur Bestimmung der maximalen Spitzenschnelle



ergebenden Amplitude von  $a/2$  ( $\sin 30^\circ = 0,5$ ) einer Sinusschwingung gebildet werden (Bild 6).

Um beide Größen in ein Verhältnis zu bringen, ist der Tangens des Winkels  $\alpha = 40^\circ$  anzusetzen, also

$$\tan \alpha = \frac{12 \cdot a}{2 \cdot \lambda} \quad (11)$$

Für  $\alpha = 40^\circ$  folgt daraus

$$0,84 = \frac{6 \cdot a}{\lambda} \quad (12)$$

In Gl. (12) lassen sich nach Gl. (5) die Schnelle  $\dot{v} = a \cdot \omega$  und weiterhin mit Gl. (10) an Stelle der Wellenlänge  $\lambda$  der Rillendurchmesser  $D$  in cm und die Drehzahl  $n$  in U/min einführen (der in Gl. (10) enthaltene Faktor  $10^4$  entfällt dabei, da  $\lambda$  in cm eingesetzt ist).

Es ergibt sich damit

$$0,84 = \frac{6 \cdot \dot{v} \cdot f \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot D \cdot \pi \cdot n} = \frac{\dot{v} \cdot 180}{\pi^2 \cdot D \cdot n} \quad (13)$$

und nach  $\dot{v}$  aufgelöst

$$\dot{v} = \frac{0,84 \cdot \pi^2 \cdot D \cdot n}{180} = 0,046 \cdot D \cdot n.$$

Für einen inneren Durchmesser von 12 cm und eine Drehzahl von  $33\frac{1}{3}$  U/min erhält man daraus eine Spitzenschnelle

$$\dot{v} = 0,046 \cdot 12 \cdot 33,3 = 18,4 \text{ cm/s}.$$

Bei Berücksichtigung der bei 1000 Hz und  $n = 33\frac{1}{3}$  U/min nach DIN 45 537 zugelassenen Normschnelle  $\dot{v} = 10$  cm/s und der dazugehörigen Schneidkennlinie (3180  $\mu\text{s}$ , 318  $\mu\text{s}$ , 75  $\mu\text{s}$ ) ist zu erkennen, daß bei-

spielsweise für 15 000 Hz eine Anhebung von + 17 dB wirksam ist. Dieser Wert würde bei konstantem Eingangspegel am Schneidverstärker eine Schnelle von 70,8 cm/s ergeben. Laut Amplitudenstatistik ist jedoch mit steigender Frequenz der Amplitudenanteil nach einer statistisch ermittelten Kurve geringer, so daß in der Praxis auch bei moderner Tanzmusik mit starken Oberwellenamplituden der zulässige Wert von 18,4 cm/s statistisch kaum erreicht wird.

### 3.1.2. Überschreiten der Krümmungsgrenze einer aufgezeichneten Schwingung

Eine Sinusschwingung definierter Wellenlänge und Amplitude hat im Amplitudenmaximum einen bestimmten Krümmungsradius. Eine verzerrungsfreie Abtastung dieser Schwingung ist nur möglich, wenn der Krümmungsradius des von der Abtastnadel gebildeten Berührungskreises kleiner ist als der Krümmungsradius der Aufzeichnung. Der Krümmungsradius des Berührungskreises ist dabei nicht zu verwechseln mit dem Abtastradius. Die Bilder 7 und 8 veranschaulichen die entsprechenden Zusammenhänge.

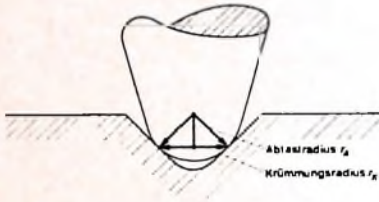


Bild 7. Abtastradius und Krümmungsradius der Abtastnadel am Berührungspunkt

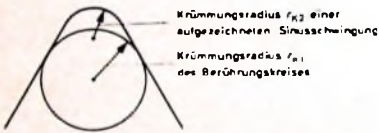


Bild 8. Entstehung von Verzerrungen durch zu kleinen Krümmungsradius der Aufzeichnung oder zu großem Krümmungsradius des Berührungskreises

lichen die entsprechenden Zusammenhänge.

Mit Krümmungsradius  $r_{K1}$  und Abtastradius  $r_A$  gilt für die Abtastnadel

$$r_{K1} = \frac{r_A}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot r_A \quad (15)$$

und für den Krümmungsradius  $r_{K2}$  im Amplitudenmaximum einer Sinusschwingung

$$r_{K2} = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot a} \quad (16)$$

$r_{K1}$  stellt den Krümmungsradius des Berührungskreises im Berührungspunkt dar. Den Grenzwert der Schnelle erhält man, wenn man  $r_{K1} = r_{K2}$  setzt, also

$$0,707 \cdot r_A = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot a} \quad (17)$$

Setzt man laut Gl. (5) für  $a$  wieder  $\dot{v}/\omega$  und für  $\lambda$  wieder den Ausdruck nach Gl. (10) ein, und zwar ebenfalls ohne den Faktor  $10^4$ , dann ergibt sich

$$0,707 \cdot r_A = \frac{D^2 \cdot \pi^2 \cdot \pi^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot 60^3 \cdot \dot{v}} = \frac{D^2 \cdot \pi^2 \cdot \pi}{60^3 \cdot 2 \cdot f \cdot \dot{v}} \quad (18)$$

oder nach  $\dot{v}$  aufgelöst und  $r_A$  in  $\mu\text{m}$  umgerechnet

$$\dot{v} = \frac{D^2 \cdot \pi^2 \cdot \pi \cdot 10^4}{60^3 \cdot 2 \cdot 0,707 \cdot f \cdot r_A} = 6,18 \cdot \frac{D^2 \cdot \pi^2}{f \cdot r_A} \quad (19)$$

Nach  $r_A$  umgestellt folgt daraus ferner

$$r_A = 6,18 \cdot \frac{D^2 \cdot \pi^2}{f \cdot \dot{v}} \quad (20)$$

Mit zum Beispiel  $f = 15\,000\text{ Hz}$ ,  $\pi = 33^{1/3}\text{ U/min}$ ,  $D = 12\text{ cm}$  und  $r_A = 15\ \mu\text{m}$  darf die maximale Spitzenschnelle nach Gl. (19) folgenden Wert nicht überschreiten:

$$\dot{v} = 6,18 \cdot \frac{12^2 \cdot 33,3^2}{15000 \cdot 15} = 4,4\text{ cm/s.}$$

Dieser Wert zeigt, daß die Grenze der aufgezeichneten oder der abgetasteten Schnelle nicht durch den Schneidstichel, sondern durch den Abtastradius gegeben ist. Der Wert 4,4 cm/s liegt um 7 dB unter dem bei 1000 Hz zulässigen Schnellevwert. Berücksichtigt man die Anhebung nach der genormten Schneidkennlinie, dann darf bei einem 15- $\mu\text{m}$ -Abtaster die Amplitude einer 15-kHz-Schwingung den Wert von -24 dB bezogen auf 1000 Hz nicht überschreiten. Soll die durch den Schneidstichel gegebene Grenze ( $\dot{v} = 18,4\text{ cm/s}$ ) voll ausgenutzt werden, dann ist nach Gl. (20) ein Abtastradius von

$$r_A = 6,18 \cdot \frac{12^2 \cdot 33,3^2}{15000 \cdot 18,4} \approx 3,6\ \mu\text{m}$$

einzusetzen. Hier handelt es sich also um echte, geometrisch bedingte Abtastverzerrungen.

### 3.1.3. Klemm- oder Pincheffekt

Der Klemm- oder Pincheffekt tritt ausschließlich bei reiner Seitenschrift in Erscheinung. Infolge der geometrischen Abmessungen des Schneidstichels (Bild 5) ist die Rillenbreite von dem Winkel, den die Modulation mit der Nulllinie bildet, abhängig. Im Extremfall besteht zwischen der maximalen Rillenbreite  $b_1$  und der minimalen Rillenbreite  $b_2$  nahezu das Verhältnis (Bild 9)

$$\sin 40^\circ = \frac{b_1}{2 \cdot b_2} = 0,64 \quad (21)$$

und daraus

$$\frac{b_1}{b_2} = 2 \cdot 0,64 = 1,28. \quad (22)$$

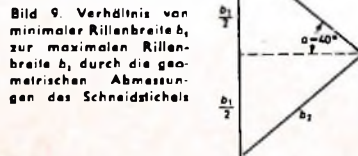


Bild 9. Verhältnis von minimaler Rillenbreite  $b_2$  zur maximalen Rillenbreite  $b_1$  durch die geometrischen Abmessungen des Schneidstichels

Da die Abtastung mit einer annähernd kugelförmigen Abtastnadel erfolgt, wird diese in den jeweiligen Nulldurchgängen der Modulation nach oben gedrückt. Im Amplitudenmaximum wird sie dann, entsprechend der größeren Rillenbreite, eine nach unten gerichtete Bewegung ausführen. Während einer ganzen Periode durchläuft sie somit zwei Maxima und zwei Minima,

so daß diese Auf- und Abbewegungen mit der doppelten Frequenz erfolgen (Bild 10). Als Folge dieser vertikalen Bewegungen können nun Verzerrungen 2. und 3. Grades ( $K_2, K_3$ ) auftreten, deren Größe von den

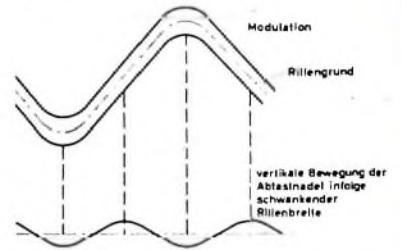


Bild 10. Darstellung des Klemm- oder Pincheffekts

Eigenschaften des Abtastsystems und vom Abtastradius abhängt.

Es soll zunächst untersucht werden, inwieweit der Abtastradius auf die Größe der Verzerrungen 2. Grades Einfluß ausübt. Zu diesem Zweck muß die vertikale Amplitude  $A$  als Funktion des Abtastradius  $r_A$  ermittelt werden.

Nach Bild 8 besteht zwischen der maximalen Rillenbreite  $b_1$  und der minimalen Rillenbreite  $b_2$  - bedingt durch die geometrischen Abmessungen des Schneidstichels - die Beziehung

$$\frac{b_1}{2} = b_2 \cdot \sin \alpha \quad (23)$$

Beim gegebenen Winkel  $\alpha = 40^\circ$  (Bild 9) folgt

$$b_1 = b_2 \cdot 2 \cdot 0,64 = b_2 \cdot 1,28 \quad (24)$$

und daraus

$$b_2 = \frac{b_1}{1,28} = b_1 \cdot 0,78. \quad (25)$$

Aus Bild 11 sind nun die entsprechenden Verhältnisse bei der Ermittlung der vertikalen Amplitude  $A$  zu erkennen.

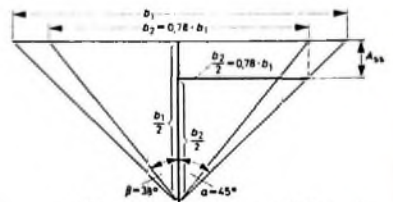


Bild 11. Bestimmung der vertikalen Amplitude  $A$  aus der Rillenbreite

Der Winkel  $\beta$ , den eine Rillenflanke mit der Senkrechten bildet, läßt sich mit dem in Gl. (25) angegebenen Wert berechnen zu

$$\tan \beta = 0,78 \cdot \frac{b_1 \cdot 2}{2 \cdot b_1} = 0,78; \quad \beta = 38^\circ. \quad (26)$$

Die Strecke  $\frac{b_2}{2}$  wird

$$\frac{b_2}{2} = 0,78 \cdot \frac{b_1}{2} \quad (27)$$

Den doppelten Scheitelwert der vertikalen Amplitude  $A_{88}$  erhält man nun nach Bild 11 zu

$$A_{88} = \frac{b_1}{2} - \frac{b_2}{2} = \frac{b_1}{2} - 0,78 \cdot \frac{b_1}{2} \\ A_{88} = 0,22 \cdot \frac{b_1}{2} \quad (28)$$



Für  $\frac{b_1}{2}$  kann der Krümmungsradius  $r_{K1}$  aus dem Berührungskreis (Bild 8), der von der Abtastnadel gebildet wird, gesetzt werden. Da laut Bild 7

$$r_{K1} = r_A \cdot \sqrt{2} \quad (28)$$

ist, ergibt sich beim Einsetzen von Gl. (28) in Gl. (28) die Amplitude der Vertikalbewegung zu

$$A = \frac{0,22 \cdot r_A \cdot \sqrt{2}}{2} \approx 0,15 \cdot r_A \quad (30)$$

Geht man von einem 15- $\mu$ m-Abtaststift aus, dann wird nach Gl. (30) die Vertikal-amplitude

$$A \approx 0,15 \cdot 15 = 2,25 \mu\text{m}$$

Aus dem Zusammenhang zwischen Abtastradius zu vertikaler Bewegung läßt sich also ableiten, daß die durch den Klemmeffekt auftretenden nichtlinearen Verzerrungen unter anderem vom Abtastradius abhängen

Aus diesen Überlegungen heraus entstand die sogenannte biradiale oder elliptische Abtastnadel, deren Radien bei etwa 25  $\mu$ m und 5  $\mu$ m liegen. Der kleine Abtastradius von 5  $\mu$ m hat jedoch höhere spezifische Drücke zur Folge, die bei größeren Auflagekräften zu einer übermäßigen Beanspruchung des Schallplatten-Werkstoffes führen können. Hierbei muß allerdings berücksichtigt werden, daß die eingedrückte Fläche annähernd die Form einer Ellipse hat.

Die Größe der Verzerrungen hängt, wie eingangs schon erwähnt, nicht ausschließlich vom Abtastradius, sondern auch in starkem Maße vom Abtastsystem ab. Dies ist ohne weiteres einzusehen, da Verzerrungen 2. Grades nur dann auftreten können, wenn das Abtastsystem bei vertikalen Bewegungen der Abtastnadel Spannungen liefert. Das ist bei Stereo-Abtastern durchaus der Fall. Allerdings löschen sich diese Spannungen wieder aus, wenn für den Fall der Mono-Wiedergabe beide Kanäle additiv zusammenschaltet werden, da die auf jeden Kanal entfallenden Anteile gegenphasig sind. Das gleiche ist bei einem Mono-Abtaster der Fall, allerdings kann hier eine weitere Möglichkeit der Bildung von Verzerrungen hinzukommen. Ist das Abtastsystem in der Vertikalen sehr steif, dann kann die Abtastnadel den schnellen Auf- und Abbewegungen nicht mehr folgen. Sie findet beim Übergang auf ein Amplitudenmaximum oder -minimum keinen ausreichenden Kontakt mit einer der beiden Rillenflanken, so daß als Folge eine nichtlineare Verzerrung 3. Grades ( $K_3$ ) entsteht. Um diese Verzerrungen kleinzuhalten, ist es wichtig, daß für senkrechte Bewegungen die bei hohen Frequenzen auftretenden Beschleunigungskräfte gering sind. Dies wiederum setzt voraus, daß die auf die Nadelkuppe bezogene Masse durch entsprechend weiche Ausbildung des Nadelträgers klein ist.

### 3.1.4. Nachgiebigkeit, Rückstelleffekt, Anstellwinkel

Neben den vorgenannten Einflußgrößen gehören auch die Nachgiebigkeit des Platten-Werkstoffes, der Rückstelleffekt des beim Schneiden verwendeten Lackmaterials und der daraus abzuleitende Anstellwinkel bei der Betrachtung der Verzer-

rungen eine nicht zu unterschätzende Rolle. Die wegen der Nachgiebigkeit des Plattenmaterials entstehenden Verzerrungen sind hauptsächlich eine Folge der bei hohen Frequenzen auftretenden großen Beschleunigungskräfte. Sie können sowohl lineare als auch nichtlineare Verzerrungen hervorrufen. Den linearen Verzerrungen ist oberhalb 10 kHz besonderes Augenmerk bei der Abtastung von reinen Sinustönen (zum Beispiel Meßschallplatten) zu schenken, da die auf die Nadelspitze bezogene bewegte Masse mit der Elastizität der Rillenwand ein schwingungsfähiges Gebilde darstellt, das unter Umständen das Meßergebnis verfälschen könnte.

Der Rückstelleffekt des Lackmaterials tritt nur beim Schneiden der Lackfolie in Erscheinung. Dieser Rückstelleffekt kommt dadurch zustande, daß der Lack beim Schneiden das Bestreben hat, dem Schneidstichel auszuweichen, um später wieder in seine Ruhelage zurückzukehren. Dies führt unweigerlich zu Verzerrungen bei der Aufzeichnung. Zu diesen Verzerrungen gehört auch eine „Schrägstellung“ der aufgezeichneten Modulation, die unter den gegebenen Umständen um etwa  $-6^\circ$  bis  $-8^\circ$  von der Senkrechten abweicht. Man

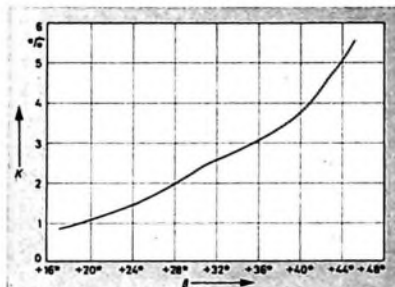


Bild 12. Klirrfaktor als Funktion des Anstellwinkels  $\beta$

spricht in diesem Fall auch von einem Anstellfehlerwinkel (die Begriffe Anstellwinkel, Tangentenwinkel und Taumelwinkel sind noch nicht normenmäßig festgelegt). Die wegen des Anstellfehlerwinkels auftretenden nichtlinearen Verzerrungen gehen auf ein Minimum zurück, wenn bei der Abtastung der Platte dafür gesorgt wird, daß die mechanische Erregung des Abtastsystems unter dem gleichen Winkel erfolgt (Zu beachten ist, daß dieser Winkel nicht mit dem Winkel, den die Abtastnadel mit der Plattenoberfläche bildet, identisch ist.) Diese Bedingung ist zum Beispiel bei Plattenwechslern schwer zu erfüllen, da der Anstellwinkel von der Anzahl der Platten abhängt. Bild 12 zeigt die Abhängigkeit der nichtlinearen Verzerrungen vom Anstellwinkel  $\beta$  an einem System der Elac. Man erkennt in diesem Bild, daß der kleinste erreichbare Winkel bei  $+17^\circ$  liegt. Dies hängt mit dem mechanischen Aufbau der Abtastsysteme zusammen. Um eine Übereinstimmung zu erreichen, hat man sich international auf einen Winkel von  $+15^\circ$  geeinigt. Dieser Wert ist jedoch noch nicht in den DIN-Normen aufgenommen.

### 3.1.5. Taumelwinkel

Der Taumelwinkel  $\alpha$  wird dargestellt durch die Drehung des Abtastsystems um die horizontale Achse in Richtung der Schallplattenrille. Man erkennt aus Bild 13, daß der Einfluß eines falschen Taumel-

winkels auf den Klirrfaktor sehr gering ist. Wesentlich anders liegen die Verhältnisse bei der Betrachtung der Übersprechdämpfung, auf die an dieser Stelle jedoch nicht näher eingegangen werden soll.

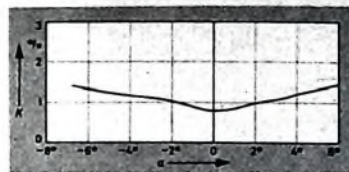


Bild 13. Klirrfaktor als Funktion des Taumelwinkels  $\alpha$

### 3.1.6. Tangentenfehlerwinkel

Der Tangentenfehlerwinkel  $\delta$  kommt dadurch zustande, daß beim Schneiden der Platte der Schneidkopf radial geführt wird, während sich der Abtaster bei der Wiedergabe auf einem Kreisbogen bewegt. Bild 14 veranschaulicht die Zusammenhänge zwischen Tonarmlänge, Krüpfungswinkel des Tonarmes und Überhang. Für jede Tonarmlänge lassen sich ein optimaler Krüpfungswinkel und ein bestimmter Überhang ermitteln, die beide einen minimalen Tangentenfehlerwinkel ergeben. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß infolge der abnehmenden Wellenlänge im Innenradius die Verzerrungen bei konstantem Tangentenfehlerwinkel ansteigen. Um daher die Verzerrungen über den gesamten Plattendurchmesser annähernd konstant zu halten, muß der Tangentenfehlerwinkel am Außenradius größer sein als am Innenradius. Bild 15 zeigt den Klirrfaktor als Funktion des Tangentenfehlerwinkels  $\delta$ . Unabhängig von diesem Tangentenfehlerwinkel treten zusätzliche Zentripetal- oder Zentrifugalkräfte auf, die den Tonarm

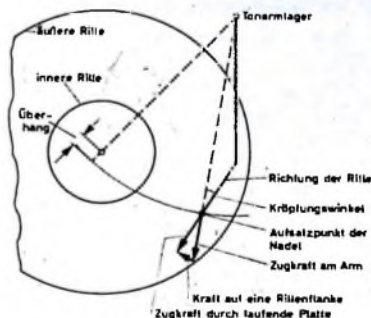


Bild 14. Zusammenhänge zwischen Tonarmlänge, Krüpfungswinkel, Überhang und radialen Kräften

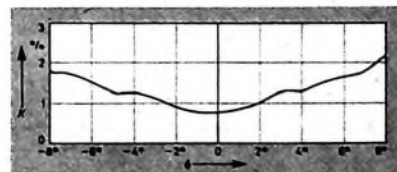


Bild 15. Klirrfaktor als Funktion des Tangentenwinkels  $\delta$

nach innen oder außen drücken wollen. Diese Kräfte können, falls die Auflagekraft zu gering ist, ebenfalls Verzerrungen hervorrufen, da eine flankenabhängige Auflagekraft auftritt und die Abtastnadel den Kontakt mit einer Rillenflanke verlieren kann. Diese Verzerrungen be-

schränken sich dann bei der Abstimmung von Stereo-Platten auf einen Kanal.

### 3.1.7. Reibung im Tonarmlager

Ähnliche Fehler treten auch bei Vorhandensein einer stärkeren Tonarmlagerreibung auf. Hierbei wird, wenn es sich um horizontale Lagerreibung handelt, immer die größere Auflagekraft an der Außenflanke liegen, so daß Verzerrungen im linken Kanal zu erwarten sind.

### 4. Anwendungsprobleme

Aus dem vorher Gesagten kann entnommen werden, daß bestimmte Zusammenhänge zwischen der Auflagekraft, der Rückstellkraft, dem Tonarmlager und dem Abtastradius bestehen. Erst alle diese Größen gemeinsam betrachtet, lassen Rückschlüsse auf die Güte einer Wiedergabeanlage zu. Es läßt sich zum Beispiel an einem Plattenlaufwerk nicht ohne weiteres ein 25- $\mu$ m-Abtaster mit 8 p Auflagekraft gegen einen 12- $\mu$ m-Abtaster mit 1 p Auflagekraft austauschen. Auch spielt das Laufwerk selbst eine bedeutende Rolle, da parallel zur Verfeinerung der Abtasttechnik auch eine größere Präzision der Lautwerke gegeben sein muß. Auch die Forderungen an die Schallplattenhersteller steigen mit der Verfeinerung der Abtasttechnik, da sich bei kleinen Abtaststradien die bei der Pressung entstehenden Fehler weit stärker auswirken.

Die vorstehende Aufzählung der vielen zu Verzerrungen führenden Einzelgrößen könnte leicht zu dem Schluß verleiten, daß die aufgezeichnete Modulation nur aus Verzerrungen besteht. Es sei jedoch gesagt, daß bei der Betrachtung von extremen Verhältnissen ausgegangen wurde

und daß es bei Anwendung modernster Forschungsergebnisse durchaus gelingt, die Verzerrungen unter der Wahrnehmbarkeitsgrenze zu halten, so daß die Schallplatte völlig ebenbürtig neben die anderen NF-Quellen treten kann. Diese Ergebnisse konnten jedoch nur durch eingehende Untersuchungen und Forschungen der Industrie erreicht werden, die also letztlich der Qualitätsverbesserung der Schallplatte zugute kommen.

### Schrifttum

- [1] Bergtold, F.: Moderne Schallplattentechnik. München 1960. Franzis-Verlag.
- [2] Ahrens, E., u. Kühn, H. R.: „STS 322“ - ein Stereo-Abtaster für Studzwecke. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 2, S. 46-50.
- [3] Redlich, H. G., u. Klemp, H. J.: A new method of disc recording for low-distortion Vortrag gehalten am 13. Oktober 1964 auf der 16. Jahrestagung der Audio Engineering Society in New York.
- [4] Barlow, D. A.: Groove deformation in gramophone records. Wireless World, Bd. 70 (1964) Nr. 4, S. 160-166 u. Nr. 5, S. 247-248.
- [5] Walton, J.: Stylus mass and reproduction distortion. J. Audio Engng. Soc. Bd. 11 (1963) Nr. 2, S. 104-105.
- [6] Bauer, B. B., Schwartz, A. u. Gust, A. J.: Transient response and intermodulation studies in phonograph reproduction. J. Audio Engng. Soc. Bd. 11 (1963) Nr. 2, S. 110-114.
- [7] Carlson, R. E.: Resonance tracking and distortion, an analysis of phonograph pickup arms. J. Audio Engng. Soc. Bd. 2 (1954) Nr. 3, S. 151-162.
- [8] Bastiaans, C. R.: Further thoughts on geometric conditions in the cutting and playing of stereo disks. J. Audio Engng. Soc. Bd. 11 (1963) Nr. 1, S. 6-15.

## Stereo-Rundfunk in den Niederlanden

Unsere Zeit wird weitgehend von den modernen Kommunikationsmitteln beherrscht. Informationen von Raumflugkörpern zu empfangen, die Millionen von Kilometern von uns entfernt sind, gehört schon fast zum Alltäglichen. Informationen aus Nachbarländern gelangen aber oft erst mit sehr viel zeitlicher Verzögerung und oft nur durch Zufall zu unserer Kenntnis. So ist es beispielsweise mit der Entwicklung der Rundfunk-Stereophonie in den Niederlanden. Im 2. Oktoberjahr 1964 hatten wir im Leitartikel anlässlich der Sendung des ersten Hörspiels im Stereo-Rundfunk diese Leistung des SFB als Pioniertat gewürdigt und diese Sendung nicht nur als die erste Rundfunksendung eines Stereo-Hörspiels in Deutschland, sondern in Europa herausgestellt. Vorausgegangen waren eingehende Recherchen bei vielen Fachleuten im In- und Ausland, aber keinem der Befragten war bekannt, daß schon zuvor irgendwo in Europa ein Stereo-Hörspiel ausgestrahlt worden war. Im November erreichte uns nun ein Brief von Dr. ir. J. J. Geluk, dem Labor-Chef der Stichting Nederlandse Radio Unie, Hilversum. Darin wies er darauf hin, daß im Holländischen Rundfunk bereits im Januar 1960 ein Stereo-Hörspiel gesendet worden sei. Auf unseren Wunsch hin stellte er uns weitere Informationen über die Arbeiten des Holländischen Rundfunks auf diesem Gebiet zur Verfügung, die wir unseren Lesern nicht vorenthalten möchten. Sind sie doch ein Beispiel dafür, wie oft im verborgenen erhebliche Pionierarbeit geleistet wird, ohne daß die Umwelt mangels ausreichender Öffentlichkeitsarbeit darüber etwas erfährt.

Ähnlich wie der SFB bei uns in Deutschland, hat auch der Holländische Rundfunk zunächst Stereo-Sendungen nach dem Zweierband-Verfahren ausgestrahlt, da ein einheitliches Übertragungsverfahren für Europa noch nicht existierte. Nach diesem Verfahren wurde am 26. Januar 1960 zum ersten Male in den Niederlanden ein Stereo-Hörspiel ausgestrahlt. Es war der Thriller „Even schuiten“ von Eileen Burke und Lions Stewart, den Hörspiel-Regisseur Léon Povel bearbeitete. Im Mai 1963 wurde das Pilot-Verfahren eingeführt, und am 28. April 1964 ging als bemerkenswerte Leistung für den Stereo-Rundfunk Shake-

spears „Hamlet“ über den UKW-Sender Lopik I (92,6 MHz) in den Äther. Die holländische Aktivität auf dem Gebiet des Stereo-Rundfunks ist sehr groß. Die beiden 50-kW-UKW-Sender Lopik I und II (92,6 bzw. 96,8 MHz) sind seit Anfang 1964 für Stereo-Rundfunkbetrieb eingerichtet. Unter günstigen Empfangsbedingungen und bei Verwendung entsprechender Empfangsanlagen werden diese Sendungen auch im Westen der Bundesrepublik empfangen, wogegen die Qualität des Empfangs wegen der großen Entfernung nicht immer mit der unserer Orts- oder Regionalstationen verglichen werden kann. Bei der Programmgestaltung macht man in Holland von den dazugehörigen gebotenen Möglichkeiten weitgehend Gebrauch. Stereo-Sendungen gehören zum integrierenden Bestandteil des Rundfunkprogramms. In diesem Jahr wurden durchschnittlich 20 Stereo-Programme in der Woche ausgestrahlt, und seit Einführung des Pilot-Verfahrens sind es insgesamt etwa 700 Sendungen gewesen. Die Dauer der einzelnen Programme liegt zwischen 15 Minuten und bis zu 2 1/2 Stunden (bei Hörspielen), wobei allmählich zwei oder drei kurze Sendungen einander folgen. Wählt man als Beispiel für die Programmgestaltung etwa die Woche vom 8. bis 15. November 1964, dann findet man 23 Stereo-Sendungen im Programm, darunter am 15. November von 20.15—22.45 Uhr das Hörspiel „Leer um Leer“.

Im kommenden Jahr sollen Stereo-Programme etwa im gleichen Maße wie 1964 das Programm des Holländischen Rundfunks bereichern. Studiomäßig sind alle Voraussetzungen dafür vorhanden. Sämtliche Hauptregieräume in den vier Funkhäusern sind komplett für Stereo ausgerüstet, und fünf Studios verfügen über Stereo-Regieplätze eigener Entwicklung und Herstellung. Im Concertgebouw Amsterdam, einem der berühmtesten Konzertsäle der Welt, wurde kürzlich auch ein Stereo-Regieplatz eingebaut, so daß auch von dort regelmäßig Stereo-Übertragungen gemacht werden können. Auch an technischen Neuentwicklungen wird intensiv gearbeitet. Eines der interessantesten Projekte dürfte eine Variante des Pilot-Verfahrens sein, die von der Einsseitenband-Modulation Gebrauch macht.

O. SCHULZ

## Halbleiterbauelemente mit vier Anschlüssen als Schalter

DK 621.382.333.34

In einer früheren Veröffentlichung<sup>1)</sup> wurden die Schalteigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten von aktiven Halbleiterbauelementen, zum großen Teil npnp-Transistoren, beschrieben. Es handelte sich um Bauelemente mit einer negativen Widerstandskennlinie zwischen zwei festen Arbeitspunkten. Der Einsatz dieser Bauelemente in verschiedenen elektronischen Anordnungen als Schalter oder Durchschaltelement wurde behandelt. Von den vier Halbleiterschichten dieser Elemente sind drei Schichten leitend mit äußeren Kontakten verbunden. Die vierte Schicht hat keinen Außenkontakt und ist jeweils durch pn-Übergänge mit den Nebenschichten verbunden. Es besteht daher keine Möglichkeit, diese vierte Schicht durch äußere Vorgänge direkt zu beeinflussen.

Im folgenden sollen npnp-Halbleiterbauelemente mit vier Anschlüssen auf ihre Schalteigenschaften und ihre Einsatzmöglichkeiten in einigen Schaltanordnungen untersucht werden. Zur Verfügung standen mehrere Typen eines abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichters, mehrere Binistoren und die Kombination aus npn- und npn-Transistoren. Die Untersuchungen wurden im Hinblick auf die Verwendung der Bauelemente in technischen Schaltungen durchgeführt.

### 1. Steuer- und abschaltbarer Siliziumgleichrichter

Der abschaltbare steuerbare Siliziumgleichrichter ist ein npnp-Vierschicht-Halbleiter, bei dem die Anschlüsse aller vier Schichten an äußere Kontakte geführt sind. Es ist daher die Möglichkeit gegeben, sämtliche pn-Übergänge durch äußere Maßnahmen zu beeinflussen.

Im Bild 1 ist das Prinzipschaltbild des Bauelements für die folgenden Untersuchungen gezeigt. Der Emitter E und die

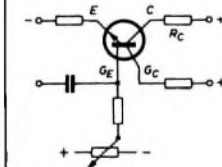


Bild 1. Prinzipschaltbild für den abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichter

Elektrode  $G_E$  sind die Steuerelektroden. Am Collector C und am Anschluß  $G_C$  kann die Nutzleistung entnommen werden. Eine Steuerung an  $G_C$  ist ebenfalls möglich, bedarf aber besonders beim Abschalten eines größeren Aufwandes als die Steuerung am Emitter oder am Anschluß  $G_E$ . Die Messungen wurden an abschalt- und

<sup>1)</sup> Schulz, O.: Spezial-Transistoren und -Dioden als elektronische Schalter. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 10, S. 365-358.



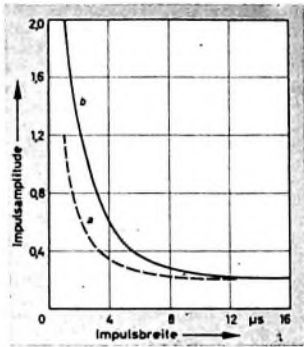


Bild 2. Erforderliche Steueramplituden bei Steuerung am Emittor; a Einschaltvorgang (negative Impulse), b Ausschaltvorgang (positive Impulse)

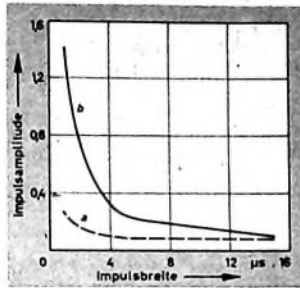


Bild 3. Erforderliche Steueramplituden bei Steuerung an der Elektrode  $G_C$ ; a Einschaltvorgang (positive Impulse), b Ausschaltvorgang (negative Impulse)

steuerbaren Siliziumgleichrichtern 3N58 und 3N59 von General Electric (Vertrieb in Deutschland: Neumüller & Co., 8 München 13) durchgeführt.

### 1.1. Schaltzeiten

Zur Messung der Schaltzeiten wurde am Anschluß  $G_E$  mit positiven Impulsen ein- und mit negativen Impulsen ausgeschaltet und außerdem der Arbeitspunkt so eingestellt, daß der „Ein“- und „Aus“-Schaltvorgang vom gleichen Arbeitspunkt aus erfolgen konnten.

Bei offenem Anschluß  $G_C$  waren am Collector C folgende Zeiten meßbar:

a) Einschaltzeit. Sie setzt sich zusammen aus der Verzögerungszeit  $t_d$  und der Anstiegszeit  $t_r$ , wobei die Verzögerungszeit  $t_d$  die Zeit vom Anlegen des steuernden Impulses bis zum Beginn des Stromflusses im Ausgangskreis ist. Die Anstiegszeit  $t_r$  dagegen ist die Zeit, in der der Ausgangsstrom 90% seines Maximalwertes erreicht hat. Es ergaben sich

$$t_d = 20 \text{ ns und } t_r = 300 \text{ ns.}$$

b) Ausschaltzeit. Sie setzt sich aus der Speicherzeit  $t_s$  und der Abfallzeit  $t_f$  zusammen. Dabei ist die Speicherzeit  $t_s$  die Zeit, in der nach Anlegen eines negativen Impulses der Ausgangsstrom auf 90% seines Maximalwertes absinkt. Die Abfallzeit  $t_f$  ist die Zeit, in der der Ausgangsstrom von 90% auf 10% seines Maximalwertes absinkt. Die beiden Anteile waren

$$t_s = 100 \text{ ns und } t_f = 400 \text{ ns.}$$

Nach dem Anschalten von  $G_C$  an die Stromversorgung und bei einem Stromverhältnis  $I_C : I_{GC} = 1 : 20$  wurden für den „Aus“-Vorgang die Zeiten

$$t_s = 50 \text{ ns und } t_f = 300 \text{ ns}$$

gemessen.

Die Einschaltzeiten blieben dagegen unverändert. Es zeigte sich also, daß durch ein zusätzliches Feld an der Schicht  $G_C$  der Ausschaltvorgang hinsichtlich Speicherzeit  $t_s$  und Abfallzeit  $t_f$  verkürzt wird. Mit steigender Feldstärke nahm dann nur noch die Speicherzeit linear ab, die Abfallzeit  $t_f$  behielt ihren Wert von 300 ns bei. Bei den hier durchgeführten Messungen lag der Emittor direkt am Minuspol der Batterie. Nach dem Einfügen eines Emittorwiderstands (50 Ohm) und bei Steuerung am Emittor wurden am Collector Einschalt- und Ausschaltzeiten gemessen, die um etwa 20% länger waren.

Aus den Messungen ist zu ersehen, daß die günstigsten Speicher- und Abfallzeiten mit angeschlossener Schicht  $G_C$  und bei großem Stromverhältnis  $I_C : I_{GC}$  erreichbar sind. Die folgenden Untersuchungen

wurden darum mit angeschlossenem Anschluß  $G_C$  und bei einem Stromverhältnis  $I_C : I_{GC} = 1 : 100$  durchgeführt

### 1.2. Impulssteuerung

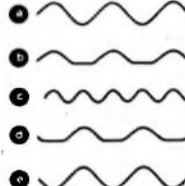
Der „Ein“- und „Aus“-Schaltvorgang wurden am Emittor und an der Elektrode  $G_E$  gesteuert. In den Bildern 2 und 3 sind die Impulssteueramplituden für den „Ein“- und den „Aus“-Schaltvorgang in Abhängigkeit von der Impulsbreite dargestellt. Aus den Kurven ist zu ersehen, daß außer einer bestimmten Ladungsmenge auch eine Mindestspannung für die Umschaltung benötigt wird. Man erkennt auch, daß von einer bestimmten Impulsbreite ab jede weitere Impulsverbreiterung ohne Einfluß auf die Höhe der zum Auslösen erforderlichen Impulsspannung ist.

### 1.3. Phasenumkehr

Bei Vierschicht-Halbleiterbauelementen mit nur drei herausgeführten Anschlüssen besteht eine feste Zuordnung der Phasenlage zwischen Eingang und Ausgang. Eine Beeinflussung der Phasenlage durch Spannungsänderung an einem herausgeführten Anschluß ist nicht möglich. Der hier untersuchte abschalt- und steuerbare Siliziumgleichrichter mit seinen vier herausgeführten Anschlüssen gibt bei Einspeisung an der  $G_E$ -Elektrode die Möglichkeit, die Phasenlage um  $180^\circ$  zu ändern. Es ist daher möglich, an den Anschlüssen C oder  $G_C$  eine gegenüber dem Eingang gleiche oder um  $180^\circ$  verschobene Spannung zu entnehmen. Eine stetige Regelung der Phasendrehung ist nicht möglich.

Ist die Spannung am Anschluß  $G_C$  niedriger als die Spannung an den Elektroden  $G_E$  und C, sind die pn-Übergänge also in Flußrichtung vorgespannt, so ist die Ausgangsphase gleich der Eingangsphase. Die gleiche Phasenlage ist auch gegeben, wenn der Anschluß  $G_C$  offen ist. Werden die

Bild 4. Phasenänderung durch Arbeitspunktverschiebung beim abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichter; a) gleichphasiges Ausgangssignal; b) und d) Halbwellengleichrichtung; c) Frequenzverdopplung; e) sinusförmiges gegenphasiges Ausgangssignal



Spannungen an C und  $G_C$  über das Potential von  $G_E$  hinaus erhöht (wobei die Spannung an  $G_C$  noch etwas über der Spannung von C liegt), so tritt eine Phasendrehung von  $180^\circ$  zwischen den Anschlüssen C und  $G_C$  einerseits und dem Anschluß  $G_E$  andererseits auf. Die Änderung der Phasenlage wird durch eine Arbeitspunktverschiebung

erreicht, wobei eine Änderung des Potentials am Anschluß  $G_C$  den größten Einfluß hat. Bild 4 zeigt die Vorgänge bei einer Phasenänderung. Bei einem Potential von  $G_C$ , das kleiner als die Spannungen an C und  $G_E$  ist, gilt Bild 4a. Die Arbeitspunktänderung führt über eine Gleichrichterwirkung (Bild 4b) zu einer Frequenzverdopplung (Bild 4c). In diesem Arbeitspunkt sind die Spannungen am Collector C und am Anschluß  $G_C$  annähernd gleich. Bei weiterer Arbeitspunktveränderung kommt man über eine Gleichrichtung der zweiten Halbwelle (Bild 4d) zur Sinusform mit  $180^\circ$  Phasenverschiebung (Bild 4e). Die Spannung an  $G_C$  ist dabei höher als die Spannung an C.

### 1.4. Laststromrückwirkung

Die Rückwirkung des Laststromes  $I_{GC}$  auf das Verhalten des abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichters wurde ebenfalls untersucht. Bei einer Erhöhung des Stromes  $I_{GC}$  und der dadurch bedingten Erniedrigung der Spannung  $U_{GE}$  schaltet sich die Gleichrichterzelle selbst ab. Diese Selbstabschaltung ist abhängig vom eingestellten Arbeitspunkt und von der Größe des Widerstands im Collectorkreis. Bei fest eingestelltem Arbeitspunkt kann durch die Änderung des Collectorwider-

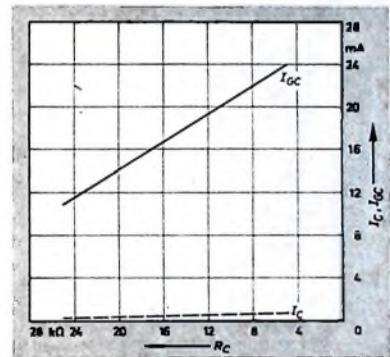


Bild 5. Abschaltstrom  $I_{GC}$  und Collectorstrom  $I_C$  in Abhängigkeit vom Collectorwiderstand  $R_C$

stands der Abschaltstrom  $I_{GC}$  in weiten Grenzen festgelegt werden. Bild 5 zeigt die Abhängigkeit der Selbstabschaltung von der Größe des Widerstandes  $R_C$  im Collectorkreis.

Die Möglichkeit der genauen Einstellung des Abschaltpunktes gibt dem abschaltbaren steuerbaren Siliziumgleichrichter die Eigenschaften einer einstellbaren Sicherung. Die untersuchten Siliziumgleichrichter waren für eine Strombelastung bis zu 100 mA ausgelegt. An zwei Schaltbeispielen soll der Einsatz dieser Bauelemente als Schutzsicherung gezeigt werden.

### 1.5. Zwei Anwendungsbeispiele

Der abschaltbare steuerbare Siliziumgleichrichter kann beispielsweise als Schutzsicherung für hochwertige Gleichstromgeräte verwendet werden (Bild 6).

Durch Arbeitspunkteinstellung und Wahl des Collectorwiderstandes ist der maximal zulässige Gerätestrom vorbestimmt. Im eingeschalteten Zustand fließt der Gerätestrom über die niederohmige Strecke zwischen E und  $G_C$ . Wird der maximale



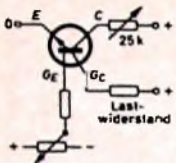


Bild 6. Abschalt- und steuerbarer Siliziumgleichrichter als Schutzicherung für ein Gerät (als Lastwiderstand dargestellt)

Gerätestrom bei Überlastung überschritten, so schaltet sich der Siliziumgleichrichter ab. Das Gerät liegt dann über den hochohmigen Sperrwiderstand an der Stromquelle, und es fließt nur noch ein Strom von einigen Mikroampere. Die Abschaltzeit liegt in der Größenordnung von  $1 \mu\text{s}$  und ist damit auch zum Schutz von mit Halbleitern bestückten Geräten ausreichend kurz.

Ein zweites Anwendungsbeispiel ist der Schutz von Leistungstransistoren (Bild 7). Ein Transistor TF 80 ist gegen Überlastung zu schützen. Er ist zu diesem Zweck so in den Lastkreis des abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichters geschaltet, daß der Basisstrom über den steuerbaren Siliziumgleichrichter fließt. Wenn der Basisstrom den durch Arbeitspunkt und Collectorwiderstand des Siliziumgleichrichters festgelegten Schaltstrom überschreitet, dann unterbricht die steuerbare Gleichrichterzelle den Strom. Der Widerstand im Basiskreis des Transistors TF 80 ist jetzt über den sehr hoch-

ohmigen Sperrwiderstand zwischen E und  $G_C$  mit der Spannungsquelle verbunden, und der Transistor ist gesperrt.

## 2. Messungen an einem Binistor

Als weiteres Halbleiterbauelement mit vier Anschlüssen wurden Binistoren 3N57 der amerikanischen Firma Transtron (Vertrieb in Deutschland: Neumüller & Co., 8 München 13) durchgemessen. Die Untersuchungen ergaben grundsätzlich die gleichen Ergebnisse wie beim abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichter. Auch hier zeigte sich, daß sich ohne den Anschluß der dritten Elektrode (beim Binistor der Collectorelektrode) die Abschaltzeit verlängert.

Bei Steuerung an der Basis wurden für den „Ein“-Vorgang mit und ohne Collectoranschluß eine Anstiegszeit  $t_r = 230 \text{ ns}$  und eine Verzögerungszeit  $t_{d1} = 50 \text{ ns}$  gemessen. Für den „Aus“-Vorgang ergab sich ohne Collectoranschluß eine Ausschaltzeit  $t_s + t_f = 1,4 \mu\text{s}$ ; nach dem Anschluß der Collectorelektrode ging diese Zeit auf  $450 \text{ ns}$  zurück. Die Steuerversuche wurden sowohl an der Basis als auch am Emittor und am Injektor durchgeführt. Bei der Steuerung an der Basislektrode benötigt man die geringste Energie. Es sind (bei einer Impulsbreite von etwa  $0,75 \mu\text{s}$ ) für den „Ein“-Vorgang an  $100 \text{ Ohm}$  nur  $0,1 \text{ V}$  und für den „Aus“-Vorgang  $1,2 \text{ V}$  erforderlich. Eine Impulsverbreiterung über  $0,75 \mu\text{s}$  geht nur noch schwach in den Schaltvorgang ein, die Mindestamplitude für den Auslöseimpuls bleibt jedoch erhalten.

Der Steuervorgang am Injektor ist in den Bildern 8 und 9 dargestellt. Die Kurven für den „Ein“-Vorgang zeigen, daß mit steigender Impulsbreite die notwendige Steueramplitude kleiner wird (als Mindestamplitude sind  $0,4 \text{ V}$  erforderlich) und daß die Impulsladung annähernd konstant bleibt. Beim „Aus“-Vorgang ist bereits bei einer Impulsbreite von  $5,5 \mu\text{s}$  die Mindestamplitude von etwa  $2,2 \text{ V}$  notwendig. Außerdem wurde auch beim Binistor die Lastrückwirkung untersucht. Bild 10 zeigt, daß mit steigendem Collectorstrom  $I_C$  eine Spannungsverschiebung an den np-Übergängen auftritt. Die Spannungen sind auf das Emittorpotential bezogen. Solange die np-Übergänge zwischen Emittor und Basis sowie zwischen Collector und Injektor in Flußrichtung vorgespannt sind, ist

der Binistor leitend. Mit steigendem Collectorstrom  $I_C$  ändern sich Basis- und Collectorspannung im entgegengesetzten Sinn, bis beide np-Übergänge gesperrt sind (Abschaltpunkt). Dieser Zustand ist abhängig von der Arbeitspunkteinstellung des Binistors, so daß der Abschaltpunkt für den Collectorstrom in weiten Grenzen wählbar ist.

## 3. Messungen an einer Transistorkombination für Schaltzwecke

Die beiden bisher untersuchten Bauelemente sind für besondere Aufgaben entwickelte Halbleiter mit vier Anschlüssen. Wegen des geschlossenen Aufbaus (ein Halbleiterblock) ergeben sich kurze Schaltzeiten.

Für Schaltanordnungen, bei denen mit Schaltzeiten in der Größenordnung von Mikrosekunden gearbeitet werden kann, sind Kombinationen aus Transistoren anwendbar. Betrachtet man die Kombination aus einem npn- und pnp-Transistor als Einheit, so findet man im Prinzip die

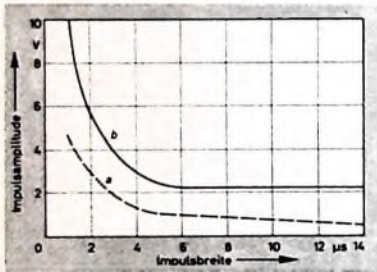


Bild 8. Erforderliche Steueramplituden bei Steuerung am Injektor des Binistors 3N57; a „Ein“-Vorgang (negative Impulse), b „Aus“-Vorgang (positive Impulse)

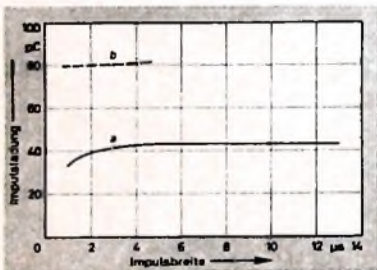


Bild 9 (oben). Zugeführte Ladungsmenge bei Steuerung am Injektor des Binistors 3N57; a „Ein“-Vorgang, b „Aus“-Vorgang

Bild 10. Abhängigkeit der Collectorspannung  $U_C$ , der Basisspannung  $U_B$  und der Injektorspannung  $U_I$  vom Collectorstrom  $I_C$  des Binistors 3N57 in der eingezeichneten Maßschaltung

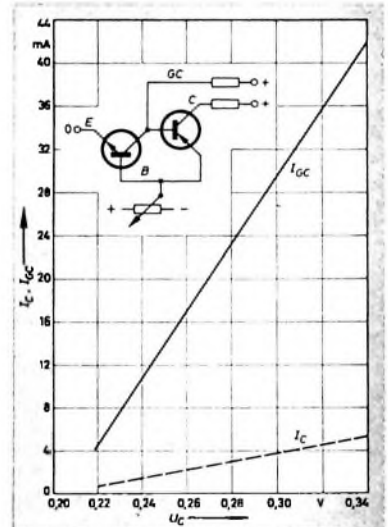
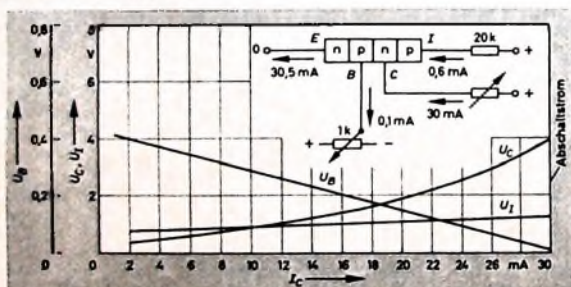


Bild 11. Abschaltstrom  $I_{CG}$  und Collectorstrom  $I_C$  in Abhängigkeit von der Collectorspannung  $U_C$  für die im Bild eingezeichnete Transistorkombination

gleichen Eigenschaften wie bei den vorher untersuchten Bauelementen. Bei der Zusammenschaltung von zwei Transistoren ergeben sich wegen der dann höheren Kapazitäten etwas längere Schaltzeiten. In der gemessenen Kombination mit einem npn-Transistor 2N1306 und einem pnp-Transistor 2N1307 von Texas Instruments (Vertrieb in Deutschland: A. Neve, 2085 Quickborn) waren die Schaltzeiten für den „Ein“- und „Aus“-Vorgang etwa je  $1 \mu\text{s}$ . Es zeigte sich auch hier, daß mit einem Anschluß an der Verbindung zwischen dem Collector des npn-Transistors und der Basis des pnp-Transistors die Ausschaltzeiten verkürzt werden. Bild 11 zeigt die Abschaltkurve der Kombination.

Ebenso wie den abschalt- und steuerbaren Siliziumgleichrichter und den Binistor kann man die Kombination aus je einem npn- und pnp-Transistor als Schutzicherung einsetzen. Die Transistoren sind für höhere Stromstärken als die speziellen Vierschicht-Halbleiter erhältlich. Daher ist der Aufbau von Schutzelementen auch für größere Leistungen möglich.



# Neue Möglichkeiten direkter Energieumwandlung

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 23, S. 856

## 3. Thermoelektrische Konverter

Außer den beiden wichtigsten und ausichtsreichsten Möglichkeiten der direkten Energieumwandlung, nämlich den magnetohydrodynamischen und den thermionischen Generatoren, sind noch einige andere Möglichkeiten, elektrischen Strom auf direktem Wege zu erhalten, interessant und erwähnenswert. Diese Konverter stehen teils noch im Versuchsstadium, teils sind sie jedoch erst utopische Projekte.

Der Physiker Seebeck entdeckte 1821 in Berlin das Phänomen, daß in einem geschlossenen Leiter ein Spannungsgefälle auftritt, wenn der Leiterkreis aus verschiedenen Metallen besteht, deren Berührungspunkte verschieden erwärmt oder gekühlt werden. Er stellte dabei fest, daß die Spannung des in einem Kreislauf fließenden Stromes proportional dem Temperaturunterschied zwischen den beiden Verbindungsstellen ist. Mit dem Aufkommen der Halbleitertechnik besann man sich wieder auf diesen Effekt.

Halbleiter sind Elemente, deren elektrische Eigenschaften zwischen leitenden und isolierenden Materialien liegen und die meistens noch besondere Merkmale aufweisen. So ist zum Beispiel das Element Selen imstande, Lichtenergie direkt in elektrischen Strom umzuwandeln. Die gleiche Eigenschaft zeigen auch die sogenannten „Solarzellen“ (Sonnenzellen), die von den Bell Laboratories entwickelten *pn*-Silizium-Sperrschicht-Photozellen. In beiden Fällen handelt es sich um direkte Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie. Der Leistungsbereich einer wirtschaftlich zu erstellenden Anordnung aus solchen Sonnenzellen reicht aber nur bis etwa 100 W, und zwar bei einer Lebensdauer von einigen Jahren. Für größere Energieumwandlungsprojekte kommen jedoch diese Lichtwandler nicht in Frage.

Bessere Aussichten haben die Wärmewandler, die den von Seebeck gefundenen

verschiedenen Zusätzen. Man erreichte bisher Gütegrade des Thermoelementmaterials von  $3 \cdot 10^{-3}$  und Seebeck-Koeffizienten von 0,5 mV/°C bei einem Wirkungsgrad  $\eta$  von maximal 10%. Letzterer hängt vom Gütegrad und von der Temperatur der heißen Elementseite ab.

Die Vorteile solcher Wandler sind: keine bewegten Teile, keine Geräusche, einfache Konstruktion, bequeme Handhabung, leicht tragbar, mäßige notwendige Temperaturen (nicht über 1000°C).

Als Nachteile werden genannt: noch zu niedriger Wirkungsgrad, mechanische Eigenschaften noch verbesserungsbedürftig, elektrische Spannung für größere Projekte zu gering.

Meldungen aus den USA über dort gebaute derartige Generatoren nennen Temperaturgefälle von 1000°C, die zur Anwendung kamen, womit sich Leistungen von maximal 10 kW erzeugen ließen; der Wirkungsgrad betrug dabei etwa 10%. Als Zukunftsprojekte schweben aber Leistungen von einigen Megawatt mit Wirkungsgraden  $\eta$  von etwa 25% und mit einem Leistungsgewicht von 5 kg/kW vor.

Man versucht auch, thermoelektrische Konverter im Innern von Atomreaktoren zu verwenden, um dort eine direkte Energieumwandlung vorzunehmen und die den Wirkungsgrad vermindernenden Zwischenerhitzer und Energiewandler auszuschalten. Ein neueres Projekt geht beispielsweise dahin, 10 000 Kernbrennstoffstäbe mit je einem Thermoelement auszustatten, so daß man eine Spannung von maximal  $2 \times 10 000 = 20 000$  V erhalten würde. Einheiten von 5 W ... 10 kW wurden in den USA bereits für Marine und Luftfahrt gebaut und erprobt, und auch der Bau kleiner nuklearer Raumfahrtgeneratoren mit Thermoelementwandlern für die Raketentechnik wurde versucht.

Mit dem in Bild 14 dargestellten Prototyp eines Miniaturatomreaktors, den man bereits in amerikanischen Satelliten einsetzte, konnten bei 3 V etwa 5,3 W mit rund 6% Wirkungsgrad erreicht werden. Es wird dabei ein radioaktives Präparat

als Wärmequelle benutzt, das seine Wärme an die radial verteilten Halbleiterelemente abgibt. Die kalten Seiten liegen außen. Die Einheit ist sehr kompakt und von langer Lebensdauer.

## 4. Brennstoffzellen (fuel cells)

### 4.1. Anorganische Brennstoffzellen

Auch der chemische Weg zur direkten Erzeugung von elektrischem Strom größeren Ausmaßes wird besprochen. An sich ist dieses Prinzip in den Trockenbatterien und Leclanché-Elementen seit langem verwirklicht. Der Unterschied solcher Elemente zu den Brennstoffzellen besteht jedoch darin, daß man in letzteren der Zelle dauernd frische Brennstoffe (Chemikalien) zuführt und deren Verbrennungsprodukte wieder laufend abführt, so daß die Zellen nicht von den Abfällen der Chemikalien verunreinigt werden und sich nicht verbrauchen. Eine Brennstoffzelle ähnelt somit beispielsweise einem Dieselmotor, der so lange arbeitet, wie ihm Brennstoff zugeführt wird. Sie ist aber dennoch keine Wärmekraftmaschine und unterliegt daher auch nicht der Carnot-Wirkungsgradbegrenzung. Verlockend ist der hohe theoretische Wirkungsgrad von etwa 60% für Großanlagen. Dagegen ist der Bau einer solchen Anlage recht kompliziert.

Die Wirkungsweise dieser Zellen macht man sich am besten an der einfachsten Brennstoffzelle, der Sauerstoff-Wasserstoff-Zelle, nach Bild 15 klar (auch mit Hydroxizelle bezeichnet). A und B sind zwei poröse Elektroden (Kohle, Nickel usw.). Dazwischen befindet sich der Elektrolyt KOH (Kalilauge). Wasserstoff  $H_2$  wird der negativen, Sauerstoff  $O_2$  der positiven Elektrode zugeführt. In den porösen Zonen der Elektroden findet die chemische Reaktion statt. Sie erzeugt einen Ladungsunterschied zwischen beiden Elektroden, der sich über den Elektrolyten ausgleicht. Da sich die beim Prozeß entstehenden Elektronen an der  $H_2$ -Elektrode absetzen und diese gegenüber der  $O_2$ -Elektrode negativ machen, entsteht an den Klemmen  $x, y$  eine elektrische Span-

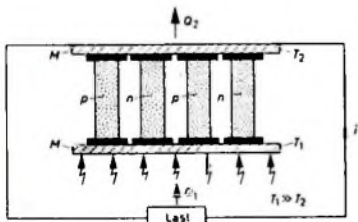


Bild 13. Thermoelektrischer Generator mit Halbleitern: M Metallplättchen (guter elektrischer und thermischer Leiter),  $Q_2$  Wärmezufuhr,  $Q_1$  Wärmeabfuhr, p, n Halbleiterelemente,  $T_1$  Temperatur der heißen Seite,  $T_2$  Temperatur der kalten Seite

thermoelektrischen Effekt ausnutzen. Ein thermoelektrischer Generator dieser Art wird je nach gewünschter Spannung aus mehreren in Serie geschalteten Einzelelementen mit *pnpn*-Halbleiterschichten zusammengesetzt (Bild 13). Neueste Entwicklungsmuster enthalten Blei-Tellur- oder Wismuth-Tellur-Verbindungen mit

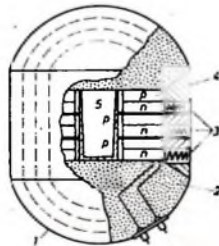


Bild 14. Schnitt durch einen nuklearen Raumfahrtgenerator der Minnesota Mining Corp.: 1 Radialator, 2 thermische Isolation, 3 Federn, 4 Thermoelemente, 5 Wärmequelle (Isotop Polonium 210)

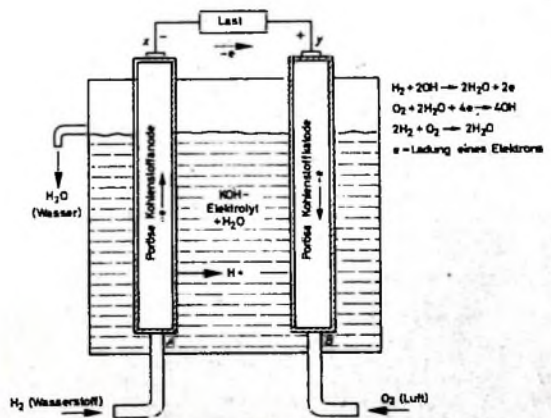


Bild 15. Prinzipanordnung einer Brennstoffzelle (Hydroxizelle)

nung. Die Zelle ist somit in der Lage, elektrische Energie an einen angeschlossenen Verbraucher abzugeben, allerdings nur so lange, wie  $H_2$  und  $O_2$  zugeführt werden. Die Spannungsdifferenz ist theoretisch 1,23 V, wird aber praktisch nicht erreicht (nur etwa bis 1 V). Als Reaktionsprodukt entsteht  $H_2O$ , also Wasser; es verdünnt den Elektrolyten und muß durch geeignete Maßnahmen abgeführt werden. Andere störende Verbrennungsrückstände treten aber nicht auf.

In neueren Ausführungen versucht man, den Wasserstoff durch billigere Stoffe wie Propan, Kohlenwasserstoffe, Erdöl oder auch Feststoffelektrolyte zu ersetzen. Eine Zelle für Alkohol und Luft wäre besonders leicht zu entwickeln, jedoch liegen hierüber noch keine näheren Ergebnisse vor. Man ist auch zum Beispiel dabei, an Stelle von stör anfälligen porösen Ni-Elektroden andere Metalle zu erproben und Natriumchloride oder Natriumbromide als Zellmaterialien einzusetzen. Es geht ferner darum, billige Herstellungsverfahren und einfache Konstruktionen zu finden. Erst wenn diese Probleme gelöst sind, wenn Elektroden ausreichender Lebensdauer und Katalysatoren für billige Brennstoffe zur Verfügung stehen, kann an eine Auswertung größerer Stills gedacht werden. Vorteile der Brennstoffzellen sind: hoher möglicher Wirkungsgrad bis maximal 80 %, Geräuschlosigkeit, keine Wärmequelle nötig.

Verschiedene gegenwärtige oder noch utopische Zukunftsanwendungen werden im Schrittmann genannt, unter anderem auch die Verwendung in Atomkraftwerken, die mit möglichst konstanter Last laufen sollen; die Spitzenleistungen sollen dabei die Brennstoffzellen decken, wobei Vorschläge dahin gehen, die Zellen direkt beim Verbraucher zu installieren.

Brennstoffzellen bis zu einigen Kilowatt Leistung mit Betriebszeiten von einigen Stunden bis zu einigen Wochen sind ferner für Raumfahrzeuge versuchsweise vorgesehen. Vor allem ist eine raumsparende einfache Konstruktion einer Brennstoffzelle für das „Gemin“-Mondprojekt in Entwicklung.

Tragbare Zellen sind bereits für militärische Zwecke im Versuchseinsatz. Von der General Electric wurden Brennstoffbatterien in Tornisterform hergestellt, die bei einem Gewicht von 14 kg für 14 h Brennstoffvorrat haben und 200 W bei 25 V liefern (eine Zelle gibt 1 V Gleichspannung ab; für höhere Spannungen ist daher Serienschaltung notwendig).

Eine weitere in Aussicht genommene Anwendung ist die Verwendung in Fahrzeugen. Allis Chalmers führte bereits Traktoren mit einem aus 1000 Brennstoffzellen gespeistem 20-PS-Motor vor, der auf der Hinterachse montiert wurde. Ruhiger Lauf, ungiftige Abgase, gute Regelbarkeit und großes Drehmoment bei kleiner Drehzahl sind ausschlaggebende Vorteile. Als Zukunftsprojekte sind schließlich auch Elektrizitätswerke auszuweisen.

#### 4.2. Organische Brennstoffzellen (biochemische und photochemische Brennstoffzellen)

Große, jedoch vorläufig noch utopische Projekte gehen dahin, die teuren anorganischen Materialien durch in der Natur verfügbare Organismen zu ersetzen. In einer Seewasserlösung, die einen Nährstoff und Bakterien enthält, wird der

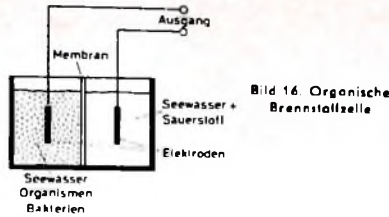


Bild 16 Organische Brennstoffzelle

Nährstoff von den Bakterien veranlaßt, sich zu zersetzen und in Verwesung überzugehen. Dabei entsteht - ebenso wie bei der anorganischen Brennstoffzelle - durch Zuführung von Sauerstoff in das Seewasser in Vereinigung mit dem bei der Verwesung entstehenden Wasserstoff ein elektrischer Strom. Im Bild 16 ist dieser Vorgang angedeutet. Hier bildet das natürlich vorkommende Meerwasser mit den darin enthaltenen Organismen den Nährstoff für die Bakterien. Gelingt es, dieses Prinzip der Verwesung organischer Substanzen durch Photosynthese und biologische Prozesse eines Tages zu verwirklichen, dann stehen große Energien zur Verfügung; die am Boden der Ozeane befindlichen Sedimente und das darüberliegende Seewasser bilden für den Prozeß ein fast unerschöpfliches Reservoir. Aber viele Probleme sind dabei noch zu lösen.

#### 5. Workman-Reynold-Effekt

Bei jeder organisch-chemischen Lösung tritt zwischen einer Flüssigkeit und einer eingefrorenen Lösung aus  $H_2O$  mit Ammoniaksalzen ein schwaches Potential auf (Bild 17). Bis jetzt gelang es lediglich, 220 V bei 1 mA und einem schlechten

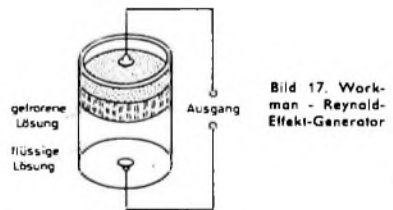


Bild 17 Workman-Reynold-Effekt-Generator

Wirkungsgrad von 0,004 % zu erreichen. Entsprechende Anordnungen sind eventuell als Kraftquelle für kleine Leistungen von Interesse.

#### 6. Thermomagnetischer Generator

Ferromagnetische Stoffe verlieren bei Erwärmung über ihre Curietemperatur ihre magnetischen Eigenschaften; die Parallelstellung des Spins (Drehbewegung der Elektronen) wird gestört. Der Curiepunkt liegt beispielsweise für Fe bei 770 °C, für Ni bei 360 °C. Durch abwechselndes Erwärmen und Abkühlen (Bild 18) in der Nähe des Curiepunktes gelingt es, eine Änderung des magnetischen Flusses im Magneten hervorzurufen, der in der Spule einen niederfrequenten elektrischen Strom induziert. Die Stromstärke hängt von der

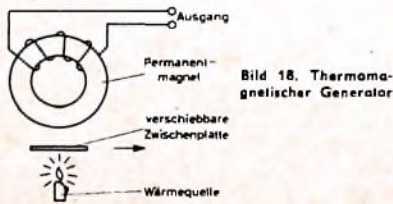


Bild 18 Thermomagnetischer Generator

Größe und der Geschwindigkeit der Flußänderung ab, ferner von der Wärmeabsorption und dem (möglichst scharfen) Temperaturgradienten des Materials beim Curiepunkt. Es muß noch eine Lösung des raschen Temperaturwechsels (im Bild 18 durch eine verschiebbare Zwischenplatte angedeutet) gefunden werden, bevor über mögliche Anwendungen diskutiert werden kann.

#### 7. Ferroelektrischer Generator

Er beruht auf der Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante eines Dielektrikums von der Temperatur. Bei raschem Temperaturwechsel des dielektrischen Materials eines im Bild 19 dargestellten Kondensators erhält man an den beiden

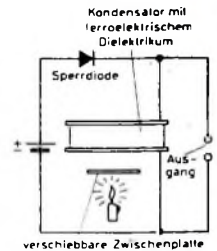


Bild 19 Ferroelektrischer Generator

Platten eine der Erwärmung proportionale Wechsellspannung. Als Material versuchte man Barium. Die Temperaturänderung erfolgt ebenfalls in der Nähe des Curiepunktes. Das geringe Gewicht macht diesen Wandler für Raumfahrzeuge interessant. Der erforderliche rasche Temperaturwechsel ist auch hier noch nicht gelöst.

#### 8. Austin-Effekt-Generator

Der angewandte Effekt wurde erstmals von O. Austin bei der Prüfung der dielektrischen Eigenschaften von Emailglas entdeckt. Der von ihm konstruierte Generator besteht im Prinzip aus einer Sandwichanordnung, die sich aus einer Stahlplatte, einer isolierenden Zwischenschicht (zum Beispiel Emailglasüberzug) und einer Silberelektrode zusammensetzt (Bild 20). Läßt man auf diese Anordnung Wärme einwirken, dann entsteht ein elek-

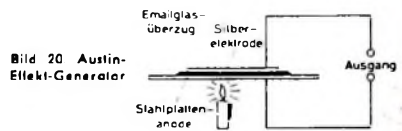


Bild 20 Austin-Effekt-Generator

trischer Strom, der noch längere Zeit nach dem Abschalten der Wärmezufuhr erhalten bleibt. In der beschriebenen Ausführung konnte noch nach einer halben Stunde ein schwacher Strom gemessen werden. Es handelt sich hier mehr um eine thermisch aufgeladene Batterie als um eine thermoelektrische Zelle. Die mit Temperaturen von 700 °C bisher erzeugten Leistungen lagen bei 2,5 mW/cm<sup>2</sup>.

#### 9. Schlußbetrachtung

Es gibt noch eine Reihe der verschiedensten Vorschläge zur direkten Elektrizitätsgewinnung, zum Beispiel unter Ausnutzung des pyroelektrischen Effektes, der Plasmamaschinen oder der Rijke-Röhre. Manche sind theoretisch vielversprechend, jedoch schwer realisierbar und noch unökonomisch. Besser geeignete Materialien werden sicher noch gefunden werden.



# Vielfachmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 23, S. 862

## 4. Anwendungen des Vielfachmeßgerätes

### 4.1. Getrennte Messung von Gleich- und Wechselstromkomponenten

Für übliche Messungen ist das Gerät wie jedes andere Vielfachmeßinstrument zu verwenden. Da es sich dabei nur durch höhere Empfindlichkeit, größeren Eingangswiderstand bei Spannungsmessungen, geringeren Spannungsabfall bei Strommessungen und besseren Überlastungsschutz auszeichnet, sollen hier nur einige Sonderanwendungen besprochen werden. Die bereits erwähnte Möglichkeit der getrennten Messung von Gleich- und Wechselstromkomponenten sei an Hand der Meßschaltung im Bild 16 erläutert. Hier sollen die statische Stromverstärkung  $B$  und die Kleinsignalverstärkung  $\beta$  eines Transistors  $T$  gemessen werden. Zunächst schaltet man das im Collectorkreis von  $T$  liegende Meßinstrument auf Gleichstrommessung und mißt bei offener Basis den Collectorstrom  $I_{C0}$ . Dann wird über  $R_p$  ein Basisstrom  $I_B$  zugeführt, für den unter Vernachlässigung der Emitter-Basis-Spannung

$$I_B = \frac{U_1}{R_p}$$

gilt. Es ist aber auch möglich,  $I_B$  (etwa  $9 \mu A$  mit den Werten im Bild 16) auf dem  $10 \mu A$ -Bereich direkt zu messen, indem man das Gerät mit  $R_p$  in Reihe schaltet. Mit dem anschließend gemessenen Collectorstrom  $I_C$  ergibt sich die statische Stromverstärkung zu

$$B = \frac{I_C - I_{C0}}{I_B}$$

Zum Beispiel erhält man  $B = 100$  bei  $I_B = 9 \mu A$ ,  $I_{C0} = 0,1 \text{ mA}$  und  $I_C = 1 \text{ mA}$ . Zur Messung der Kleinsignalverstärkung  $\beta$  überlagert man dem Basisgleichstrom  $I_B$  einen erheblich niedrigeren Wechselstrom  $i_b$  (mit den Werten im Bild 16 wird  $i_b = 1 \mu A$ ). Um den damit erhaltenen Collectorwechselstrom  $I_C$  zu messen, genügt es, das Gerät entsprechend umzuschalten. Mißt man beispielsweise  $I_C = 120 \mu A$ , so ist  $\beta = I_C / i_b = 120$ . Die genaue Ablesung des Wertes von  $I_C$  erfordert eine Umschaltung auf den  $0,3\text{-mA}$ -Bereich. Dabei verdreifacht sich zwar der Gleichspannungsabfall an den Eingangsklemmen des Meßgerätes, er bleibt aber mit weniger als  $0,5 \text{ V}$  immer noch in tragbaren Grenzen. Bei den üblichen Vielfachmeßgeräten läßt sich das beschriebene Meßprinzip nicht anwenden, da sie nach dem Umschalten von Gleich- auf Wechselstrom hier nur einen der Gleichstromkomponente proportionalen Wert anzeigen.

### 4.2 Vereinfachte Messung der Stromverstärkung eines Transistors

Wenn keine sehr genaue Kenntnis der Stromverstärkung eines Transistors erforderlich ist, kann eine sehr einfache Meßschaltung aufgebaut werden. Da die Anschlüsse der für Widerstandsmessungen eingebauten  $1,5\text{-V}$ -Batterie auch zugänglich sind, wenn das Gerät nicht auf Widerstandsmessung umgeschaltet ist, läßt sie

sich zur Speisung des Transistors benutzen, dessen Collectorstrom vom Gerät angezeigt wird (Bild 17). Den Basisstrom von  $10 \mu A$  erzeugt man mittels eines Widerstandes  $R_p$  von  $135 \text{ k}\Omega$  bei Germanium- und von  $100 \text{ k}\Omega$  bei Siliziumtransistoren. Diese Werte tragen der Emitter-Basis-Spannung (etwa  $0,15 \text{ V}$  bei Germanium- und  $0,5 \text{ V}$  bei Siliziumtransi-

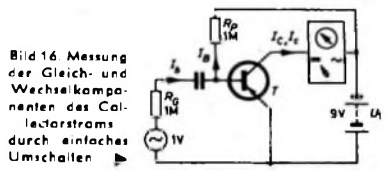


Bild 16 Messung der Gleich- und Wechselstromkomponenten des Collectorstroms durch einfaches Umschalten

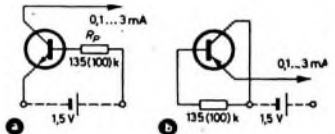


Bild 17 (oben): Messung der Stromverstärkung eines Transistors; a) bei npn-, b) bei pnp-Transistoren

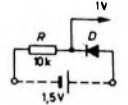


Bild 18 Halbleitermaterial-Bestimmung (Spannungsabfallmessung)

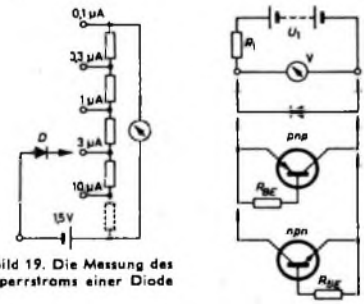


Bild 19. Die Messung des Sperrstroms einer Diode

Bild 20. Zerstörungsfreie Messung der maximalen Sperrspannung eines Halbleiterelements

storen) Rechnung. Nach Messung des Collectorstroms mit und ohne Basisstrom kann die statische Stromverstärkung  $B$  mit der angegebenen Formel berechnet werden.

Da sich die Batterie nicht umpolen läßt, wird bei pnp-Transistoren nicht der Collector-, sondern der Emitterstrom gemessen (Bild 17b). Man erhält dann also die Stromverstärkung in Collectorschaltung. Da diese aber nur um eine Einheit größer ist als die in Emitterschaltung, ist der Unterschied bei der gegebenen Meßgenauigkeit unerheblich.

### 4.3. Bestimmung des Halbleitermaterials

Die genannten Werte der Emitter-Basis-Spannung von Germanium- und Siliziumtransistoren entsprechen etwa den Spannungsabfällen, die man an entsprechenden in Durchlaßrichtung betriebenen Halb-

leiterdioden mißt. Um das Halbleitermaterial einer unbekannt Diode zu bestimmen, genügt es also, diese Diode über einen Widerstand  $R$  (Bild 18) in Durchlaßrichtung vorzuspannen. Als Spannungsquelle dient wieder die eingebaute Batterie, und das Gerät zeigt den Spannungsabfall an  $D$  an. Bei Spannungen von  $0,05$  bis  $0,3 \text{ V}$  handelt sich es um Germanium, bei  $0,4$  bis  $0,8 \text{ V}$  um Silizium. Diese Werte gelten bei etwa  $25^\circ \text{C}$  und nehmen bei Temperaturerhöhung um  $2 \text{ mV}/^\circ \text{C}$  ab. An Stelle der Diode  $D$  kann man im Bild 18 auch die Emitter-Basis-Diode oder die Collector-Basis-Diode eines Transistors einschalten und so dessen Halbleitermaterial bestimmen.

### 4.4. Messung des Sperrstroms eines Halbleiterelements

Wie Bild 19 zeigt, kann man mit der im Gerät eingebauten Batterie eine Diode (oder die Collector- beziehungsweise Emitter-Basis-Diode eines Transistors) auch in Sperrrichtung vorspannen und dann den Sperrstrom messen. Da der Sperrstrom bis zur maximalen Sperrspannung nur wenig ansteigt, sind diese bei einer Spannung von nur  $1,5 \text{ V}$  ausgeführten Messungen meistens für die Praxis ausreichend.

### 4.5. Zerstörungsfreie Bestimmung der maximal zulässigen Sperrspannung eines Halbleiterelements

Bei allen Halbleiter-Sperrschichten steigt der Sperrstrom bei einer bestimmten Spannung sehr rasch an. Bei Zenerdioden ist diese Erscheinung besonders stark ausgeprägt, sie läßt sich aber auch bei anderen Dioden und bei Transistoren nachweisen. Bei Überschreiten der Grenzspannung kann die entstehende Verlustwärme den Halbleiter zerstören.

Um die maximale Sperrspannung zerstörungsfrei zu bestimmen, genügt es, den Sperrstrom auf einen noch zulässigen Wert  $I_M$  zu begrenzen. Man arbeitet dabei mit einer Speisespannung  $U_1$ , die wenigstens die doppelte Höhe der erwarteten Sperrspannung hat, und mit einem Vorwiderstand

$$R_1 = U_1 / I_M$$

der den Strom begrenzt (Bild 20). An der Diode stellt sich dann infolge des Zener-effektes die zu bestimmende Spannung von selbst ein. Das Meßgerät ist genügend hochohmig, um eine direkte Messung zu gestatten. In gleicher Weise kann man auch die maximale Collectorspannung von Transistoren bestimmen. Um für die Praxis brauchbare Werte zu erhalten, sollte man dabei den Transistor mit einem dem Anwendungsfall entsprechenden Emitter-Basis-Widerstand  $R_{BE}$  betreiben.

Der maximale Sperrstrom läßt sich aus der zulässigen Verlustleistung  $P_C$  des Halbleiterelements bestimmen. Will man zum Beispiel aus Halbleiterelementen mit  $P_C = 200 \text{ mW}$  diejenigen herausuchen, die eine Sperrspannung  $U_M = 100 \text{ V}$  und mehr zulassen, so ist  $I_M = P_C / U_M = 2 \text{ mA}$ . Mit  $U_1 = 2 \cdot U_M = 200 \text{ V}$  und  $R_1 = U_M / I_M = 50 \text{ k}\Omega$  wird dann die Verlustleistung in keinem Falle überschritten. Das Halbleiterelement kann also bei der Messung nicht beschädigt werden. Der auf diese Weise ermittelte Spannungswert ist als äußerste Grenze zu betrachten; die von den Herstellern angegebenen Maximalwerte liegen meistens um etwa  $50\%$  niedriger.

# Endstufen für SSB-Sender

Immer mehr Amateure arbeiten mit der modernen SSB-Sendetechnik, die viele Vorteile (zum Beispiel größere Reichweite bei gleicher Leistung, geringere benötigte Bandbreite, weniger Selektivschwund beim Empfang von SSB-Sendern) gegenüber der traditionellen Amplitudenmodulation aufweist. Außerdem werden bei SSB benachbarte Rundfunk- und Fernsehempfänger erheblich weniger (meistens überhaupt nicht) gestört. Die kommerziellen amerikanischen SSB-Sender sind aber leider für die meisten Amateure unerschwinglich. Nachdem jedoch das wichtigste Bauelement eines SSB-Senders, das Quarzfilter oder das an dieser Stelle oft verwendete mechanische Filter, zu annehmbaren Preisen auch in Deutschland erhältlich ist, bereitet der Selbstbau [1] keine größeren Schwierigkeiten mehr. Dabei kann man sich weitgehend an das Schaltungsprinzip kommerzieller oder erprobter Amateur-SSB-Sender halten.

Bei der Wahl der Sender-Endröhre wird sich der Amateur vielleicht nach der Leistungsfähigkeit eines bereits vorhandenen Netzteils richten müssen oder eine bereits vorhandene Senderöhre verwenden wollen. Die kommerziellen amerikanischen Amateursender sind meistens für 180 bis 200 W PEP ausgelegt, jedoch findet man

## 1. Röhren für SSB-Sender-Endstufen

In Tab I sind die Betriebswerte der für SSB-Betrieb gebräuchlichen deutschen und amerikanischen Senderöhren nach Firmenunterlagen zusammengestellt. Wie die Tabelle zeigt, benötigen selbst leistungsstarke Typen mit 300 W Ausgangsleistung nur eine HF-Steuerspannung von 50 V, die ohne weiteres auch die Treiberstufe der üblichen SSB-Amateursender oder ein selbstgebautes Exciter liefern kann. Der Amateur kann sich aus Tab I die für seine Zwecke geeignete Röhre aussuchen. Durch Parallelschaltung von zwei Röhren läßt sich die HF-Leistung verdoppeln, jedoch muß dann die verdoppelte Eingangskapazität der Endstufe bei der Dimensionierung des Anodenkreises der Treiberstufe berücksichtigt werden. Durch entsprechende Auslegung der Sender-Endstufe erübrigt sich auch die Verwendung eines besonderen Linear-Leistungsverstärkers. In diesem Zusammenhang sei aber darauf hingewiesen, daß die nach den Lizenzbestimmungen maximal zulässige Sendeleistung natürlich nicht überschritten werden darf.

## 2. Schaltung einer SSB-Sender-Endstufe

Bild 1 zeigt die Schaltung einer modernen SSB-Sender-Endstufe. Der Anodenkreis

zurückgreifen und beim 40- und 80-m-Band Festkondensatoren mit entsprechender Betriebsspannung parallel schalten.

In den meisten Fällen ist eine Neutralisation der Endstufe nötig, die man heute im allgemeinen von der Anode der PA-Röhre zum Fußpunkt des Anodenkreises der Treiberstufe führt. Da an der Anode der Endstufe eine hohe HF-Spannung liegt, muß der Neutralisationskondensator C4 entsprechend spannungsfest sein.

Grundsätzlich sollten zur Überwachung der Sender-Endstufe getrennte Instrumente für den Gitter- und Anodenstrom eingebaut werden. Falls zur Outputanzeige keine Stehwellenmeßbrücke zur Verfügung steht, ist es zweckmäßig, noch ein weiteres Instrument für die relative Outputanzeige vorzusehen. Dazu entnimmt man dem Senderausgang über den Spannungsteiler R1, R2 eine niedrige HF-Spannung und führt sie über die Diode D einem Meßinstrument zu. Mit dem Potentiometer R3 läßt sich der Vollausschlag bei maximalem Senderoutput einstellen. Jetzt kann man mit einem Blick den Betriebszustand der Sender-Endstufe übersehen und Überlastungen der wertvollen PA-Röhre sofort erkennen.

## 3. Leistungserhöhung

bei einem vorhandenen SSB-Sender

Vielfach reicht die Leistung eines vorhandenen SSB-Senders, vor allem bei DX-Verkehr, nicht aus. Man steht dann vor der Entscheidung, entweder die einfachste und teuerste Lösung zu wählen, nämlich eine komplette getrennte Endstufe hinter den Sender zu schalten, oder die Endstufe mit einer leistungsfähigeren Senderöhre zu bestücken. Bei einem kommerziellen Sender mit eingebautem Stromversorgungsteil dürfte eine wirkungsvolle Änderung der Endstufenbestückung wohl meistens nicht möglich sein. Bei Sendern mit getrenntem Netzteil läßt sich dagegen schon eher ein Umbau der Endstufe durchführen, jedoch erfordert dies im allgemeinen den Einbau des Gerätes in ein größeres Gehäuse. Ferner muß das vorhandene Netzteil für die benötigten Spannungen und Ströme umgebaut werden.

### 3.1 Ein Beispiel - Leistungserhöhung beim SSB-Sender „HX 20“

Der von vielen Amateuren verwendete SSB-Sender „HX 20“, der eine Ausgangsleistung von etwa 55 W (etwa 80 W PEP)

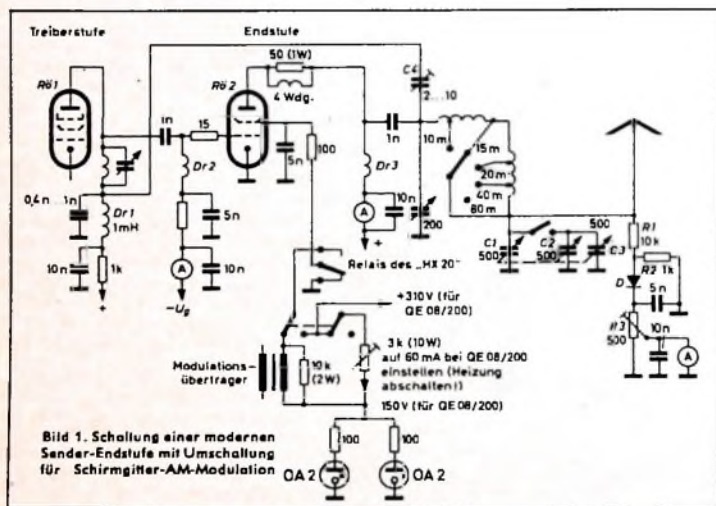


Bild 1. Schaltung einer modernen Sender-Endstufe mit Umschaltung für Schirmgitter-AM-Modulation

auch Modelle mit 80 W PEP (K. W. Electronics „2000“, Heath „HX 20“), 125 W PEP (Hammarlund „HX-50 E“) und 300 W PEP (Drake „Tr 3“). Als Senderöhre wird häufig die bewährte 6146 (oder ihre Varianten 6146A oder 6146B) eingesetzt, die etwa 100 W PEP (bei Parallelschaltung von zwei Röhren rund 200 W PEP) liefert. Vielfach bestückt man die Sender auch mit den zu günstigen Preisen erhältlichen amerikanischen Zeilen-Endröhren, zum Beispiel 6CE5, 6DQ5 oder 12JH6, die hinsichtlich der Anodenverlustleistung etwa den deutschen Typen PL 500 und EL 500 entsprechen.

ist als Pi-Filter ausgebildet, das weitgehend unerwünschte Oberwellen unterdrückt und dessen Ausgang eine Impedanz von 50-100 Ohm hat. Der Antennenkreis läßt sich mit Drehkondensatoren (C1, C2, C3) abstimmen. Das ist ein Vorteil gegenüber manchem kommerziellen Sender, weil man den Ausgang optimal an niederohmige Antennen anpassen kann. Bei Verwendung von unsymmetrischen Antennen mit hochohmiger Speiseführung, zum Beispiel Windom-Antennen, ist ein Antennendrehkondensator mit größerem Plattenabstand erforderlich. Man muß dann auf die üblichen KW-Drehkonden-

### Einzelteilliste für die Sender-Endstufe

PI-Filter mit eingebautem Schalter	(Bauer)
PI-Filterdrossel „N 2250“	(Bauer)
Antennendrehkondensator „N 8401“, 3 x 500 pF	(Bauer)
Antennenrelais „1508“	(Haller)
Gehäuse „CP 6 A“	(Zetsaler)
Frontplatte „PA 6“	(Zetsaler)

Bezug der angegebenen Einzelteile nur über den einschlägigen Fachhandel



Tab. 1. Betriebswerte von Senderöhren bei SSB

Röhre	max. Frequenz [MHz]	Eingangs-kapazität $C_i$ [pF]	Betriebs-ein-stellung ICAS	Heizung $U_f$ [V]	Anoden-span-nung $U_a$ [V]	Schirm-gitter-span-nung $U_{g1}$ [V]	Gitter-vor-span-nung <sup>1)</sup> $-U_{g2}$ [V]	max. HF-An-steuerung $U_{g1}$ [V <sub>a</sub> ]	Anoden-ruhe-strom $I_{a0}$ [mA]	Anoden-strom $I_a$ [mA]	Schirm-gitter-ruhe-strom $I_{g10}$ [mA]	Schirm-gitter-strom $I_{g1}$ [mA]	HF-Aus-gangs-leistung $N_o$ [W]
2E24 <sup>1)</sup>	125	0,5	AB1	6,3	500	210	21	21	10	35			11
2E26	125	12,5	AB1	6,3	500	210	30	30	9	53		8	17
6863	125	12,5	AB1	12,6	500	210	30	30	9	53		8	17
QQE 03/12 0360	200	2 x 6,2	AB1 (Gegentakt)	6,3, 12,6	300	200	21,5	43					
QQE 04/20 832A	250	2 x 8	AB1 (Gegentakt)	6,3, 12,6	750	150	32	64	12	60		7	30
QQE 03/20 6252	250	2 x 7	AB1 (parallel, $f \sim 30$ MHz)	6,3, 12,6	600	225	26,5	24	27	86	1	10	30
QF 00/50 807 1025	60	12	AB1	6,3 6,3 12,0	750	300	35	35	15	70		8	36
QE 05/40 0146, 6140A 6883	60	13,5	AB1 ( $f = 60$ MHz)	6,3 6,3	600 750	200 195	50 50	50 50	14 12	115 110		14 13	48 60
6140R 8298A 829R	60 200	13 14,5	AB1 ( $f = 30$ MHz)	6,3 6,3	600 750	200 200	47 48	47 48	24 25	125 125	5 3,9	7,4 6,3	49 61
EL 3010 <sup>2)</sup>	50		(Gegentakt)	12,6 6,3, 12,6	750	200	21	42	20	100			55
PL 500 EL 500	30	23	AB1	6,3 27	600	180	35	35					
RL 12 P 50 LS 50	30	14,5	AB1	12,6 12,6	1000	300	00	55	30	100			70
EL 162 EL 162				12,6 6,3									
QQE 06/40 6884	250	2 x 10,5	AB1 (beide Systeme parallel, $f = 30$ MHz)	6,3, 12,6	750	280	30	30	40	150	0	25	74
PF 1/100 6083	60	20,5	B ( $f = 30$ MHz)	12,6	1000	300	37	48 <sup>3)</sup>	20	138	1	18	92
RS 1003 <sup>2)</sup>	30	21	AB1	6,3	1000	430	18	20	80	150		20	100
YL 1150	60	24	AB1 ( $f = 30$ MHz)	12,6	600	250	55	50	100	328	3	27,5	120
YL 1070 8117	60	2 x 10,5	AB1 (beide Systeme parallel)	6,3 12,6	1000	270	36	36	65	216	1	25	158
YL 1170 <sup>2)</sup>	500	17	AB1 ( $f = 30$ MHz)	6,0	2000	400	77	77	70	225		16 (10 mA bei 500 MHz)	200 (180 W bei 500 MHz)
QE 08/200 7378	30	30	AB1	6,3	750	310	46	45	130	380	5	50	220
QB 3/300 0155	120	10,8	B	5,0	3000	600	108	108	23	115	2	14	228
QB 2/250 813	30	16,3	AB1	10,0	2500	750	95	90	25	145		27	245
YL 1180 <sup>2)</sup>	500	15,7	AB1 ( $f = 175$ MHz)	6,0	2000	350	55	50	100	250		5	300
4X150A QEL 1/150 7034	220	18	B ( $f = 175$ MHz)	6,0	2000	300	47	47	75	250	1	7	300
4CX250B QFL 2/275 7203	500	15,7	AB1 ( $f = 175$ MHz)	6,0	2000	350	55	50	100	250		5	300
4X250B QEL 2/250	500	15,7	B ( $f = 175$ MHz)	6,0	2000	300	46	47	75	250	1	7	300

<sup>1)</sup> Direkt geheizt für Mobilbetrieb

<sup>2)</sup> SSB-Betriebsdaten wurden vom Röhrenhersteller nicht mitgeteilt, da die Messungen noch nicht abgeschlossen sind

<sup>3)</sup> Nach Amateurangaben, da SSB-Betriebswerte von den Röhrenherstellern nicht mitgeteilt wurden

<sup>4)</sup> SSB-Betriebswerte wurden vom Röhrenhersteller nicht mitgeteilt; angegebene Werte

beziehen sich auf Vorstufenmodulation und dürften auch für SSB-Betrieb gelten

<sup>5)</sup> Druckluftkühlung der Röhre erforderlich

<sup>6)</sup> Für Vollaussteuerung im Gitterstrombereich werden 0,08 W Treiberleistung benötigt;  $I_{g1} < 2$  mA

<sup>7)</sup> Es wird empfohlen, die negative Gittervorspannung so einzustellen, daß der angegebene Anodenruhestrom fließt

hat, wurde unter Verwendung der modernen Valvo-Senderöhre QE 08/200 auf eine Ausgangsleistung von 220 W gebracht, so daß sich infolge des Signalstiegs um eine S-Stufe auch die Verwendung einer nachgeschalteten Linear-Endstufe erübrigt. Dazu wurde der „HX 20“ aus dem Originalgehäuse herausgenommen und in eine 4 mm dicke eloxierte Alu-Frontplatte

(Abmessungen: 483 mm x 266 mm, Internationales IS“-System) mit entsprechendem Ausschnitt von vorn eingeschoben (Bild 2). Bild 3 zeigt die Rückansicht des Sender-Einschubes. Links vom „HX 20“-Chassis ist ein Chassis in der Größe 260 mm x 60 mm x 65 mm angeordnet, das den Modulationsverstärker für die Schirmgitter-Amplitudenmodulation und den Zweitton-

oszillator [2] aufnimmt. Auf dem rechten zusätzlichen Chassis mit den Abmessungen 260 mm x 105 mm x 65 mm ist die neue leistungsstarke Sender-Endstufe untergebracht, die mit einem Lochblechgehäuse abgeschirmt ist. Diese beiden Chassis und das des „HX 20“ sind an der Rückseite mit einem Winkelisen (20 mm x 20 mm) verschraubt, wodurch die erforderliche

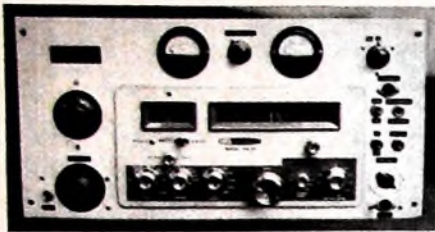


Bild 2. Frontansicht des leistungsverstärkten SSB-Senders „HX 20“

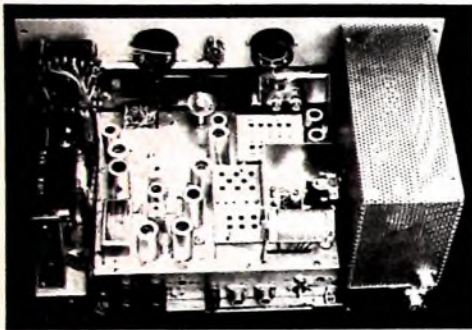


Bild 3. Innenansicht des leistungsverstärkten Senders „HX 20“

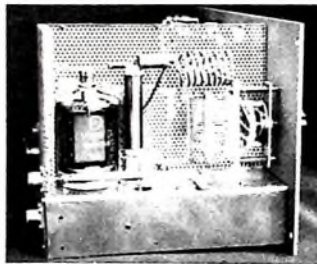


Bild 4. Sender-Endstufe mit der QE 08/200

Stabilität der Anordnung erreicht wird. Das Sender- und das Endstufenchassis sind mit einem angelöteten Kupferband verbunden, das eine einwandfreie Masseverbindung sicherstellt.

Um gute Kühlung zu erreichen, fand die Endröhre an der Rückseite des Endstufenchassis Platz (Bild 4). Daneben erkennt man die HF-Drossel und ein hochwertiges Pi-Filter mit Bandschalter. Durch das separat angeordnete Spulenteil für 10 und 15 m aus 3 mm dickem versilbertem Kupferdraht wird auch bei den hochfrequenten Bändern nahezu die gleiche Ausgangsleistung wie auf 80 m erreicht. Der Dreifachdrehkondensator ( $3 \times 500 \text{ pF}$ ) für die Antennenabstimmung ist in einer Kammer unter dem Chassis untergebracht. Für die Bereiche 10, 15 und 20 m wird nur mit einem Kondensatorpaket gearbeitet, dem man bei 40 und 80 m mit einem Kippswitch die beiden anderen parallel schaltet. Zur Antennenumschaltung auf Sender und Empfänger befindet sich in derselben Kammer ein Umschaltrelais mit entsprechend hoher Kontaktbelastbarkeit, das von einem freien Kontaktsatz des Relais im „HX 20“ gesteuert wird. Die Speisung erfolgt aus der 6,3-V-Heizwicklung. Für den Anodenkreis der Endstufe bleibt weiterhin der im „HX 20“ eingebaute Drehkondensator in Funktion. Dazu ist seine Verbindungsleitung zur HF-Drossel und zum Pi-Filter des „HX 20“ zu entfernen und der Drehkondensator dann mit der neuen Endstufe zu verbinden. Die Neutralisation erfolgt über einen Kondensator von der Anode der Endstufe zum Verbindungspunkt des Fußpunktes der Treiberspule und der HF-Drossel RFC 2. Der 1-nF-Kondensator C 94 (s. Schaltbild des „HX 20“) ist zu entfernen. Je nach den Umständen kann es nötig sein, den Kondensator C 87 (im Original 1 nF) auf 400 ... 700 pF zu verkleinern; im vorliegenden Falle war das aber nicht erforderlich. Die Endröhre 6146 wird entfernt, und die Gitterleitung (ohne UKW-Drossel) sowie die Schirmgitter-

leitung werden mit den entsprechenden Anschlüssen an der Fassung der QE 08/200 verbunden. Die Heizleitungen der neuen Endröhre führt man wegen des hohen Heizstromes direkt zum Stromversorgungsanschluß des „HX 20“. Da die QE 08/200 310 V Schirmgitterspannung benötigt, ist die vom Kontakt 15 des Relais im „HX 20“ zu den Widerständen R 81 und R 82 führende Leitung zu entfernen und Kontakt 15 direkt oder gegebenenfalls über einen Vorwiderstand (genau auf 310 V einstellen!) mit der Anodenspannung zu verbinden. Die Gittervorspannung der

eingebaut [3]. In diesem Falle wird die Schirmgitterspannung von +310 V auf eine stabilisierte Spannung von +150 V herabgesetzt. Da die QE 08/200 bei Vollaussteuerung bis zu 50 mA Schirmgitterstrom führt, mußten zwei Stabilisatoren OA 2 parallel geschaltet werden (s. a. Bild 1). Bei der Umschaltung der Schirmgitterspannung bei AM erhalten auch die Stabilisatoren und der Modulationsverstärker ihre Anodenspannung (2poliger Kippumschalter). Da der AM-Betrieb seltener angewendet wird, wurde hierbei auf die automatische Sprachsteuerung des Senders verzichtet. Bei AM ist der Sender auf CW-Betrieb zu schalten und die Verstärkung (drive level-Regler) so weit aufzuregeln, bis etwa 180 mA Anodenstrom (bei abgestimmtem Pi-Filter) fließen. Um Überlastungen der Röhre sicher zu vermeiden, stimmt man das Pi-Filter bei etwas geringerer HF-Ansteuerung ab. Die eingebauten Meßinstrumente dienen zur Überwachung des Gitter- und Anodenstroms bei der Betriebseinstellung und Abstimmung der Sender-Endstufe.

An Stelle der QE 08/200 könnte man natürlich auch einen anderen Typ, beispielsweise die YL 1070 (Ausgangsleistung bei SSR 158 W), bei entsprechender Betriebs-einstellung verwenden. Es ist aber auch möglich, der eingebauten 6146 eine zweite parallel zu schalten, womit sich die Ausgangsleistung auf 110 ... 120 W erhöht. Das Mustergerät ist für Gestelleinbau mit zentraler Stromversorgung bestimmt. Daher wurde an der Rückseite eine Steckleiste und an der Frontplatte rechts oben ein mehrpoliger Ausschalter für die verschiedenen Speisespannungen angeordnet. Der Sender erhielt außerdem noch einen Zweitonzosillator und einen Tonbandgeräteeanschluß [2].

#### Schrifttum

- [1] Koch, E.: Einfacher SSR-Sender nach der Filtermethode. DL-QTC Bd. 33 (1962) Nr. 7, S. 290-303
- [2] Koch, E.: Der Kurzwellensender „HX 20“ für CW- und SSB-Betrieb. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 17, S. 623, 624, 626, und Nr. 18, S. 667-668
- [3] Koch, E.: Eine leistungsfähige UKW-Station in Kompaktabauweise für das 2-m-Amateurband. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 8, S. 260, 262-264, und Nr. 9, S. 323-324

QE 08/200 wird so eingestellt, daß 130 mA Anodenruhestrom fließen. Das kann man durch Änderung der Spannungsteilerwiderstände R 87, R 88 erreichen. Da die QE 08/200 gegenüber der 6146 eine um rund 17 pF größere Eingangskapazität (zuzüglich der nun etwas größeren Schaltkapazität) hat, sind alle den Anodenkreisspulen der Treiberstufe parallel liegenden Kondensatoren um 30 pF (engtoleriertere neue Kondensatoren verwenden!) zu verkleinern. Mit einem direkt am Gitteranschluß der QE 08/200 liegenden 10-pF-Trimmer erfolgt dann der Kapazitätsfeinabgleich.

Vielfach besteht der Wunsch, den SSB-Sender mit Träger und Zweiseitenband-(AM-)Modulation zu betreiben, weil viele Amateure SSB-Sendungen mit ihren Empfängern nicht aufnehmen können. Dazu wurde ein einfacher Modulationsverstärker mit nur zwei Röhren (ECC 808, ECLL 800) für Schirmgittermodulation

## INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Dezemberheft unter anderem folgende Beiträge:

**Neutralisierung von Transistorstufen im Dezimeterwellengebiet**  
Über die maximale Puladichte bei magnetischer Bandaufzeichnung  
**Messung der Verteilung der spektralen Amplituden von Atmosphärischen unter Berücksichtigung des Einfallswinkels**  
**Berechnung und Dimensionierung eines Schmitt-Trigger mit Transistoren unter Berücksichtigung der Anwendung in logischen Schaltungen**

**Reaktionsdioden-Abstimmung von VHF- und UHF-Antennenverstärkern**

**Interessante Neuheiten auf der Electronica 1964**

**Fortschritte auf dem Gebiet der elektronischen Meßtechnik**

**Elektronik in aller Welt - Angewandte Elektronik - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschriften - Kurznachrichten**

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde**

Postanschrift: 1 BERLIN 52





Empfehlen Sie  
Ihren Kunden  
**NATIONAL**  
Geräte\*

**NATIONAL**

\* RF-820 L  
Transistorradio mit UKW,  
Mittel- und Langwelle  
8 Transistoren,  
Konzertlautsprecher  
Abmessungen: 210x98x45 mm



Neu im Deutschlandprogramm  
von NATIONAL

**... und Sie führen bestimmt  
ein gutes Verkaufsgespräch!**

Viele Argumente sprechen für NATIONAL:  
Qualität, technische Ausstattung, Haltbarkeit und moderne  
Formgestaltung.  
Und sagen Sie auch das Ihren Kunden:  
NATIONAL-Geräte stammen aus dem Hause des größten  
Radioherstellers der Welt - von Matsushita-Electric. NATIONAL  
bietet Ihnen darum nicht nur eine Bereicherung Ihres Angebotes,  
sondern Partnerschaft mit einem gemeinsamen Ziel:  
Ein gutes Geschäft mit guter Qualität.

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektrogeräte

**MATSUSHITA ELECTRIC**

JAPAN

Generalvertretung für Deutschland: TRANSONIC Elektrohandelsgees. m.b.H. & Co., Hamburg 1, Schmittenstraße 22,  
Ruf 24 52 52, Telex 02-13418 · HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL,  
Darmstadt, Wuppertal-Elberfeld, Bielefeld · HERBERT HOLS, Hamburg, Lübeck · KLEINE-ERFKAMP & Co., Köln,  
Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KOCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS GmbH, Hannover,  
Braunschweig · WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Breisgau, Mannheim · WILHELM RUF KG, München  
GEBRODER SIE, Bremen · SCHNEIDER-OPEL, Berlin SW-61, Wolfenbüttel, Marburg/Lahn · GEBRODER WEILER,  
Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut

Generalvertretung für die Schweiz: John Lay, Luzern, Himmelrichstr. 6, Telefon (041) 3 44 55 · Generalvertretung  
für Österreich: A. Welner GmbH, Wien 7, Karl-Schweighofer-Gasse 12, Telefon 93 52 29





U. PRESTIN, Nordmende KG, Bremen

## Service an Stereo-Decodern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 19 (1964) Nr. 22, S. 832

### 42. Kontrolle des Decoder-Eingangssignals

An die Kontrolle beziehungsweise Korrektur des ZF-Verstärkers schließt sich die Kontrolle des Decoder-Eingangssignals an, das mit dem Multiplex-Ausgangssignal des Radiodetektors identisch ist. Hierzu eignet sich als Modulation des Stere-HF-Prüfgenerators am besten wieder das einseitig (im linken oder rechten Kanal) mit 1 kHz modulierte Multiplexsignal.

Entsprechend den Ausführungen in den Abschnitten 2.1.1 und 3.3.1., muß man damit rechnen, daß die Differenzspannung je nach der Dimensionierung des Ratiofilters mit kleinerer Amplitude als die Summenspannung übertragen wird. Das hat eine konvex gewölbte Halbwellen-Hüllkurve (Mittellinie in Richtung zur größten Amplitude „durchgebogen“, s. a. Bilder 2d, 21 und 22) zur Folge. Im Oszillogramm kann man bereits verhältnismäßig kleine Übertragungsunterschiede gut erkennen und aus dem Verhältnis  $U_{max}$  zu  $U_{min}$  auch genau berechnen. Wie groß die Ablesempfindlichkeit hierbei ist, beweisen die Bilder 21 und 22, bei denen der Verlust des Differenzsignals gegenüber der Summenspannung nur etwa 2 dB beträgt. Der Vergleich der Bilder 21 und 22 zeigt allerdings deutlich, daß der Fehler subjektiv schlechter wahrnehmbar ist, wenn die Halbwellen relativ breit auf dem Schirm geschrieben werden. Daher sollte man die Horizontalablenkung des Oszillografen so einstellen, daß wenigstens fünf volle Schwingungszüge nebeneinander auf dem Schirm erscheinen.

Der Werkstattpraktiker wird an dieser Stelle die berechtigte Frage stellen, welche Bedeutung die Kontrolle des Decoder-Eingangssignals überhaupt hat, da hierbei doch eigentlich nur Eigenschaften überprüft werden, die konstruktionsbedingt sind und sich kaum infolge Alterung oder fehlerhafter Einzelteile im Laufe der Betriebszeit ändern werden.

Neuere Empfänger erfüllen die Forderung nach im Bereich 0 bis 53 kHz etwa konstanter Ratio-Ausgangsspannung tatsächlich in ausreichendem Maße. Schwierigkeiten dürften aber bei älteren Geräten auftreten, in die trotz der im Abschnitt 1.2.1. nachdrücklich geäußerten Bedenken ein Stereo-Decoder eingebaut werden soll. Der infolge der Tiefpaßwirkung des Radiodetektors entstandene Höhenverlust ließe sich zwar mit einiger Mühe durch einen entsprechenden Hochpaß im Decoder-Eingang kompensieren. Jede derartige Frequenzgangverzerrung hat aber neben nicht immer eindeutig übersehbaren Phasendrehungen eine Verkleinerung des Signal-Rausch-Verhältnisses zur Folge.

Ein weiterer Grund für die Kontrolle des Decoder-Eingangssignals ist, daß vor Abgleicharbeiten am Decoder die Aussteuerungsverhältnisse überprüft werden sollten. Ab Begrenzungseinsatz müssen 1 . 2  $V_{eff}$  (entsprechend etwa 3 . 6  $V_{eff}$  Multiplex-Signalamplitude) an den Decoder gelangen, wobei dann der Pilotanteil etwa 10%, also zwischen 100 und 200 mV $_{eff}$  betragen muß.

Bild 40. Übersprechoszillogramm, dessen ständiger Sinusanteil erheblich kleiner ist als der normalerweise beim Ablesen gewohnte Spitze-zu-Spitze-Wert



Bild 41. Übersprechoszillogramm wie im Bild 40, in dem man aber optisch sofort „interpolieren“ kann; die ständige NF beträgt amplitudenmäßig etwa die Hälfte (6 dB) der Gesamtschwingung

### 43. Übersprechen am Decoder-Ausgang

Das Prüfen der Übersprechdämpfung am Decoder-Ausgang, die wichtigste Messung im Service an Stereo-Decodern überhaupt, wurde bereits ausführlich im Abschnitt 3.2.1. beschrieben. Aber auch beim exakten Messen läßt sich die Genauigkeit mit der in der Service-Werkstatt verfügbaren Meßausrüstung nicht erhöhen.

In der Praxis wird sich zeigen, daß das mit dem Oszillografen oder mit dem Röhrenvoltmeter gemessene Übersprechen nicht immer die von den Herstellern in Datenblättern oder Kurven angegebenen Werte erreicht. Das liegt daran, daß in den Industrielabors meistens „bewertet“ gemessen wird, wobei vor das Meß-Instrument geschaltete Filter die Nebenfrequenzen dämpfen. Die Übersprechoszillogramme (Bilder 40 und 41) enthalten nämlich oft nicht nur die geschwächte Meßfrequenz, sondern auch Nebenfrequenzen, die durch zum Ausgang gelangende Reste des Pilot- und des Hilfsträgers sowie auch infolge von Verzerrungen entstehen. Beim Ablesen der Gesamtstörampplitude ergibt sich daher ohne Filter ein zu großer Übersprechwert.

Der Hinweis auf die Nebenfrequenzen ist ein Grund mehr, für die Übersprechkontrolle stets den Oszillografen zu verwenden, weil man im Zweifelsfall an Hand der Kurvenform sofort abschätzen kann, ob ein zunächst zahlenmäßig enttäuschendes Übersprech-Meßresultat auf Nebenfrequenzen zurückzuführen ist. Das Problem dürfte aber erst bei Übersprechdämpfungen von 20 dB und darüber auftreten, weil sonst ein zu hoher Störanteil das Kennzeichen für einen anderen Fehler ist, der unter anderem zuviel störendes Rauschen erzeugt. Die Anschaffung besonderer Meßfilter für den Service lohnt sich jedoch in keinem Falle.

### 44. Messungen in der Pilot- und Hilfsträgerstufe

Jeder Decoder, gleichgültig nach welchem Prinzip er arbeitet, enthält Kreise zum Herausziehen der Pilotfrequenz und zum Erzeugen der Hilfsträgerspannung. Vor dem unbedachten Abgleich war in früheren Abschnitten wiederholt gewarnt worden, weil dazu ein Multiplex-Generator erforderlich ist, und auch beim Ausnutzen der Rundfunk-Testsendungen sind mehrere Gesichtspunkte gleichzeitig zu beachten. Viele Kundendienstleitungen erwähnen daher die Abgleichmöglichkeiten der 19- und 38-kHz-Kreise überhaupt nicht oder enthalten den allgemeinen Hinweis, daß diese Kreise und auch bestimmte Regler im Herstellerwerk optimal eingestellt sind.

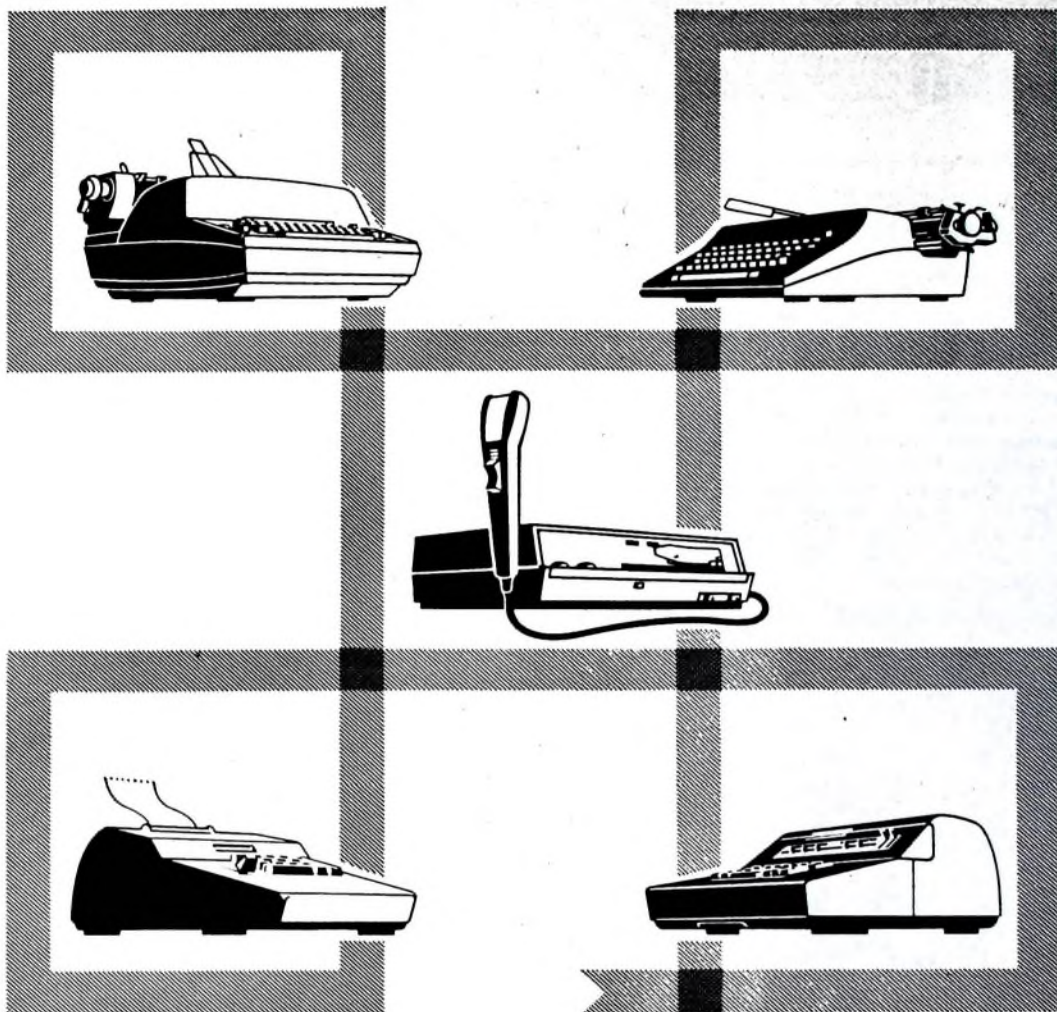
Die Warnungen ändern jedoch nichts an der Tatsache, daß im Laufe der Zeit auch Reparaturen an frequenzbestimmenden Teilen erforderlich werden, die den Werkstattpraktiker einfach dazu zwingen, sich mit dem Abgleich der Pilot- und Hilfsträgerkreise zu befassen. Außerdem muß der Service-Techniker immer mit Fremdeingriffen rechnen, von denen er nie weiß, ob sie fachkundig vorgenommen wurden. Man kann den Abgleich dieser Kreise vielleicht mit der Reparatur von Fernsehkanalwählern vergleichen, die wegen des Mangels an geeigneten Meßgeräten für den Bereich des Service auch zunächst als „tabu“ galten. Heute befassen sich aber bereits zahlreiche Werkstätten mit Reparaturen von Tunern, und ebensowenig wird man in einiger Zeit auf den Abgleich der Kreise des Decoders im Service verzichten können und wollen.

Die Warnung vor einem unbedachten Abgleich ohne Service-Stereo-Generator sei aber noch einmal ebenso wie der Hinweis wiederholt, daß die Zeit der Rundfunk-Testsendungen mit einem für den Abgleich geeigneten Signal sehr kurz ist. Nur für den erfahrenen Techniker reichen die zwei Minuten aus. Um so wichtiger ist es, daß man sich rechtzeitig theoretisch mit den Abstimmarbeiten befaßt. Daher sollen die folgenden Ausführungen dieses Abschnittes einen allgemeinen Überblick darüber geben, was grundsätzlich beim Abgleich der 19- und 38-kHz-Kreise beachtet werden muß. Wie auch auf anderen Gebieten der Rundfunk- und Fernsehtechnik, muß man darüber hinaus individuelle Unterschiede der einzelnen Schaltungen berücksichtigen, über die aber heute schon die meisten Kundendienstleitungen Auskunft geben.

Die wichtigste Frage vor Beginn des Abgleichs lautet: Wann muß man die Pilot- und Hilfsträgerkreise abstimmen?

Die Korrektur des Abgleichs ist besonders dann erforderlich, wenn die Kontrolle des Übersprechens nach Abschnitt 3.2.1. unter Berücksichtigung der in den Abschnitten 2.1. und 2.1.3. genannten Forderungen keine zufriedenstellenden Resultate ergab. Ferner muß der Abgleich – wie bereits erwähnt – nach Reparaturen an frequenzbestimmenden Bauteilen sowie nach dem Auswechseln aller Bauelemente erfolgen, die einen Einfluß auf die Laufzeit des gesamten Multiplexsignals oder einer Teilspannung (Summe,





## Für jeden Zweck die Passende

Für alle Schreib- und Rechenarbeiten – im Büro, zu Hause oder auf der Reise – bietet das umfassende Programm in Schreibmaschinen, Diktiergeräten, Saldier- und Organisationsmaschinen sowie Vierspezies-Rechenmaschinen aus der größten Büromaschinenfabrik Deutschlands das passende Modell. Alle Olympia-Erzeugnisse werden in mehr als 100 Ländern der Welt geschätzt, denn sie zeichnen sich durch ihre ausgereifte Konstruktion und hohe Qualität aus; man kann ihnen unbedingt vertrauen.

*Olympia*



# RS 3,5

Abmessungen: 34 mm  $\varnothing$ , 61 mm hoch  
Gewicht: 150 g, Nennspannung: 1,2 V  
Nennkapazität: 3,5 Ah, 10-stündig.  
Durch Reihenschaltung  
mehrerer Zellen lassen sich Batterien  
mit Nennspannungen bis 24 V  
erstellen.

## Planen Sie den Bau von schnurlosen Elektrogeräten?

Dann wird Sie die VARTA DEAC Zelle RS 3,5 interessieren.

Diese wiederaufladbare, gasdichte Nickel-Cadmium-Zelle hat einige besondere Vorteile: günstiges Leistungsgewicht und -volumen, große Leistungsfähigkeit und Austauschbarkeit gegen Trockenzellen gleicher Abmessung.

Bisher wurde sie vorwiegend als Stromquelle für Tonbandgeräte, Elektrowerkzeuge, Blitzlichtgeräte und elektronische Steuergeräte verwendet. Aber vielleicht ist gerade die Zelle RS 3,5 für Ihr schnurloses Elektrogerät besonders geeignet. VARTA DEAC baut serienmäßig Stahlakkumulatoren in den Kapazitäten von 0,02 Ah bis 1000 Ah. Nutzen Sie bei Ihren Überlegungen die Erfahrungen der VARTA DEAC. Unser Berater steht Ihnen zu einem Gespräch gern zur Verfügung.

VARTA DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH  
6 FRANKFURT/M. NEUE MAINZER STRASSE 54



immer wieder **VARTA** wählen



Differenz, Pilotton oder Hilfsträger) haben. Zunächst „harmlos“ aussehende Koppelkondensatoren können im Zusammenhang mit Widerständen die Phase bereits um  $5^\circ$  zu wenig oder zu weit drehen, wenn das Ersatzteil nur innerhalb der normalen Toleranzen vom ursprünglichen Einbauteil abweicht. Einen durchgeschlagenen 500-pF-Kondensator kann man ja nicht mehr daraufhin überprüfen, ob seine Kapazität 450 oder 550 pF betrug.

Der Hinweis auf Widerstände als Bestandteile phasendrehender Glieder läßt auch erkennen, daß die Exemplarstreuungen der Transistoren – abgesehen von sonstigen Auswirkungen, zum Beispiel abweichende Rückwirkungsleitwerte – nach dem Auswechseln andere dynamische Eingangswiderstände zur Folge haben. Daher muß man auch nach dem Austausch eines Transistors nachgleichen, selbst wenn der Transistor nicht im Pilot-, sondern im Summen- oder Differenzkanal liegt. Entscheidend ist, ob die Laufzeit der Komponenten Pilotton, Summe und Differenz beeinflusst wurde oder nicht. Außerdem muß vor dem Abgleich der ZF-Verstärker überprüft werden (s. Abschnitt 4.1.).

### 4.4.1 Vorabgleich der 19- und 38-kHz-Kreise

Der Vorabgleich hat die Aufgabe, die Kreise für die Pilot- und die Hilfsträgerfrequenz auf ihre Sollfrequenz abzugleichen. Diese Arbeit kann sowohl während der Testsendung oder während eines beliebigen HF-Stereo-Programms als auch mit einem Service-Prüfgenerator (falls dieser die Frequenzgenauigkeit  $19 \text{ kHz} \pm 2 \text{ Hz}$  entsprechend der FCC-Norm aufweist) erfolgen. Am vorteilhaftesten ist es natürlich, mit dem zuletzt genannten Generator zu arbeiten, weil das Signal dann zeitlich unbegrenzt zur Verfügung steht und man je nach Ausstattung den Pilotton allein oder die Differenzspannung zusammen mit dem Pilotton einschalten kann.

Grundsätzlich sollte man auch hier über HF abgleichen. Einer der Gründe dafür, der gelegentlich übersehen wird, ist die bei Röhrentrioden und Transistoren unvermeidbare Rückwirkung vom Anoden- beziehungsweise Collectorkreis auf den Eingang, die bei einem nicht dem dynamischen Arbeitsverhalten entsprechenden Eingangswiderstand zu Meßfehlern führt. Außerdem ist beim Einpeisen über HF gewährleistet, daß die Pegel stimmen.

Vor Beginn des Vorabgleichs muß man sich über den Grundaufbau des abzustimmenden Decoders klar werden. Die vielen Varianten der drei Grundschaltungen (Matrix-, Hüllkurven- und Abtastverfahren) machen es unmöglich, eine allgemeingültige Prinzipschaltung anzugeben. Die im Bild 42 dargestellten Beispiele gelten aber auch für die übrigen Varianten, da sie die charakteristischen Merkmale aufweisen. Die Schaltungen enthalten nur die zum Abgleich und zum Erkennen des Grundprinzips wichtigen Schaltelemente und sind so gezeichnet, daß Kreise mit gleicher Bedeutung auch an gleicher Stelle zu finden sind.

Im einzelnen ist bei den Schaltungsbeispielen folgendes zu beachten:

Bild 42a: Der Decoder arbeitet nach dem Matrixverfahren und erzeugt den Hilfsträger durch Verdoppeln und Verstärken des Pilotsignals. Oszillografen über Tastkopf-Abschwächer an die Anode der zweiten Triode anschließen und nacheinander alle 19- und 38-kHz-Kreise auf maximale Amplitude einstellen.

Bild 42b: Der Decoder arbeitet ebenfalls nach dem Matrixverfahren und erzeugt den Hilfsträger durch Verdoppeln und Verstärken des Pilotsignals. Der Vorabgleich entspricht dem für Bild 42a.

Bild 42c: Der Decoder arbeitet nach dem Abtastprinzip (Zeitmultiplexverfahren); der Hilfsträger wird durch einen synchronisierten 38-kHz-Oszillator erzeugt. Der Abgleich der 19- und 38-kHz-Kreise erfolgt trotzdem wie bei Bild 42a, der Tastkopf muß jedoch an die Anode der Pentode angeschlossen werden. Zum Abgleich der Zusatzkreise benötigt man 66- und 53-kHz-Signale mit  $5 V_{\text{eff}}$  am Eingang des Decoders. Der 66-kHz-Kreis wird auf Minimum, der 53-kHz-Kreis auf Maximum abgeglichen (Tastkopf an Mittelanzapfung der Oszillator-Auskoppelpule).

Bild 42d: Der Decoder arbeitet nach dem Abtastprinzip (Zeitmultiplexverfahren); der Hilfsträger wird durch Verstärken und Verdoppeln des Pilotsignals erzeugt. Abgleich der SCA-Fälle mit 67-kHz-Eingangssignal, Tastkopf am Collector des ersten Transistors; Abgleich der 19- und 38-kHz-Kreise ähnlich wie bei Bild 42a, Tastkopf aber am Collector des dritten Transistors.

Bild 42e: Der Decoder arbeitet nach dem Hüllkurvenverfahren und erzeugt den Hilfsträger mit einem synchronisierten Oszillator. Der Abgleich der 19- und 38-kHz-Kreise entspricht dem für Bild 42a.

Bild 42f: Der Decoder arbeitet nach dem Hüllkurvenverfahren und erzeugt den Hilfsträger durch Verdoppeln und Verstärken



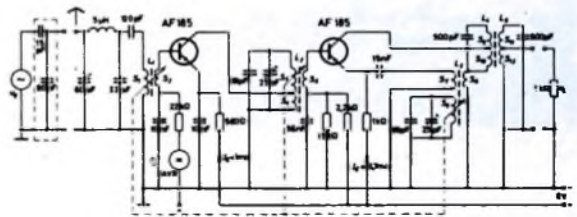
# VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

## AF 185

Diffusionslegierter Germanium-HF-Transistor für Vor- und Mischstufen in Rundfunkempfängern

Der Transistor AF185 wurde im Hinblick auf Anwendungen bei hohen Umgebungstemperaturen entwickelt. Verglichen mit dem in seinen Hochfrequenzeigenschaften ähnlichen AF 125 hat der AF 185 einen wesentlich niedrigeren Reststrom und einen kleineren Wärmewiderstand. Diese Eigenschaften machen den Transistor AF 185 besonders für Autoempfänger geeignet.



Einige Kennwerte:

$-I_{CB0} = 0,5 \mu A$  bei  $-U_{CB} = 10 V$

Wärmewiderstand :  $K \approx 0,45 \text{ grad/mW}$

Rauschzahl bei  $-U_{CE} = 10 V$ ,  $-I_C = 1 \text{ mA}$

bei  $f = 200 \text{ kHz}$ ,  $R_G = 200 \Omega$  :  $F = 1,5 \text{ dB}$

bei  $f = 1 \text{ MHz}$ ,  $R_G = 200 \Omega$  :  $F = 1,5 \text{ dB}$

bei  $f = 1 \text{ MHz}$ ,  $R_G = 50 \Omega$  :  $F = 3 (\leq 4) \text{ dB}$

bei  $f = 10,7 \text{ MHz}$ ,  $R_G = 300 \Omega$  :  $F = 1,5 \text{ dB}$

Mischrauschzahl bei  $-U_{CE} = 10 V$ ,  $-I_C = 1 \text{ mA}$

bei  $f = 200 \text{ kHz}$ ,  $R_G = 500 \Omega$  :  $F_c = 4,5 (\leq 8) \text{ dB}$

bei  $f = 1 \text{ MHz}$ ,  $R_G = 300 \Omega$  :  $F_c = 3 (\leq 5) \text{ dB}$



VALVO GMBH HAMBURG

H 1284/621

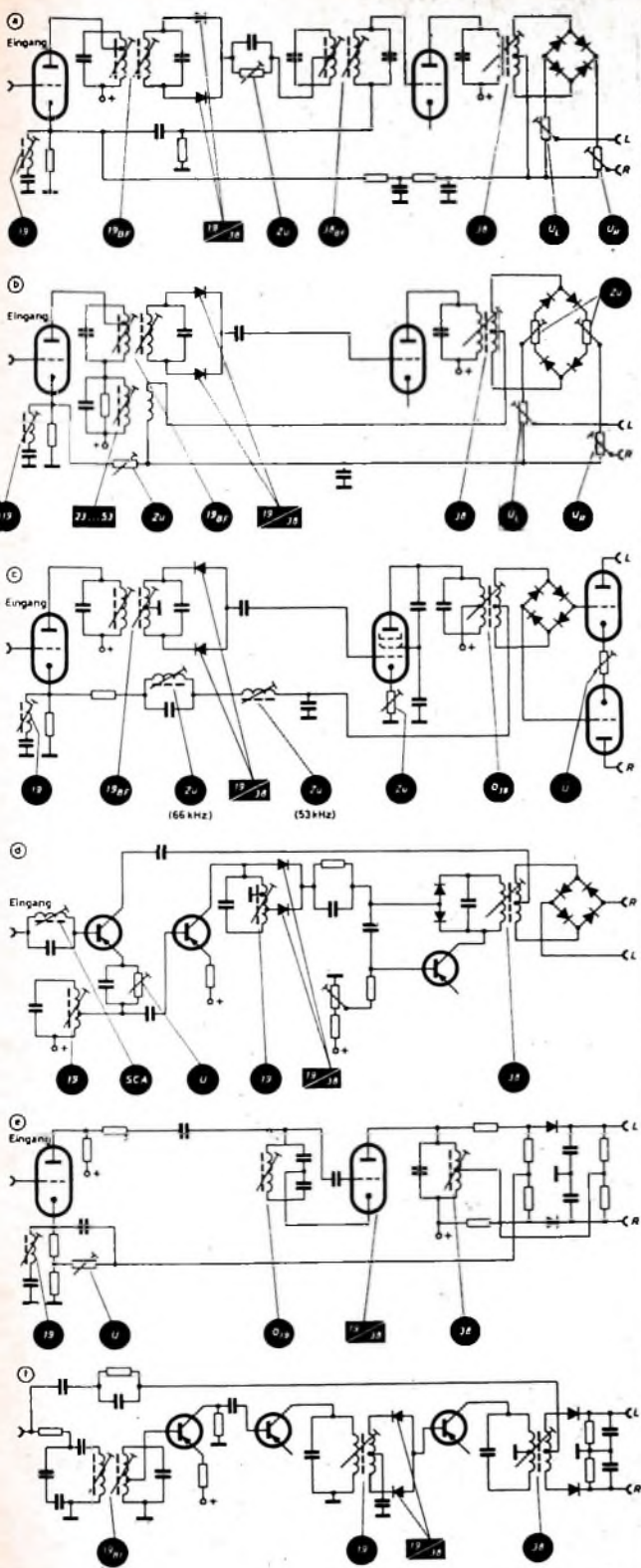
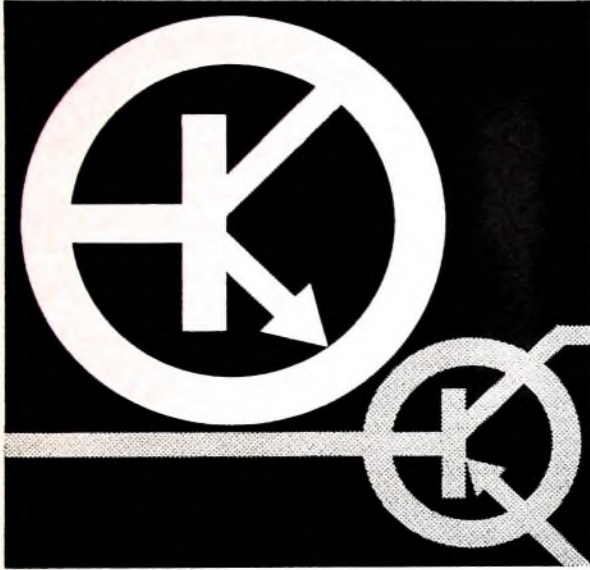


Bild 42. Erweiterte Decoder-Prinzipschaltbilder mit Abgleichpunkten (19 Kreis für Pilotfrequenz 19 kHz, 19A Bandfilter für Pilotfrequenz 19 kHz, 38 Kreis für Hilfsfrequenz 38 kHz, 38A Bandfilter für Hilfsfrequenz 38 kHz, SCA Frequenzkristalle für SCA-Frequenz 67 kHz, Zu Zusatzkreis oder -regler, U Übersprachregler allgemein, U<sub>L</sub> Übersprachregler linker Kanal, U<sub>R</sub> Übersprachregler rechter Kanal, O<sub>19</sub> Oszillatorkreis 19 kHz, O<sub>38</sub> Oszillatorkreis 38 kHz, 19/38 Röhre oder Diode für Frequenzverdopplung 19/38 kHz)

# Die SEL baut Planartransistoren

für Rundfunk, Fernsehen, Phono,

für die Nachrichtentechnik,  
Datenverarbeitung,  
Meß- und Regelungstechnik.



## Siliziumtransistoren

in Planartechnik zeichnen sich durch besondere Merkmale aus:

- sehr niedrige Restströme
- höhere Verstärkung bei sehr niedrigen Strömen
- große Zuverlässigkeit
- besonders geeignet für Gleichstromverstärkung
- Verwendbarkeit bei Temperaturen bis zu 200° C.

Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen und Preislisten bei uns an.



**SEL**... die ganze Nachrichtentechnik

Standard Elektrik Lorenz AG  
Geschäftsbereich Bauelemente  
85 Nürnberg, Platanstraße 66  
Fernsprecher (0911) 44 17 81 44 70 71  
Fernschreiber 06-22211/12

des Pilotsignals. Abgleich der 19- und 38-kHz-Kreise ähnlich wie bei Bild 42a, Tastkopf jedoch am Collector des dritten Transistors. Diese stichwortmäßigen Kurzanleitungen lassen deutlich erkennen, wie ähnlich die Abgleicharbeiten sind, obwohl sich die sechs Schaltungen teilweise erheblich unterscheiden.

### 4.4.2. Endabgleich der 19- und 38-kHz-Kreise

Auf den Vorabgleich folgt der Endabgleich, bei dem die Phase auf den günstigsten Übersprechdämpfungswert nachgeglichen werden muß. Vom Einstellpunkt für das Amplitudenmaximum aus wird die Kernstellung bestimmter Kreise so variiert, daß sich optimale Übersprechdämpfung ergibt. Beim Korrigieren muß man aber mit äußerster Vorsicht vorgehen.

Vor Beginn des Endabgleichs prüfe man die Übersprechdämpfung. Stellt sich dabei heraus, daß das Oszillogramm der Nutzamplitude keine Verzerrungen aufweist und der Übersprechwert stimmt, so erübrigt sich der Endabgleich.

Eine Regel für die Reihenfolge des Endabgleichs kann auch an Hand der sechs Schaltungsbeispiele im Bild 42 nicht gegeben werden. Allgemein gilt - wenn aus der Abgleichanleitung des Decoderherstellers kein Hinweis auf den Phasennachgleich zu entnehmen ist - daß Bandfilter den größten Einfluß auf die Phase haben. Hier genügt bereits ein geringfügiges Verstellen der Kerne, um die Phase auf das gewünschte Übersprechdämpfungsoptimum nachzustellen. Bild 43 zeigt das Übersprechoszillogramm eines nach Bild 42a geschalteten Decoders nach dem Vorabgleich, wobei sich eine Übersprechdämpfung von nur 18 dB ergab. Durch

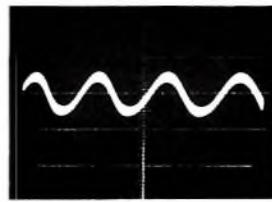
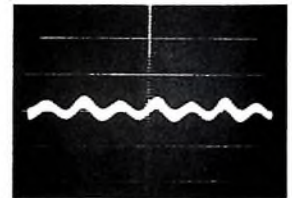


Bild 44. Übersprechoszillogramm nach dem Endabgleich

Bild 43. Übersprechoszillogramm nach dem Vorabgleich



eine halbe Kernumdrehung am linken 19-kHz-Kreis des Anodenbandfilters der ersten Triode ließ sich die Übersprechdämpfung auf den aus Bild 44 ersichtlichen Wert von 24 dB, also um 6 dB verbessern. Die halbe Kernumdrehung hatte jedoch noch keinen erkennbaren Abfall der 38-kHz-Hilfsträgeramplitude zur Folge. Die Forderung nach größter Übersprechdämpfung sollte aber nicht dazu verleiten, den Endabgleich sofort auf niedrigste Übersprechamplitude durchzuführen. Man muß vielmehr auch die Nutzamplitude beachten. In mehreren Abgleichanleitungen wird von den Herstellern sogar gefordert, auf größtmögliches Nutzsignal - also auf Maximum des linken Decoder-Ausgangssignals, wenn der linke Kanal moduliert wird - abzustimmen. Der im Abschnitt 3.2.1 beschriebene Umpolsschalter leistet auch hier gute Dienste.

In diesem Zusammenhang sei noch auf eine Erscheinung verwiesen, die man als genau definiertes Hilfsmittel zum Phasenabgleich ansehen könnte. Beim Aufnehmen des Hilfsträger-

Bild 45. Hilfsträgeroszillogramm mit einseitiger Doppelkontur

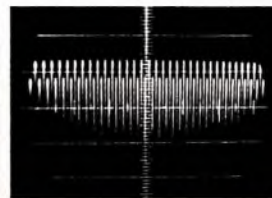


Bild 46. Hilfsträgeroszillogramm wie im Bild 45, jedoch nach weiterem Vergrößern der X- und Y-Amplitude

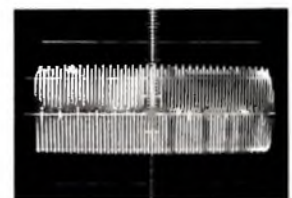


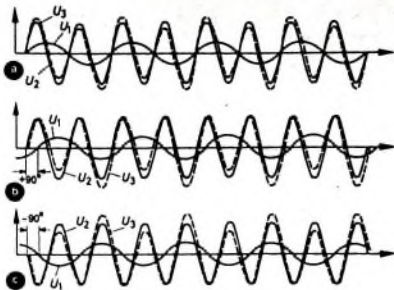
Bild 47. Moduliertes Hilfsträgerosillogramm mit Doppelkontur wie im Bild 45 bei langsamerer X-Ablenkung



62101



Bild 48. Entstehen einer Doppelkontur bei zwei Spannungen  $U_1$ ,  $U_2$  mit dem Frequenzverhältnis 1:2;  $U_3$  Summenspannung. a) Phasengleichheit zwischen  $U_1$  und  $U_2$ , b) auf  $U_2$  bezogene Phasendifferenz +90°, c) auf  $U_2$  bezogene Phasendifferenz -90°



oszillogramms fällt eine merkwürdige Doppelkontur auf, die sich bei näherer Betrachtung als Folge einer Phasendifferenz zwischen dem Hilfsträger und dem Pilotton herausstellt. Damit sind die abwechselnd etwas höheren oder niedrigeren Amplituden des Hilfsträgeroszillogramms gemeint (Bild 45), die bei weiterer Dehnung der X- und Y-Amplitude des Oszillografen noch deutlicher hervortreten (Bild 46). Auch bei Hilfsträgern mit Modulation (Bild 47) kann man eine einseitige Doppelkontur wahrnehmen.

Die Ursache dieser scheinbaren Amplitudenmodulation geht aus Bild 48 hervor. Die Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  im Bild 48a haben das Frequenzverhältnis 1:2, wie es auch zwischen dem Pilotton und dem Hilfsträger auftritt. Kurve  $U_3$  stellt die Summe dar, deren positive und negative Amplitudenspitzen bei Phasengleichheit von  $U_1$  und  $U_2$  im Augenblick des positiven Nulldurchgangs der langsameren Schwingung  $U_1$  abwechselnd auf und ab schwanken. Die Bilder 48b und 48c zeigen die gleichen Schwingungen bei Phasendifferenzen von +90° und -90° (bezogen auf die schnellere Schwingung  $U_2$ ). In diesen beiden Fällen entsteht eine einseitige Doppelkontur.

So verlockend die Möglichkeit des Phasenvergleichs durch Beobachtung der Konturen auch scheinen mag, für die Praxis hat sie nur bedingten Wert, weil es nicht auf die absolute, sondern die relative Lautzeit ankommt. Als Merkmal für einen augenblicklichen Abgleichzustand kann der erfahrene Techniker die Doppelkontur jedoch ausnutzen. (Fortsetzung folgt)

### Bestimmung der Gebrauchsdauer von Batterien bei Speisung von Rundfunkgeräten

Bei Rundfunkgeräten mit Transistoren ist mit den üblicherweise verwendeten Gegenakt-Einstufen in B-Schaltung die Stromaufnahme aus Batterien fast nur durch die Aussteuerung der Endstufe, das heißt also durch die eingestellte Lautstärke, bedingt. Beispielsweise steigt der entnommene Strom bei größeren Koffergaräten auf etwa den zehnfachen Wert des Stroms ohne Aussteuerung, des sogenannten Ruhestroms. Mit einer bestimmten Batterie wird man deshalb in einem solchen Gerät bei Einstellung einer kleinen Lautstärke eine sehr hohe, bei mittlerer Lautstärke eine niedrigere und bei dauerndem Betrieb mit höchster Lautstärke eine sehr niedrige Gebrauchsdauer erzielen. Dies führt zu sehr unterschiedlichen Angaben der Gebrauchsdauer in Prospekten und Werbeschriften für an sich vergleichbare Geräte, außerdem beanstandeten Gerätebenutzer, die mit großer Lautstärke hörten, den dadurch bedingten zu schnellen Verbrauch der Batterien gegenüber solchen Angaben.

In der im Oktober 1964 erschienenen Norm DIN 45314<sup>1)</sup> wurde deshalb ein Verfahren zur Ermitteln einer einheitlichen, mittleren Gebrauchsdauer von Batterien für das jeweilige Gerät festgelegt. Dabei wurde eine bestimmte Ausgangsleistung für die Endstufe zugrunde gelegt und diese bei kleineren Geräten, zum Beispiel Taschenempfängern, auf ihre maximale Leistung bezogen, dagegen bei größeren Geräten einheitlich eine solche von 20 mW — etwa Zimmerlautstärke entsprechend — angenommen. Die Leistung von 20 mW wird an den Lautsprecherklemmen mit einem Dauerstrom von 1000 Hz eingestellt. Dieser Wert scheint verhältnismäßig niedrig zu sein; er entspricht jedoch nach durchgeführten Messungen und Entladeversuchen bei Aussteuerung mit Sprache und Musik dem sonst meist festgelegten Wert von 50 mW.

Bei der in DIN 45314 definierten Aussteuerung des Gerätes wird dann bei einer mittleren Spannung von 1,5 V je Zelle und dem dabei entnommenen Strom ein Ersatzwiderstand bestimmt. Mit diesem Ersatzwiderstand ist aus Entladungskurven des Herstellers für die betreffende Batterie die Gebrauchsdauer abzulesen; sie ist also unabhängig von dem Gerät gleich der mittleren Entladedauer des betreffenden Batterietyps über diesen Ersatzwiderstand. Bei den Entladekurven ist die übliche Betriebsdauer solcher Geräte von täglich vier Stunden und damit die durch die Erhaltungspausen der Batterien gegebene Verlängerung der Gebrauchsdauer berücksichtigt. Für das Ende der Gebrauchsdauer wurde der Zeitpunkt, zu dem erstmals die halbe Nennbetriebsspannung von 0,75 V je Zelle erreicht ist, angenommen. Für andere Geräte, zum Beispiel auch für solche mit Motorbetrieb, bei denen die Funktion nur bei einer höheren Spannung je Zelle noch gewährleistet ist, muß eine andere Entladekurve für diese Endspannung und den betreffenden Ersatzwiderstand benutzt werden. DINA

<sup>1)</sup> Zu beziehen durch Beuth-Vertrieb GmbH, Berlin 15 und Köln

# 1965



möge für Sie ein Jahr wachsenden geschäftlichen Erfolges sein.

Vielleicht können wir Ihnen dabei helfen?



**BSR (Germany) GmbH**

3011 Laatzen (Mannover) · Münchener Straße 16





NF-Kompressions-Verstärker

Beim Modulieren von Amateursendern und bei Tonbandaufnahmen ist es in manchen Fällen vorteilhaft, NF-Signale (Sprache) auf konstanten Pegel zu halten, wenn sich die Amplitude des Eingangssignals ändert. Dazu geeignete Dynamikkompressoren haben oft den Nachteil, erhebliche nichtlineare Verzerrungen zu verursachen (Bild 1). Das trifft besonders für alle Begrenzerschaltungen (Clipper) zu.

Im folgenden ist eine Schaltung beschrieben, mit der man bei guter Kompression sehr geringe nichtlineare Verzerrungen erhält. Die grundsätzliche Wirkungsweise geht aus Bild 2 hervor. Der Emittterwiderstand  $R_E$  ist doppelt so groß wie der Lastwiderstand  $R_L$ . Im Collectorkreis Solange man den Emittterwiderstand nicht kapazitiv überbrückt, ist die Verstärkung der Stufe wegen der dann starken Stromgegenkopplung sehr klein. Im vorliegenden Fall ( $R_E = 2 R_L$ ) ist die Verstärkung  $v \approx R_L / 2 R_E = 0.5$ . Überbrückt man den Emittterwiderstand mit einer großen Kapazität  $C$ , so ist die Gegenkopplung - bis auf den sehr kleinen Durchlaßwiderstand  $R_{BF}$  der Emittter-Basis-Strecke im Transistor - aufgehoben. Die Verstärkung ist dann  $v \approx R_L / R_{BF}$  und erreicht recht große Werte.

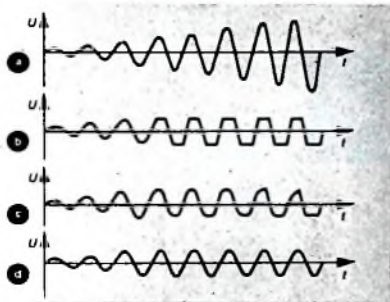


Bild 1 (oben). Nichtlineare Verzerrungen bei verschiedenen Kompressionsverfahren: a) Eingangssignal, b) Ausgangssignal bei Begrenzung (Clipper), c) Ausgangssignal bei Arbeitspunktverschiebung der Verstärkerstufe, d) Ausgangssignal bei der Regelung der Gegenkopplung

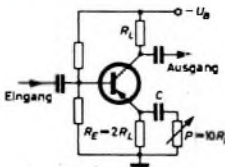


Bild 2. Prinzipschaltung einer Verstärkerstufe mit veränderbarer Gegenkopplung



# FuG 600

Polizei, Streitkräfte, Grenzschutz, Zoll, Verkehrswacht, Technisches Hilfswerk und Rotes Kreuz können ihre schwierigen Aufgaben besser erfüllen, wenn sie im Einsatz über tragbare UKW-FM-Sprechfunkgeräte FuG 600 der TE-KA-DE verfügen. — Das Transistorgerät FuG 600 enthält keine Röhre; die schwierige Frage der Stromversorgung wird einfach gelöst. Acht international gebräuchliche Trockenbatterien (Monozellen) oder gasdichte, aufladbare Ni-C-Sammler werden in das Gerät eingesetzt und lassen sich sekundenschnell austauschen. Eine Batterieladung reicht für 125 Stunden Empfang oder 25 Stunden bei 10% Sendebetrieb. — Das FuG 600 kann überall aus jeder 6- oder 12-V-Fahrzeuggestaltung ohne Hilfsgeräte geladen oder gepuffert werden. Anschlußkabel, Puffer- und Ladeeinrichtungen sind eingebaut und gehören ebenso wie die Ladezustandsanzeige zur Grundausstattung des Gerätes FuG 600.

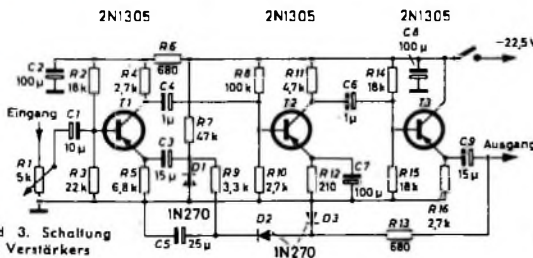


Bild 3. Schaltung des Verstärkers

Mit einem regelbaren Widerstand  $P \geq 10 R_L$  in Reihe zum Kondensator  $C$  kann man die Gegenkopplung und damit die Verstärkung zwischen den beiden Extremwerten verändern. Die genannten Bedingungen gelten mit guter Näherung, wenn die Stromverstärkung  $\beta$  des Transistors groß ist gegenüber der maximalen Stufenverstärkung  $v \approx R_L / R_{BF}$ .

In der praktisch ausgeführten Schaltung (Bild 3) ist der Regelwiderstand  $P$  durch die Diode  $D_1$  ersetzt, deren Durchlaßwiderstand von der gleichgerichteten Ausgangsspannung des Verstärkers gesteuert wird. Bei sehr kleinem Eingangssignal ist die über den Widerstand  $R_7$  in Durchlaßrichtung vorgespannte Diode voll geöffnet. Die Gegenkopplung hat dann ein Minimum, und die Verstärkung ist am größten (etwa 1200fach). Das Signal gelangt über die normal dimensionierte Stufe  $T_2$  zu dem als Emittterfolger geschalteten Ausgangstransistor  $T_3$ .

Steigt das Eingangssignal an, so richten die Dioden  $D_2$  und  $D_3$  einen Teil des Ausgangssignals gleich. Die entstehende positive Gleichspannung wird über  $R_8$  der Diode  $D_1$  zugeführt und bewirkt ein Ansteigen ihres Widerstands (der Arbeitspunkt wandert in den Sperrbereich). Dadurch nimmt die Gegenkopplung zu, und die Ausgangsspannung sinkt auf den ursprünglichen Wert. Sie bleibt infolge der geregelten Gegenkopplung in einem weiten Bereich konstant (Bild 4). Wenn die Eingangsspannung über etwa 27 mV ansteigt, hat



SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- U. DRAHTWERKE AG. TE-KA-DE NÜRNBERG

An der Spitze eines USA-Tests\*\*\*

Für Mono und Stereo kein Kabelwechsel\*\*

Verbesserte Zugentlastung\*

Keine freiliegenden stromführenden Teile

K 50- Dyn Kopfhörer \* \* \*

Der Anschluß erfolgt zweckmäßig an dem niederohmigen zweiten Lautsprecherausgang von Rundfunk-, Fernseh- oder Tonbandgeräten sowie Phonoverstärkern



AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH  
8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 10 · TEL. 55 55 45 · TELEX 05 23020

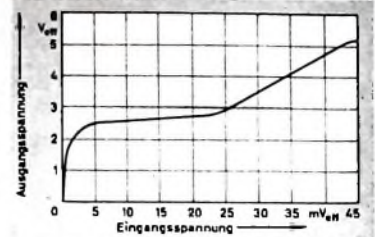


Bild 4 Ausgangsspannung des Kompressionsverstärkers als Funktion der Eingangsspannung

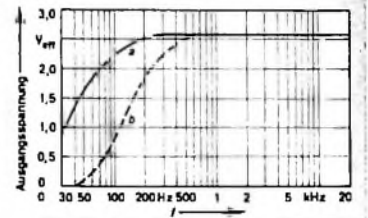


Bild 5 Verstärker-Frequenzgang; a mit maximaler Gegenkopplung, b bei geringster Gegenkopplung

die Diode  $D_1$  ihren höchstmöglichen Widerstand und die Verstärkung ihren kleinsten Wert (etwa 120fach) erreicht. Daher steigt die Ausgangsspannung oberhalb dieses Eingangspegels wieder an. Der Anstieg ist aber viel flacher, weil die Verstärkung jetzt gering ist. Übersteuerungen eines nachgeschalteten Leistungsverstärkers oder Modulators sind daher auch in diesem Fall nicht so leicht möglich.

Damit keine Regelschwingungen auftreten, muß die Zeitkonstante des Regelkreises ( $C_5, R_9$ ) groß gegenüber der Zeitkonstante der Koppellemente zwischen den einzelnen Stufen sein. Im vorliegenden Fall ist diese Bedingung mit Hilfe relativ kleiner Koppelkondensatoren  $C_4$  und  $C_6$  erfüllt. Die untere Grenzfrequenz des nicht gegengekoppelten Verstärkers ist 42 Hz und liegt damit um nahezu zwei Oktaven über der Grenzfrequenz von  $C_5$  und  $R_9$ , die 12 Hz beträgt. Bild 5 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers ohne und mit Kompression. Die Verschiebung der unteren Grenzfrequenz ist für den gedachten Anwendungszweck aber zu vernachlässigen, weil für das zu übertragende Sprachband der Frequenzbereich meistens auf 300 ... 3000 Hz begrenzt wird.

Um beste Kompression zu erhalten, sollte der mittlere Pegel an der Basis von  $T_1$  etwa 15 mV betragen. Dazu bespricht man ein Mikrofon mit mittlerer Lautstärke und stellt den genannten Pegel mittels  $R_1$  ein. Als Mikrofon eignen sich zum direkten Anschluß Ausführungen mit 500 ... 2000 Ohm. Bei anderen Impedanzen empfiehlt sich das Zwischenschalten eines Anpassungsübertragers.

Das Mustergerät wurde aus einer 22,5-V-Batterie gespeist. Bei Betrieb aus einem Netzteil ist auf gute Splebung zu achten, damit man einen ausreichenden Brummabstand erhält. Gu.

(Wright, I. C.: Audio-compression pre-amplifier. Electronics Wld. Bd. 12 (1964) Nr. 5, S. 32-33 u. 78)



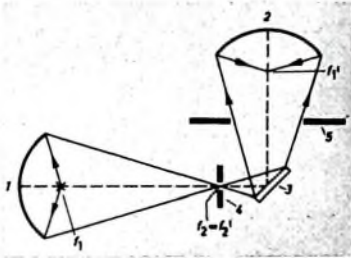


### Strahlungsschmelzöfen für hohe Temperaturen

Untersuchungen an Feststoffen nehmen heute in Forschung und Industrie weiten Raum ein. Erinnert sei hier nur an das Zonenschmelzverfahren zum Ziehen von Einkristallen höchsten Reinheitsgrades, die beispielsweise das Ausgangsmaterial für Halbleiter-Bauelemente sind. Während man bisher für die Erzeugung von Temperaturen bis etwa 4000 °K vorzugsweise Sonnenöfen benutzte, bei denen die Sonnenstrahlung im Brennpunkt eines Parabolspiegels fokussiert wird, sind in den letzten Jahren Geräte entwickelt worden, bei denen die Sonne durch andere Strahlungsquellen hoher Leistung, beispielsweise Hochintensitäts-Kohlebogenlampen, ersetzt werden. Man wird dadurch vom Wetter unabhängig, und es entfällt der für länger dauernde Versuche aufwendige Mechanismus, der den Spiegel der Sonnenbahn nachsteuert. Strahlungsschmelzöfen haben bei Feststoffuntersuchungen viele Vorteile gegenüber anderen Verfahren zur Erzeugung der hohen Temperaturen: Die Strahlungsenergie läßt sich auf kleine Flächen konzentrieren. Tiegel sind nicht erforderlich, und die Untersuchungen können, wenn sich die Proben in einem abgeschlossenen Glasrohr befinden, in definierter Atmosphäre durchgeführt werden. Ferner lassen sich im Gegensatz zur Hochfrequenz-erhitzung auch Stoffe mit schlechter elektrischer Leitfähigkeit schmelzen.

Im Philips Zentrallaboratorium Aachen wurde ein solcher Strahlungsschmelzofen entwickelt (s. a. Titelbild), dessen Strahlungsquelle ein mit 200 A Gleichstrom und 70 V Bogenspannung betriebener Kohlelichtbogen ist. Der Strahlungsbogen dieses Ofens ist im Bild 1 dargestellt. Zur Fokussierung der Strahlung dient ein System aus zwei gleichen elliptischen Spiegeln 1 und 2. Der Lichtbogen brennt im

Bild 1: Schematische Darstellung des Strahlungsschmelzofens: 1 und 2 elliptische Spiegel, 3 Umlenk-Planspiegel, 4 und 5 wassergekühlte Kupferblenden



ersten Brennpunkt  $f_1$  des mit waagerechter Achse angeordneten Spiegels 1, der ein vergrößertes Bild des Bogens in dessen zweitem Brennpunkt  $f_2$  erzeugt. Die Strahlung wird dann über einen wassergekühlten 45°-Umlenk-Planspiegel 3 nach oben zum zweiten elliptischen Spiegel 2 umgelenkt. Dessen zweiter Brennpunkt  $f_2'$  fällt mit  $f_1$  zusammen, so daß die Strahlung wieder im Brennpunkt  $f_1'$  fokussiert wird (Abbildung 1:1) von  $f_1$  nach  $f_1'$ .

Bei der hohen Belastung ist der Abbrand der positiven Kohle so stark, daß sich mit einem einzigen Kohlestift nur 15 bis 20 Minuten Betriebszeit erreichen lassen. Um auch länger dauernde Versuche durchführen zu können, wie sie beispielsweise zum Ziehen von Einkristallen erforderlich sind, wurde eine Kohlen-Nachführautomatik entwickelt. Sobald der in Betrieb befindliche Kohlestift auf eine bestimmte Länge abgebrannt ist, führt ein Nachführsystem aus einem Vorratsbehälter einen neuen Stift nach, und beide Stifte werden in einem kleinen Ofen durch ein Gießharz miteinander verbunden.

Da sich die im Kohlebogen in Strahlung umgesetzte Leistung nur wenig verändern läßt, sind im Strahlengang zwei wassergekühlte Kupferblenden 4 und 5 angeordnet, von denen sich die Blende 4 im mittleren Brennpunkt  $f_2$  befindet. Mit ihrer Hilfe kann die Bildgröße des Lichtbogens in  $f_1'$  variiert werden. Die Blende 5 wirkt als Aperturblende und ermöglicht ohne nennenswerte Beeinflussung des Bildes eine Schwächung der Strahlungsintensität.

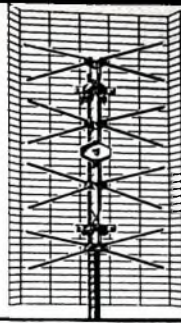
Die Energiedichte im Brennpunkt  $f_1'$  - dem Bereich mit der höchsten Ofentemperatur - liegt bei etwa 1000 W/cm<sup>2</sup>. Sie reicht völlig aus, um auch Stoffe mit sehr hohem Schmelzpunkt in ausreichender Dicke aufzuschmelzen. So konnten zum Beispiel 8 mm dicke Stäbe aus Thoriumoxyd (Schmelzpunkt zwischen 3300 und 3600 °K) noch aufgeschmolzen werden, ohne daß die ganze verfügbare Leistung zugeführt wurde.

Die Anordnung mit vertikaler Achse des zweiten elliptischen Spiegels 2 ermöglicht die gleichmäßige Bestrahlung der Proben im Brennpunkt  $f_1'$  und eignet sich deswegen besonders für vertikales, tiegelloses Zonenschmelzen.

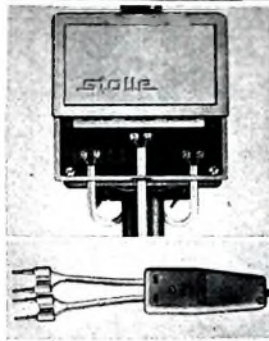
(Groth, R.: Strahlungsschmelzöfen für hohe Temperaturen. Philips - Unsere Forschung in Deutschland, S. 64-65. Aachen/Hamburg 1964, Philips Zentrallaboratorium GmbH)

Die im Heft 21/64 veröffentlichte gonzsallige Anzeige der Firma **KUBA/JMPERIAL** wurde durch unser Versehen im Heft 23/64 wiederholt

FUNK-TECHNIK, Anzeigenabteilung



# 3 mal ein Gewinn fürs Fernsehen



Mit STOLLE FS-Flächenantennen und Antennen-Koppel und Trennfilter lösen Sie schnell alle Empfangsfragen die sich in Verbindung mit dem 3. FS-Programm für den Fachmann ergeben. Der mechanische Aufbau der Flächenantennen, die vollkommen vormontiert geliefert werden, erleichtert Ihnen die Arbeit und spart Montagezeiten.

STOLLE-VERKAUFSBÜROS:  
DORTMUND, Ernst-Mehlich-Str. 1  
HAMBURG-BRAMFELD,  
Eilernreihe 65-69  
FRANKFURT, Uhlendtr. 46  
STUTTGART, Lehmannstr. 21  
In Vorbereitung:  
HANNOVER, MÜNCHEN  
DÜSSELDORF, BERLIN

Karl Stolle Antennenfabrik

46 Dortmund, Ernst-Mehlich-Str. 1 Tel. 523032 Telex 0822413

Wir wünschen unseren Kunden frohe Weihnachtstage und ein erfolgreiches Jahr 1965



## NEU in Deutschland:



**KÄLTE-SPRAY 75**  
zur raschen Feststellung von thermischen Unterbrechungen bei der Reparatur elektronischer Geräte

Wirksames Mittel zum Abkühlen von Transistoren, Widerständen, Silizium-Dioden usw.

Verhindert Hitzeschäden während des Lötvorganges

Dient zur sofortigen „Kalt-Anzeige“ unmittelbar nach Abschalten des Gerätes

**KONTAKT-CHEMIE-RASTATT**

Postfach 52

Telefon 4296

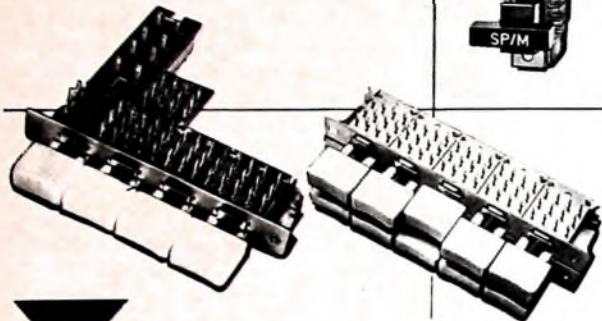


# SCHADOW

## Miniatur-Schiebetastenschalter Serie M 17,5


mit unserem neuen Kontaktprinzip

- Knopfform A S für vertikalen Einbau
- Flachbau-Netzschalter 2 A mit Silberkontakten und zusätzlichen Schwachstrom-Umschaltern
- Vor- und nachellende Kontaktgabe
- Ausüstungsmöglichkeit mit gedruckter Schaltung
- Tandem-Ausführung
- Leuchttasten



### RUDOLF SCHADOW KG

BAUTEILE FÜR RADIO- UND FERNMEDETECHNIK  
 1000 BERLIN 52 · EICHBÖRNDAMM 103 · TELEFON 0311 490598 · 4953A1  
 TELEX 1-81617 ZWEIGWERK · EINBECK (HANNOVER)



## VOLLMER

### Magnetbandgerät Typ 200

Stereo-Mono für Aufnahme und Wiedergabe, vorgesehen für Hi-Fi-Anlagen, also ohne Mikrofonverstärker und ohne Leistungsstufe.

2 VU-Meter mit Umschalter „Band direkt“ · stufenloser Umspulregler · Pegelregler für Aufnahme herausgeführt · Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19,05 cm/sec.

Eberhard Vollmer · 731 Plochingen · Telefon (07153) 7103

## RÖHREN-Blitzversand

Fernseh - Radio - Tonband - Elektro - Geräte - Teile

DY 86	2,70	EL 80	2,45	EY 86	2,75	PCI 87	3,15	PI 35	4,65
EAA 91	1,95	EL 86	2,95	PC 86	4,65	PCI 86	4,45	PI 81	3,44
EABC 80	2,45	EL 89	2,50	PC 88	4,95	PCI 81	3,25	PI 500	5,95
ECC 85	2,70	EL 34	5,45	PCC 88	4,25	PCI 87	3,30	PI 81	2,70
ECH 81	2,75	EL 41	3,25	PCC 189	4,25	PCI 85	3,85	PI 83	2,70
ECH 84	3,30	EL 84	2,25	PCI 80	2,95	PCI 86	3,85	PI 88	3,55

F. Heinze, 861 Coburg, Großhdg. Fach 507 | Nachnahmeversand

## KLEIN-OSZILLOGRAF „miniszill“ DM 199,80

Kompletter Bausatz einschließlich Röhren und Bauanleitung

Ausführliche Baumaße auch einzeln erhältlich  
 Schutzgebühr DM 3,- zuzüglich Versandkosten

Alleinvertrieb:  
**BLUM-ELEKTRONIK** 8907 Thonhausen, Telefon 494



Vielseitige und interessante Aufgaben bei guten Aufstiegs-möglichkeiten warten auf Sie in unseren Entwicklungslabors. Primär für die Entwicklung von Hochfrequenzgeräten (UHF und VHF) suchen wir mehrere

# Entwicklungs - Ingenieure

Wir sind ein modernes, jung geführtes Unternehmen. In unserem Hauptwerk in Bad Salzdetfurth und in vier Zweigwerken in Nord- und Süddeutschland sind mehr als 2000 Mitarbeiter mit der Herstellung von Empfangs- und Sendeaussendungen aller Art, Verstärkern, Konvertern, kommerziellen Geräten und anderen UHF- und VHF-Bauteilen für die Rundfunk- und Fernseh-Industrie beschäftigt.

Unsere kommerziellen Geräte bauen wir in Wehmingen/Hohenfels, etwa in der Mitte zwischen Hannover und Hildesheim gelegen (Werkbusse).

Wir bieten Ihnen leistungsgerechte Vergütung, vorteilhafte Altersversorgung sowie neben anderen sozialen Einrichtungen Hilfe bei der Wohnungsbeschaffung.



**HANS KOLBE & CO.**  
 3202 Bad Salzdetfurth/Hannover, Telefon 80 22  
 Personalabteilung



## Magnet-Tonbänder

Alle Typen sofort lieferbar, z. B. 366 m Langspielband DM 8,95. Zusätzliche Mengenrabatte 3-5%. Bitte Preisliste anfordern

### TONBAND-ZENTRALE

Abt. 6 M. Kizlink  
ES2 ERLANGEN  
Universitätsstr. 10

Das kleinste japanische Zangen-Ampereometer mit Voltmeter!



Mod I: 25/125 A ~ und 125/250 V ~  
Mod II: 60/300 A ~ und 300/600 V ~  
Mod Ia: 5/25 A ~ und 125/250 A ~  
Mod Ib: 10/50 A ~ und 125/250 V ~  
netto nur 58,- DM einschl. Ledertasche und Prüfschnüre. Bitte Sonderprospekt anfordern!

Elektro-Versand KG. W. Basemann  
636 Friedberg Aht 817

## Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden und Relais, kleine und große Posten gegen Kasse zu kaufen gesucht: Neumüller & Co. GmbH, Mündeln 13, Schraudolphstr. 2/T

Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse. Röhren-Müller, Kerkheim/Ts. Parkstr. 20

HANS HERMANN FROMM bietet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Platz 3, Telefon: 87 33 95/96, Telex: 1-84509

Gegen Barzahlung wird schnellstmöglich gesucht:

Polyskop II

Sichtgeräte Nordmende WSG 326

Die Geräte sollten einsatzbereit sein. Angebote erbeten unter F. H. 8450

## Verkäufe

Ausschleimot (Elektronik)  
Zuschritten unter F. G. 8449



Für die Entwicklung von Hochfrequenz- und Ultraschall-Geräten suchen wir umgehend einen befähigten

## INGENIEUR (TH oder HTL)

mit gut fundierten theoretischen und praktischen Kenntnissen der Hochfrequenztechnik.

Wir bieten ausbaufähige Dauerstellung, angenehme Arbeitsbedingungen, 5-Tage-Woche und Altersversorgung. Wohnung kann gestellt werden.

Bewerber, die den gestellten Anforderungen gewachsen sind, bitten wir, ihre Unterlagen (Lebenslauf, Zeugnisabschriften, Foto) mit Angabe des frühesten Eintrittstermins, der Wohnungswünsche und Gehaltsansprüche zu richten an:

**KÖRTING RADIO WERKE GMBH**  
8211 - GRASSAU / CHIEMGAU

Ein bekanntes Unternehmen im Vertrieb elektronischer Geräte mit Sitz im Raum Düsseldorf sucht zum 1. 4. 1965

## jüngeren Mitarbeiter

zur technischen Beratung und Ausarbeitung von Angeboten. Voraussetzung sind solides Allgemeinwissen, Kenntnisse in der Elektro- oder Rundfunktechnik, gewandte Umgangsformen. Wir bieten günstige Arbeitsbedingungen, 40-Stunden-Woche und viele soziale Leistungen. Bewerbungen erbeten unter S. 266 an ANNONCEN-SCHÜRMANN 4 Düsseldorf 1, Postfach 7520

## ABSOLUTE JAPAN-NEUHEIT · DIREKTER IMPORT

Vollautomatische Bleistiftspitzmaschine mit Batterieantrieb  
Einzigartig in der Leistung

Bei täglichem Gebrauch reicht ein Batteriezell ca. ein Jahr, keinerlei Wartung.

Mustersendung von 6 Maschinen ..... je DM 14,50 durch Nachnahmeversand, unfrei.

Jede Maschine wird mit drei Ersatzmessern geliefert.

Wichtig: Auch große Stückzahlen sind prompt ab Lager Flm. lieferbar.

CLAUS BRAUN, 6 Frankfurt a. M. 1, Beethovenstraße 40, Abt. V  
Telefon 70 10 05 — Japan- und Hongkong-Direktimporte

## Schlechte Empfangslage?

Nehmen Sie doch

### TRIAL-Transistorverstärker

Preis und Leistung sensationell

#### UHF-Antenne

21 Elemente mit Transistorverstärker und Speisegerät kpl. netto DM 96,-

#### VHF-Antenne

8 Elemente mit Transistorverstärker und Speisegerät kpl. netto DM 62,-

#### UHF-Verstärker

für Mastmontage netto DM 50,-

#### VHF-Verstärker

für Mastmontage netto DM 27,-

#### Speisegerät 220 V

netto DM 21,-

#### Speisegerät für Serienschaltung

netto DM 20,-

DR. TH. DUMKE KG.

407 Rheydt, Postfach 75

## Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilver sand

Ingenieur Heinz Lange

1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

## Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsichttechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlusszeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-147, Telefon: Sammelnummer (03 11) 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jönicke, Technischer Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu. Anzeigenredaktion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, beide Berlin. Chefgraphiker: Bernhard W. Baerwirth, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PschA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



# VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

DIE ZUVERLÄSSIGKEIT von VALVO-Transistoren und -Dioden beruht auf eingehenden Qualitätsuntersuchungen und langer Erfahrung in der Herstellung von Halbleiterbauelementen.



## Lebensdauerprüfung von VALVO-Transistoren und -Dioden

Das Bild gibt einen Einblick in die Anlagen des Qualitäts-Laboratoriums der VALVO-Röhren- und Halbleiterwerke in Hamburg-Lokstedt. In jedem dieser Prüftürme werden 1000 Transistoren oder Dioden einer harten Lebensdauerprüfung unterzogen. Eine vollautomatische Datenverarbeitungsanlage registriert die Meßergebnisse und wertet sie aus. Man gewinnt aus den Ergebnissen wertvolle Hinweise für die Steuerung der laufenden Fertigung.

VALVO GMBH



HAMBURG 1

A 0354/504

10020

E. Müller-Str. 56

80329