



BERLIN

# FUNK- TECHNIK

A 3109 D

16 | 1963+

2. AUGUSTHEFT



### Richtfest des Nordmende-Entwicklungscentrums

Das neue Entwicklungscentrum auf dem insgesamt 78 000 m<sup>2</sup> umfassenden Nordmende-Gelände in Bremen-Hemelingen wurde am 11.7.1963 gerichtet. Es ist ein Bauwerk in Betonskelett-Manier, zweifärbig verkleinert, mit festem Rastermaß auf Stahlbetonpfählen errichtet. Über 100 Meter Länge mißt der fünfstockige Komplex. Auf mehr als 6000 m<sup>2</sup> Nutzfläche werden hier alle für die Forschung, Entwicklung und Konstruktion tätigen Abteilungen von Nordmende untergebracht.

### UNIVAC 1107"

für TH Stuttgart

Die für das Institut für Statik und Dynamik der Flugkonstruktionen an der Technischen Hochschule Stuttgart bestellte "UNIVAC 1107"-Großrechenanlage traf am 18.7.1963 mit einem Pan American Jet-Frachter auf dem Stuttgarter Flughafen ein. Die Anlage, die auch von anderen Luftfahrtinstituten im Raum Stuttgart mitbenutzt wird, soll in etwa drei Monaten in Betrieb genommen werden. Besondere Merkmale dieses modernen Systems sind die vielfältigen unabhängigen Ein- und Ausgabemöglichkeiten, die parallele Arbeitsweise und der neuartige Dünnenschichtspeicher, der sich durch extrem kurze Schaltzeiten (1...13 ns) auszeichnet.

### Quasi-elektronisches Fernsprechamt in Stuttgart in Betrieb genommen

Am 12. Juli 1963 wurde in Stuttgart/Blumenstraße eine

neue Fernsprech-Ortsvermittlungsstelle der Deutschen Bundespost (für 2000 Teilnehmer im Endausbau) in Betrieb genommen. Die Standard Elektrik Lorenz AG hat hier ein quasi-elektronisches Versuchsmaterial aufgebaut, in dem für die Ortsvermittlungstechnik völlig neuartige Bauelemente eingesetzt wurden. Für die Durchschaltung der Sprechwege treten an die Stelle luftoffener Wählerkontakte sogenannte "Herzkone" (hermetisch abgeschlossene Kontakte); die Steuerung übernehmen - in Verbindung mit "Herzkonen" - rein elektronische Bauelemente (Transistoren und Dioden).

Ein bemerkenswerter Vorteil des neuen Systems, das die Bezeichnung „HE-60“ trägt, besteht unter anderem in der Möglichkeit, daß außer den normalen Fernsprechapparaten auch Tastwahlapparate angeschlossen werden können.

### Ela-Anlagen auf dem Deutschen Turnfest in Essen

Zum Deutschen Turnfest in Essen lieferte Telefunken umfangreiche elektroakustische Anlagen: eine 400-W-Beschallungsanlage mit sechs wetterfesten Tonstrahlern und zehn Hornlautsprechern für die neue Gruga-Kampfbahn sowie eine 200-W-Anlage für die neue Gruga-Sport- und Turnhalle. Für die Abschlußkundgebung auf der Festwiese wurde die von Telefunken installierte 1000-W-Anlage mit 20 Tonstrahlern in der Leistung um weitere 400 W verstärkt und durch 16 Trichterlautsprecher ergänzt.

### Fernsprechanlagen auf der „Esso Deutschland“

Der Tanker „Esso Deutschland“, das größte Schiff der deutschen Handelsflotte, ist mit industriellen Philips-Fernsehanlagen ausgestattet, die der Schiffsführung die Navigation bei der Reisefahrt erleichtern sollen. Um die Beobachtungsmöglichkeiten für Manöver vor dem Bug des Schiffes zu erweitern, ist auf dem Vormast eine schwankbare Kamera montiert, die das Vorfeld vor dem Bug beobachtet. Eine weitere Fernsehkamera läßt sich zusätzlich je nach Bedarf links oder rechts am Vorschiff einsetzen. Die von den Fernsehkameras aufgenommenen Bilder werden zu Monitoren auf der Kommandobrücke übertragen, so daß sich die Schiffsführung jederzeit einen Überblick über die Verkehrslage machen kann.

### Wetternetze elektronisch berechnet

Zur Lösung technischer und kaufmännischer Aufgaben hat die Harpener Bergbau AG. Dortmund, bei Siemens eine Datenverarbeitungsanlage „2002“ bestellt. Die Anlage enthält einen Magnetkernspeicher für 5000 Worte sowie einen Trommelspeicher für 10 000 Worte, hat Lochkarten-Ein- und -Auszüge und ist mit einem zweibahnigen Schnelldrucker und fünf Magnettbandgeräten ausgestattet. Beachtigt ist, daß die Datenverarbeitungsanlage auch zur Abbau- und Produktionsplanung einzusetzen, Wetternetze zu berechnen sowie Probleme der Markscheiderei und des Transports unter Tage zu lösen.

### 2. AUGUSTHEFT 1963

FT-Kurznachrichten .....	554
Das Jahr der ruhigen Sonne .....	557
Elektronische Fernsehantennen .....	558
Induktive Geber und Meßverfahren für nichtelektrische Größen .....	561
Technische Probleme des Hi-Fi-Plattenspielers .....	564
<b>ELEKTRONIK-INGENIEUR</b>	
Spannungs-Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden .....	567
Mischpult für Hörspielaufnahmen .....	571
Von Sendern und Frequenzen .....	573
Gegentakt-B-Verstärker mit dem Leistungstransistor OD 603 .....	574
<b>FT-BASTEL-ECKE</b>	
Bausteine für Transistorsuper: Selbstschwingende Mischstufe .....	576
<b>Vom Versuch zum Verständnis</b>	
Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik .....	578
<b>Fernseh-Service</b>	
Gestörtes Bild bei Fernsehempfang .....	581
Neue Bücher .....	581
Persönliches .....	582

**Unser Titelbild:** Aufsetzen eines Antennenschusses bei einer Fernseh-Sendeantenne für die Bereiche IV und V auf dem SEL-Prüfstand  
Aufnahme: Standard Elektrik Lorenz AG

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 555, 556, 569, 570, 577, 583 und 584 ohne redaktionellen Teil

**VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin - Borsigwalde.** POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331. TELEGRAMMANSCHRIFT: Funktechnik Berlin. FERNSCHEIB-ANSCHLUß: 0181 632 fachvertrieb bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jancke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chekorrrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempen/Altgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chegraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf berechnet. Auslandspreis II. 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: Eisnerdruck, Berlin



## Große Deutsche Funkausstellung Berlin 1963

► Die Funkausstellung auf dem Berliner Messe- und Ausstellungsgelände unter dem Funkturm (telefonische Auskunft (0311) 920291) ist vom 30.8. bis 8.9.1963 täglich von 10 bis 19 Uhr geöffnet. Der Dauerausweis kostet 6 DM, die Tageskarte für Erwachsene 2 DM, der offizielle Ausstellungskatalog 3,50 DM.

► Anfahrtsrouten zur Ausstellung mit den Straßenbahnen 75, 76 und den Autobussen A 4, AS 4, A 10, A 65, A 69 sowie Sonderautobussen bis Messe- und Ausstellungsgelände (Hammarskjöldplatz), Untergrundbahn bis Kaiserdamm oder Reichskanzlerplatz.

► Zimmerbestellungen entweder direkt beim Beherrschungsgewerbe oder privaten Zimmervermietern oder über das Verkehrsamt Berlin, 1 Berlin 12, Fasanenstraße 7-8, Telefon (0311) 240011.

► Bei der Eröffnung der Funkausstellung am 30.8.1963 um 10.30 Uhr im Großen Sendesaal des SFB-Funkhauses wird der Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen, Richard Stücklen, die Eröffnungsrede halten.

► Die ARD wird während der Großen Deutschen Funkausstellung 1963 in Berlin in den drei großen Blocks „Sonderveranstaltungen“ — öffentlich dargebotene Hörfunkprogramme — öffentliche Fernsehprogramme“ insgesamt 8504 Minuten gestalten. Auf die Sonderveranstaltungen entfallen 3235 Minuten, auf öffentliche Hörfunkprogramme 2730 Minuten, auf öffentliche Fernsehprogramme 2460 Minuten. Die öffent-

lichen Fernsehproben werden 450 Minuten in Anspruch nehmen.

► Der SFB wird während der Ausstellung täglich von 10.30 bis 12 Uhr und von 17 bis 18.30 Uhr Stereo-Programme senden. Auf allen Ständen und im Pavillon G (Belgischer Pavillon) werden diese Stereo-Musiksendungen zu hören sein (s. a. S. 573).

► Am 30. August wird das öffentliche Eröffnungskonzert aus dem Großen Sendesaal im Haus des Rundfunks von 20 bis 22 Uhr unter Leitung von Wolfgang Sawallisch in Stereo direkt übertragen.

► Am 3. September sendet der SFB um 20 Uhr die dramatische Kantate „Libertas cruciata“ von Max Baumann unter der Stabführung von Ljubomir Romanski (Stereo-Bandaufnahme).

► Der 5. September bringt um 20 Uhr die Stereo-Direktübertragung eines öffentlichen Konzertes aus dem Großen Sendesaal im Haus des Rundfunks. Zur Aufführung gelangt das Oratorium „Die Krippe“ von Pablo Casals unter Leitung des Komponisten.

► Am 6. September wird der SFB um 20 Uhr die Bandaufnahme einer stereophonen aufgenommenen Oper senden.

► Als „Leuchtender Beitrag“ der Deutschen Philips GmbH zur Funkausstellung wird der Berliner Funkturm (im Volksmund „Langer Lukas“ genannt) während der Dauer der Ausstellung bei Dunkelheit im Licht von annähernd 2000 Glühlampen je 15 W erstrahlen. Die Lampenfassungen werden zunächst im Abstand von 40 cm auf Holzleisten montiert, die man dann an den vier rund 120 m hohen Hauptpfeilern als Lichterkette anbringt. Außerdem werden die Konturnen des Restaurants und der darüber befindlichen Aussichtsplattform von je einer Lichterkette nachgezeichnet.



- FÜR HEUTE FERTIGEN
- FÜR MORGEN ENTWICKELN
- FÜR ÜBERMORGEN FORSCHEN

Rundfunk- und Fernseh-  
Empfängeröhren  
Fernsehbildröhren  
Ablenkmittel  
Halbleiter  
Transistoren  
Germanium-Dioden  
Silizium-Dioden  
Spezialröhren  
Mikrowellenröhren  
Oszilloskopröhren  
Spezialverstärkeröhren  
Senderöhren  
Vakuumkondensatoren  
Gasgefüllte Röhren  
Stabilisatoren  
Kalkkathodenröhren  
Klein-Thyratrons  
Fotoelektronische Bauelemente  
Fotozellen  
Fotowiderstände  
Fotovervielfacher

#### TELEFUNKEN-RÖHREN UND -HALBLEITER

immer zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorteile, die TELEFUNKEN in einer fast 60jährigen steten Fortentwicklung erarbeitet hat.

# TELEFUNKEN



**TELEFUNKEN G.M.B.H.**  
FACHBEREICH RÖHREN  
VERTRIEB  
7900 ULM

Bitte, besuchen Sie uns  
während der Großen Deutschen Funkausstellung 1963  
Berlin in Halle X

# Berlin ruft

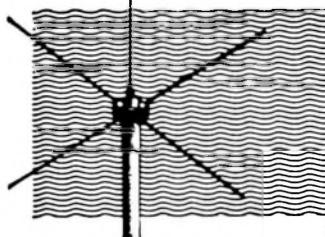


## Große Deutsche Funk- ausstellung 1963

vom 30. August bis 8. September  
in den Ausstellungshallen  
am Funkturm

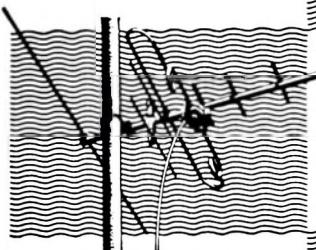
Information: Berliner Ausstellungen  
1000 Berlin 19 Hammarskjöldplatz 1-7

Große  
Deutsche  
Funkausstellung  
1963 Berlin 30 Aug - 8. Sept



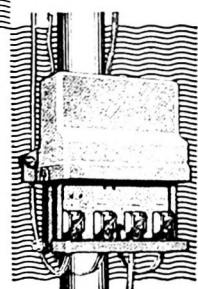
... verbessert

... fortschrittlich



... neu

... bewährt



Das Lieferprogramm der  
**fnbr** - Antennenwerke

**fnbr** erwartet Sie mit  
interessanten Neuheiten.  
Ein Besuch der sich lohnt!!

Halle I [REDACTED]  
Stand 103, Tel. 947723

**fnbr**

E 13/5/63

ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO.  
3202 BAD SALZDETTEL/FURTH/HANNOVER

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

# FUNK-TECHNIK

## Weltweites Forschungsunternehmen

### DAS JAHR DER RUHIGEN SONNE

Zu den erfolgreichsten bisher durchgeföhrten Forschungsunternehmen gehört das „Internationale Geophysikalische Jahr 1957/58“. Es zeigte eine vorbildliche internationale Zusammenarbeit und brachte auf vielen Gebieten neue Erkenntnisse. Die wissenschaftliche Auswertung ist heute noch im Gange, zu einem Zeitpunkt, in dem sich der „Ausschuß für Weltraumforschung des Internationalen Rates Wissenschaftlicher Vereinigungen (Cospar)“ damit befaßt, die Forschungsprogramme für das neue „Internationale Jahr der ruhigen Sonne 1964/65“ festzulegen. Dieses neue weltweite Projekt soll die Forschungen des IGY 1957/58 ergänzen. Bisher meldeten 54 Länder — darunter auch die Bundesrepublik Deutschland — ihre Teilnahme an diesem neuen Gemeinschaftsunternehmen der Wissenschaft.

Bei der Eröffnung des IGY 1957/58 ahnte nur ein kleiner Kreis von Experten, welche Bedeutung dieses Forschungsprogramm für die Weiterentwicklung von Funk, Radar und Fernsehen haben könnte. Heute ist der Weltraumfunk nach und von Satelliten kein fragwürdiges Experiment mehr, sondern eher eine Angelegenheit wissenschaftlicher Planung und konstruktiver Ausführung. Es gelang, Meßwerte aus Distanzen von mehreren Millionen Kilometer zu übermitteln. Es gelangen aber auch Fernsehubertragungen in Schwarzweiß und in Farbe über den Atlantik nach den USA. Schon diese Beispiele weisen auf aktuelle Zukunftsaufgaben. Auch in der neuen Forschungsperiode spielt der Sektor Funktechnik mit zahlreichen Sonderproblemen eine wichtige Rolle.

Sonneneruptionen sind in ihren Auswirkungen für den Funkverkehr interessant. Besonders aufschlußreich war am 9. Februar 1958 eine Eruption von zwei Stunden Dauer. Sie setzte gewaltige Materieströme frei. Die Funkempänger reagierten mit ganz ungewöhnlichen Störgeräuschen. Rund 26 Stunden später setzte auf der Erde ein in unserem Zeitalter bisher unbekannt heftiges Feuerwerk ein. Lichtgarben sprühten am nächtlichen Himmel bis in tropische Breiten. Elektrische Ströme jagten um den Erdball, und ein Teil der Elektrizität nahm sogar den Weg durch die Ozeane und über das Atlantikkabel zwischen Neufundland und Schottland. Die Meßwerte für das erdmagnetische Feld zeigten sprunghafte Veränderungen.

Der Funkverkehr war tagelang empfindlich gestört. Wie man später berechnet hat, verursachte eine Wolke ionisierten Gases (Sonnenplasma) von rund 74 Millionen Kilometer Länge und fast 7000 Kilometer Breite solche Auswirkungen nach Erreichen der Erde. Mit dieser Eruption war gleichzeitig bewiesen, daß der gegenwärtige Elf-Jahres-Zyklus der Sonnenfleckenhäufigkeit 1957/58 das Maximum erreicht hatte und 1964 in das Aktivitätsminimum eintritt. Dieser Zeitabschnitt des Sonnenfleckemaximums zählt zu den sonnenfleckenreichsten Perioden der letzten 200 Jahre. Man hatte neue Instrumente und Beobachtungsverfahren in stationären und fliegenden Observatorien angewandt und neue Möglichkeiten gefunden, Theorien experimentell zu prüfen und den Fundus an Wissen zu bereichern.

Im „Jahr der ruhigen Sonne“ sollen viele zusätzliche Experimente und Beobachtungen durchgeführt werden, die man bisher wegen der hohen Sonnenaktivität nicht abwickeln konnte. Die Sonne ist während des Aktivitätsminimums keineswegs völlig ruhig, wenn auch monatelang die sichtbaren Aktivitätszeichen, beispielsweise die Sonnenflecken, fehlen werden. Nach Ansicht vieler Astrophysiker gibt es zu jeder Zeit Störungen in der Chromosphäre und Korona, ferner auch Emissionen von Radio- und Korpuskularstrahlung. Man hofft, jetzt die Häufigkeit solcher Störungen — bei starker Sonnenaktivität sind sie weitgehend verdeckt — besser beobachten und statistisch erfassen zu können.

Wie Untersuchungen während des IGY bewiesen, muß die Sonne weitgehend als Quelle von Partikeln angesehen werden, die sich nur mit

mäßiger Energie durch den Weltraum bewegen. Man entdeckte Möglichkeiten, das Abströmen solcher Partikel festzustellen, und durch Auswertung früherer Beobachtungen genügend solcher Ereignisse zu identifizieren. Damit gelang es, ihre Abhängigkeit von der Sonnenaktivität nachzuweisen. Aller Wahrscheinlichkeit nach kommt es im Aktivitätsminimum seltener zu diesen Ausbrüchen „weicher“ Strahlung. Im Zeitabschnitt 1964/65 hofft man, dieses Phänomen mindestens einmal vollkommen in allen Phasen zu registrieren.

Ein neues amerikanisches Sonnenobservatorium auf dem Kitt Peak in Arizona und verschiedene andere Stationen bereiten umfassende photometrische und spektrographische Untersuchungen von Fackelgebieten und Koronaausbrüchen vor. Aller Voraussicht nach werden in Fortsetzung des Stratoskop-Programmes Sonnen-teleskope an riesigen Ballonen in Beobachtungspositionen jenseits der dichten Erdatmosphäre geschickt. Mit Spezialgeräten ausgerüstete Forschungsraketen und Erdsatelliten sollen im Weltraum patrouillieren und Meßdaten über Ultraviolett- und Gammastrahlung verschiedener Wellenlänge, über Röntgenstrahlung bei Eruptionen und über das sogenannte Zodiakallicht zur Erde senden. Es ist auch beabsichtigt, die Korpuskularstrahlung nach Art und Energie der Partikel zu analysieren, denn die bisherigen Erkenntnisse vom Energiespektrum solcher Partikel sind noch sehr lückenhaft.

Bezüglich Menge und Art der von der Sonne ausgestoßenen Materie dürfen sich während des Aktivitätsminimums ganz andere Werte einstellen als zur Zeit des IGY. Da das Sonnenplasma wahrscheinlich auch solare Magnetfelder tief in den interplanetaren Raum mitnimmt — sie lenken nach Erfahrungen mit der Raumsonde „Pionier V“ die kosmische Strahlung aus Räumen außerhalb unseres Sonnensystems ab —, erhofft man sich von Erdsatelliten auf stark exzentrischen Umlaufbahnen sowie von neuen Venus- und Marssonden interessante Aufschlüsse über die mit diesem Phänomen gekoppelten Probleme.

Eine Sonderstellung nehmen ferner die Untersuchungen im Zusammenhang mit der Magnetosphäre der Erde und dem van-Allen-Strahlengürtel ein. Sehr interessant sind hier zeitlich genau verfolgte Wanderungen langsamer Partikelströme von der Sonne zur Erde und gründliche Studien, wo und wie beispielsweise Partikel in der van-Allen-Strahlzone gespeichert werden, und ob Dichte- und Intensitätsschwankungen in dieser Zone in direkter Beziehung zu Polarlichtern und Nachthimmelsleuchten stehen.

Schließlich sollen koordinierte, meistens zur selben Zeit rund um den Erdball vorgenommene synoptische Beobachtungen der verschiedensten Phänomene dazu beitragen, den Theoretikern zuverlässige Unterlagen für Hypothesen und wissenschaftliche Modelle zu geben. Allein die Vereinigten Staaten beabsichtigen, im „Jahr der ruhigen Sonne“ 700 Forschungsraketen und 70 Forschungssatelliten sowie Raumsonden zu starten. Eng miteinander verflochtene Forschungsprogramme auf den Gebieten Sonnen-, Ionosphären- und Atmosphärenphysik, Nachrichtentechnik, Meteorologie, Erdmagnetismus und Höhenstrahlung lassen neue Fortschritte der Wissenschaften erwarten. Dabei spielt die Funktechnik in ihrer Gesamtheit, auch wenn sie nur Meßwerte oder Nachrichten vermittelt, eine bedeutende Rolle. Auch im „Jahr der ruhigen Sonne“ wäre eine sinnvolle Erforschung der Vorgänge im Weltraum ohne die Brücken der Nachrichtentechnik unvorstellbar. Es versteht sich, daß man in diesem Zusammenhang besonderen Wert auf die Erforschung noch offener stehender Fragen der Wellenausbreitung im Weltraum legen wird. Es versteht sich aber auch, daß ein solches Großprojekt nur auf internationaler Ebene unter Einsatz aller irgendwie geeigneten Arbeitsgruppen — wie beispielsweise auch des Amateurfunks — realisiert werden kann.

Werner W. Diefenbach

# Elektronische Fernsehantennen

**Die Fernsehantennen-Industrie hat sich in den vergangenen Jahren intensiv und mit Erfolg bemüht, elektrisch hochwertige, konstruktiv ausgereifte und preisgünstige Fernsehantennen für alle denkbaren Empfangslagen auf den Markt zu bringen. Bei den meisten Modellen, den mittleren und kleinen Antennen, stehen die Forderungen nach Einfachheit und niedrigem Preis im Vordergrund. Bei den Spezialantennen für schwierige Empfangsgebiete dagegen versuchte man, vor allem elektrisch optimale Werte zu erreichen. Dabei stieß man, was den Antennengewinn anbelangt, sehr bald aus physikalischen Gründen auf eine Grenze, die trotz aller mechanisch-konstruktiven Anstrengungen nicht überschritten werden konnte. Die selbst mit größten Antennen erreichbaren relativ kleinen Verbesserungen des Gewinns und damit des Rauschabstandes des Fernsehbildes standen in keinem zufriedenstellenden Verhältnis zu dem dafür notwendigen Aufwand.**

**Ein Durchbruch durch diese Grenze ist mit der Entwicklung sogenannter „elektronischer“ Antennen gelungen. Dies war erst möglich, als rauscharme, preiswerte Transistoren und Nuvistoren zur Verfügung standen. Elektronische Antennen sind die Kombination von Fernsehempfangsantennen mit großer Bündelung und daher hohem Gewinn, die mit einem rauscharmen Röhren- oder Transistorantenennenverstärker zu einer Einheit zusammengebaut sind. Der Antennenverstärker wird dabei unmittelbar in die Dipolanschlussohle der Fernsehantenne eingebaut. Antennen dieser Art werden seit etwa 1½ Jahren in den USA für das dortige VHF-Band (Low-Band) 54 ... 88 MHz, Kanal 2-6, und High-Band 174 ... 216 MHz, Kanal 7-13, angeboten. Ihre Anwendung im UHF-Bereich<sup>1)</sup> ist noch wirksamer als im VHF-Bereich, da die Kabeldämpfungen wegen der höheren Frequenzen hier wesentlich höher sind und außerdem neuendrige Transistoren gefertigt werden, deren Rauschzahl gerade in diesem Bereich wesentlich niedriger liegt als die der entsprechenden Röhren.**

## 1. Zweck und Wirkungsweise der elektronischen Antennen

Sieht man von den Störungen infolge von Reflexionen ab – den bekannten Geisterbildern, die nach wie vor nur durch die Richtwirkung der Fernsehantennen ausgebendet werden können –, dann wird die Qualität des Fernsehbildes vor allem vom Rauschabstand, das heißt vom Verhältnis der dem Empfänger angebotene Nutzspannung zu der vorwiegend in der Eingangsstufe des Empfängers selbst erzeugten Rauschspannung bestimmt.

Ein Bewertungsmaßstab, der den Zusammenhang zwischen dem (hochfrequenten) Rauschabstand und der Bildqualität kennzeichnet, wird immer subjektiv sein. Er ist außerdem sehr vom Abstand Bildschirm-Beobachter abhängig. Es ist daher zu ver-

<sup>1)</sup> Köhler, A.: Transistorverstärker in der Dipolanschlussohle von Fernsehempfangsantennen für den UHF-Bereich. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 3, S. 70-74

sehen, daß bei verschiedenen Stellen Qualitätsbewertungen für den Rauschabstand in Gebrauch sind, die stark voneinander abweichen. Nach neueren Erkundigungen bei Instituten, die sich speziell mit diesen Fragen der Bildbeurteilung befassen, scheint für ein brauchbares Bild ein Rauschabstand von etwa 37 ... 39 dB erforderlich und ausreichend zu sein (Erträglichkeitsgrenze), und zwar bei einem Betrachterabstand von etwa 4 × Bildhöhe. Bei größerem Abstand (etwa 8 × Bildhöhe) kann diese Grenze niedriger liegen. Besonders in Gebieten mit sehr schwachen Feldstärken wird man sich oft mit einem geringeren Rauschabstand und daher geringerer Bildqualität begnügen müssen. Die Wahrnehmbarkeitsgrenze für das Rauschen liegt bei etwa 51 bis 52 dB; eine weitere Steigerung des Rauschabstandes über diese obere Grenze hinaus bringt keine erkennbare Bildverbesserung (hinsichtlich des Rauschabstandes) mehr. Eine Änderung des Rauschabstandes von weniger als 2 dB ist im Bild nicht immer eindeutig als solche erkennbar. Sie muß wenigstens 3 dB betragen, um deutlich feststellbar zu sein.

Elektronische Fernsehantennen werden vor allem eingesetzt, um bei gegebenen sehr schwachen Feldstärken (besonders dann, wenn andere Mittel, wie die Erhöhung des Antennenaufwandes, Verringerung der Kabeldämpfung usw., versagen) die Bildqualität so zu steigern, daß sie über der Erträglichkeitsgrenze liegt. Die Wirkungsweise der elektronischen Fernsehantennen und die Berechnung der mit ihnen erreichbaren Rauschabstandsverbesserungen soll im folgenden erläutert werden.

Vergleicht man eine Empfangsantennenanlage ohne Vorverstärker mit einer gleichen Anlage, bei der aber ein rauscharmer Vorverstärker unmittelbar an der Antenne (also in der Dipolsohle) eingebaut ist, dann zeigt sich eine Vergrößerung des Rauschabstandes aus nachstehenden zwei Gründen:

### 1.1. Vergrößerung des Rauschabstandes durch Einbau des Vorverstärkers an der Antenne

Durch den Einbau des Vorverstärkers an der Antenne (also vor dem Antennenkabel statt hinter diesem am Empfängereingang) wird der Rauschabstand um den Betrag der Kabeldämpfung  $D_K$  (in dB) vergrößert. Allgemein wird das die Qualität der Übertragung bestimmende Nutz/Stör-Verhältnis einer Übertragungsstrecke mit Verstärkern um so besser, je näher der Verstärker am Generator liegt. Auf den vorliegenden Fall angewandt heißt das: Das größte Nutz/Rausch-Verhältnis wird dann erhalten, wenn die Antenne und der Verstärker zusammengebaut werden. In dem Vorverstärker selbst wird entsprechend seinem Rauschfaktor eine Rauschspannung  $U_R$  erzeugt, deren Höhe natürlich unabhängig ist vom Einschaltort des Vorverstärkers in das Antennenkabel. Das trifft aber nicht zu für die den Eingangsklemmen des Vorverstärkers an-

gebogene Nutzspannung  $U_A$ . Es ist leicht einzusehen, daß dem Vorverstärker dann, wenn er vor dem Empfänger eingeschaltet wird, nur die um die Kabeldämpfung vermindernde Nutzspannung von der Antenne her angeboten wird, während er beim Einbau unmittelbar an der Antenne die volle Antennenspannung erhält. Das Verhältnis Nutzspannung zu Rauschspannung, also der Rauschabstand  $U_A/U_R$ , ist daher in dem letzten Fall um den Betrag der Kabeldämpfung günstiger.

Die durch das „Hochsetzen“ des Verstärkers erreichte Rauschabstandsvergrößerung ist unabhängig von den Rausch-eigenschaften des Empfängereingangs und dem Verstärkfaktor des Vorverstärkers. Da diese Rauschabstandsverbesserung linear mit der Kabeldämpfung zunimmt, ist sie im Diagramm (s. Bild 3) durch eine Gerade mit 45° Steigung darstellbar.

### 1.2. Vergrößerung des Rauschabstandes durch den Unterschied zwischen den Rauschfaktoren

Der Rauschfaktor  $F_2$  der Empfängereingangsstufe und der Rauschfaktor  $F_1$  (rauscharmen) Vorverstärkerstufe werden im allgemeinen verschieden sein. Je größer der Unterschied zwischen den beiden Rauschfaktoren ist, um so günstiger wird der Gesamtrauschkfaktor  $F_{tot}$  und damit natürlich der Rauschabstand der gesamten Empfangsanlage.

Für das Gesamtrauschen zweier oder mehrerer hintereinander geschalteter Verstärkerstufen mit den Rauschzahlen  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$  bis  $F_n$  und den Verstärkfaktoren  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  ...  $V_n$  gilt nach Meinke u. Gundlach

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_1} + \frac{F_3 - 1}{V_1 \cdot V_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{V_1 \cdot V_2 \dots V_{n-1}}$$

( $V_1$ ,  $V_2$  ...  $V_n$  sind hier die Leistungsverstärkfaktoren).

Bestimmt für den Gesamtrauschkfaktor ist zunächst der (möglichst niedrige) Rauschfaktor der Vorstufe. Der Anteil des (höheren) Rauschfaktors, den die Empfängereingangsstufe zum Gesamtrauschkfaktor beiträgt, ist umgekehrt proportional der Leistungsverstärkung oder dem Quadrat der Spannungsverstärkung. Der Unterschied zwischen beiden Rauschfaktoren wird also nur dann voll ausgenutzt, wenn der Verstärkfaktor des Vorverstärkers hinreichend hoch ist.

Wenn der Vorverstärker aus den unter 1.1 genannten Gründen direkt an der Antenne eingeschaltet wird, dann liegt zwischen seinem Ausgang und dem Empfängereingang die Kabeldämpfung  $D_K$ . Diese ist von dem Verstärkfaktor der Vorverstärkerstufe abzuziehen. Das wirkt sich praktisch so aus, daß bei gegebenen  $F_1$  und  $F_2$  mit wachsender Kabellänge  $F_{tot}$  höher und daher die durch das geringe Rauschen der Vorstufe erreichte Rauschabstandsverbesserung ungünstiger wird.

Die Änderung (Verbesserung) des Rauschfaktors des Vorverstärkers

$$\Delta F = F_2 - F_{tot} \quad (2)$$

wird dann = 0, wenn

$$V - D_K = V_r = \frac{F_2 - 1}{F_2 - F_1} \quad (3)$$

ist, wie leicht aus Gl. (1) abzuleiten ist.

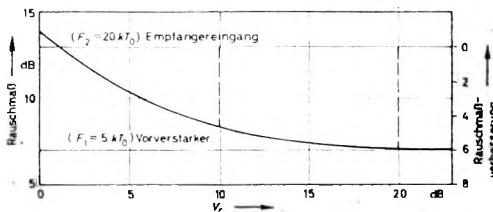
Wenn  $D_K$  weiter wächst und größer wird als  $V$ , wenn also aus der resultierenden Verstärkung  $V$ , eine Dämpfung wird, dann wird  $F_{\text{tot}}$  größer als  $F_2$ .

Für die Praxis ist es oft zweckmäßig, die Faktoren in dB auszudrucken. Die Verstärkung des Vorverstärkers und die Kabeldämpfung dürfen als bekannt vorausgesetzt werden; ebenso die Rauschfaktoren oder das Rauschmaß ( $10 \log F$ ) des Vorverstärkers und des Empfängers. Das Gesamtrauschmaß in dB errechnet sich dann aus Gl. (1) zu

$$10 \lg F_{\text{tot}} = 10 \lg \left( F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_r} \right). \quad (4)$$

## 2. Elektronische Antennen in Einzelanlagen im Bereich IV/V

Im Bild 1 sind als Beispiel das Gesamtrauschmaß und die Verbesserung des Rauschmaßes errechnet, die sich einstellt, wenn man vor einen durchschnittlichen Fernsehempfänger im Bereich IV/V mit



einem Rauschfaktor  $F_2 = 20 kT_0$  einen rauscharmen Vorverstärker mit dem Rauschfaktor  $F_1 = 5 kT_0$  vorschaltet. Dabei ist die resultierende Verstärkung variiert. Das entspricht in der Praxis einer Änderung der Kabeldämpfung oder Kabellänge bei gegebenem Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers.

Man er sieht daraus folgendes: Die maximal mögliche Rauschmaßverbesserung ist hier etwa 6 dB. Nimmt man den Verstärkungsfaktor je Stufe zu 10 dB (Leistungsverstärkung 10fach) an, dann ist die Rauschmaßverbesserung bei einer Stufe 4,62 dB, bei zwei Stufen 5,85 dB, wenn der Vorverstärker jeweils direkt vor dem Empfänger eingeschaltet wird (Kabellänge = 0). Liegt aber zwischen Vorverstärker und Empfängereingang eine bestimmte Kabellänge, dann wird die resultierende Verstärkung niedriger als die Eigenverstärkung des Vorverstärkers und damit auch die erreichbare Verbesserung des Rauschmaßes geringer.

Die Kabeldämpfung ist bei gegebenen Kabelftypen eine Funktion der Frequenz und der Kabellänge. Handelsübliche Koaxialkabel für Fernsehempfangsanlagen haben im Bereich IV/V eine Dämpfung von etwa 26 ... 34 dB/100 m, im Mittel (bei 600 MHz) also etwa 30 dB/100 m. Legt man diesen Wert zugrunde, dann ist die in dem vorliegenden Beispiel mit einem ein- und einem zweistufigen Vorverstärker bei verschiedenen Dämpfungen oder Kabellängen durch den Rauschfaktorunterschied zwischen Empfängereingang und Vorverstärker erreichbare Rauschmaßverbesserung aus Bild 2 zu erkennen.

Wenn man die gesamte sich aus dem Einbau des Vorverstärkers an der Antenne und dem Unterschied zwischen den Rauschfaktoren ergebende Rauschabstandsverbesserung errechnen will, dann sind die Rauschabstandsverbesserungen nach 1.1. und 1.2. entsprechend den jeweiligen Kabeldämpfungen oder Kabellängen zu addieren. Das ist für das berechnete Beispiel im Bild 3 geschehen. Danach bewirkt bei kurzen Kabellängen ein zweistufiger Vorverstärker eine um etwa 1 dB höhere Rauschabstandsverbesserung als ein einstufiger Vorverstärker. Mit wachsender Kabellänge strebt die Rauschabstandsverbesserung einem Höchstwert zu, der bei dem einstufigen Vorverstärker mit  $V = 10 \text{ dB}$  bei etwa 9,5 ... 10 dB liegt und der hier bei Kabellängen von rund 40 m erreicht wird.

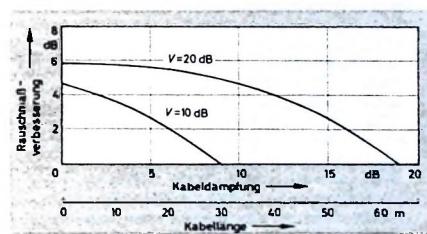
Bei dem zweistufigen Vorverstärker liegt dieser Hochwert wesentlich höher ( $\approx 19$  bis 20 dB); er wird also erst bei sehr viel größeren Kabellängen erreicht, die praktisch kaum interessieren. Bild 3 zeigt aber auch, daß sich der Einsatz eines Vorverstärkers mit mehr als zwei Stufen in dem gegebenen Beispiel, das dem Durchschnitt der Praxis entsprechen dürfte, zur Verbesserung des Rauschabstandes fast überhaupt nicht lohnt.

häuser und zusätzliche Montagearbeit), dann ist in elektrischer Hinsicht der Einbau des Vorverstärkers in die Dipoldose zweckmäßiger, besonders dann, wenn es darauf ankommt, die optimale Rauschabstandsverbesserung zu erreichen.

Das Zuleitungskabel von den Dipolklemmen zum Eingang des Vorverstärkers in dem Gehäuse am Antennenmast hat eine Eigendämpfung, die im Bereich IV/V nicht zu vernachlässigen ist. Sie ist im Mittel 0,3 dB/m bei 600 MHz, also bei den praktisch notwendigen Längen zwischen UHF-Antenne und Mastverstärker von 2 ... 5 m etwa 0,6 ... 1,5 dB. Dieser Betrag geht von der optimal erreichbaren Rauschabstandsverbesserung in jedem Fall beim Mastverstärker verloren. Praktisch kommt dann noch die Fehlanpassung an beiden Kabelenden hinzu. Die Fehlanpassung der Antenne an das Kabel liegt normalerweise unter 1 : 2, ebenso die des Vorverstärker-eingangs an das Kabel ( $\leq 1 : 1,5$ ). Sie kann an beiden Enden einen zusätzlichen Leistungsverlust und damit auch einen Verlust an Rauschabstand von je etwa 0,5 dB verursachen. Im ungünstigen Fall können sich beide Fehlanpassungen zu etwa 1 : 4 addieren. Das entspricht einem Verlust von rund 2 dB. Im Durchschnitt wird also

Bild 1. Gesamtrauschmaß  $10 \lg F_{\text{tot}}$  und Rauschmaßverbesserung eines Fernsehempfängers (Rauschfaktor  $F_2 = 20 kT_0$ ), dem ein rauscharmer Vorverstärker ( $F_1 = 5 kT_0$ ) bei einer resultierenden Verstärkung  $V_r$  vorgeschaltet ist

Bild 2. Rauschmaßverbesserung mit einem einstufigen Vorverstärker ( $V = 10 \text{ dB}$ ) und einem zweistufigen Vorverstärker ( $V = 20 \text{ dB}$ ) für verschiedene Kabellängen und Kabeldämpfungen bei  $F_2 = 20 kT_0$  und  $F_1 = 5 kT_0$



Da die neueren Fernsehempfänger im Bereich IV/V in der Eingangsstufe in zunehmendem Maße mit rauscharmen Transistoren ausgerüstet werden, unterscheidet sich ihr Rauschfaktor im Gegensatz zu dem bisheriger Empfänger mit Röhren in der Eingangsstufe nur sehr wenig oder gar nicht von dem einer elektronischen Antenne. Trotzdem tragen die elektronischen Antennen auch dann noch erheblich zur Verbesserung des Rauschabstandes bei, und zwar etwa um den Betrag der Kabeldämpfung. Eine Durchrechnung zeigt, daß die Rauschabstandsverbesserung bei einem einstufigen Vorverstärker je nach der Kabellänge oder der Dämpfung zwischen 0 und 8 ... 9 dB und bei einem zweistufigen Vorverstärker entsprechend zwischen 0 und 11 ... 12 dB liegt.

Im ersten Fall ist die Rauschabstandsverbesserung merkbar geringer als diejenige, die der Kabeldämpfung entspricht. Im zweiten Fall ist sie bei den praktisch verwendeten Kabellängen nahezu gleich der Kabeldämpfung.

### 2.1. Vorverstärker in der Dipoldose oder am Antennennmast

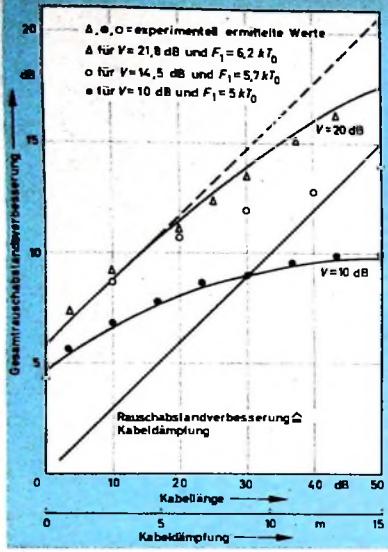
Die Frage, ob man den Vorverstärker unmittelbar in die Dipolanschlüsse der Antenne einbauen oder ob man ihn in einem besonderen Gehäuse am Antennennmast unterbringen soll, ist sehr viel diskutiert worden. Wenn man von äußeren Vor- oder Nachteilen absieht (der Mastverstärker ist zwar häufig etwas leichter zugänglich als der Verstärker in der Dipoldose, braucht aber ein besonderes Ge-

der Mastverstärker im Bereich IV/V etwa 1 ... 3 dB unter der optimal möglichen Rauschabstandsverbesserung bleiben. Das entspricht etwa dem Betrag an Rauschabstandsverbesserung, den man mit sehr viel mehr Aufwand gerade eben erreichen kann, wenn man eine lange Yagi-Antenne verdoppelt. Es ist nicht einzusehen, warum man in Grenzgebieten mit sehr schwachen Feldstärken – und gerade dort werden die elektronischen Antennen vorwiegend eingesetzt – diese Möglichkeit der Verbesserung des Rauschabstandes nicht ausnutzen sollte.

Wenn man im anderen Grenzfall zur elektronischen Antenne den Vorverstärker unmittelbar vor dem Empfängereingang einschaltet, dann verbleibt lediglich die durch den Unterschied zwischen beiden Rauschfaktoren gegebene Rauschabstandsverbesserung gegenüber einer Anlage mit gleicher Kabellänge für Kabellänge 0 (s. Bilder 2 und 4) zwischen Vorverstärker und Empfängereingang.

### 2.2. Antennenspannung und Rauschabstand

Die Antwort auf die sehr häufige Frage der Praxis, ob und mit welcher Bildqualität (hinsichtlich des Rauschabstandes) an einem gegebenen Ort Fernsehempfang technisch möglich ist, hängt allein von der Größe der örtlichen Feldstärke und der damit erreichbaren Antennenspannung ab. Die gebräuchlichen Yagi-Antennen haben zum Beispiel im Bereich IV/V einen Gewinn von etwa 5 ... 15 dB, bezogen auf einen Halbwelldipol. Eine Steigerung über 15 dB hinaus ist – soweit überhaupt mög-



lich – mit einem konstruktiv und wirtschaftlich kaum vertretbaren Aufwand verbunden.

Bei einem durchschnittlichen Fernsehempfänger im Bereich IV/V mit  $F_1 = 20 \text{ kT}_0$  ( $\triangleq 10 \mu\text{V}$  an 240 Ohm bei einer Bandbreite von 5 MHz) ist für eine brauchbare Bildqualität (Rauschabstand etwa 37 dB) eine Eingangsspannung von rund  $700 \mu\text{V}$  an 240 Ohm notwendig. Die Antennenspannung muß um die Dämpfung des Antennenkabels höher sein. Für je 10 m Kabel sind daher etwa 3 dB zu addieren. Der Einsatz eines rauscharmen ein- oder zweistufigen Vorverstärkers an der Antenne ergibt in dem berechneten Beispiel die aus Bild 3 entnehmbaren Rauschabstandsverbesserungen. Es reichen daher bei gegebenen Feldstärken und Kabellängen bereits entsprechend geringere Antennenspannungen aus, um eine gewünschte Bildqualität zu erhalten, oder es kann dann bei gleicher Antennenspannung eine entsprechend bessere Bildqualität bis zur Wahrnehmbarkeitsgrenze des Rauschens (etwa 52 dB Rauschabstand) erhalten werden. So reichen beim Einbau eines einstufigen Vorverstärkers bei zum Beispiel 20 m Kabellänge bereits etwa 560  $\mu\text{V}$  Antennenspannung aus, um mit dem angenommenen Fernsehempfänger ein brauchbares Bild (37 dB Rauschabstand) zu erhalten. Bei einem zweistufigen Vorverstärker sind dafür nur etwa 370  $\mu\text{V}$  nötig. Ohne Vorverstärker wären dafür aber etwa 1,4 mV erforderlich. Die für verschiedene Kabellängen beim Einbau eines ein- oder zweistufigen rauscharmen Vorverstärkers an der Antenne und bei einem mittleren Fernsehempfänger im Bereich IV/V im Mittel notwendigen Antennenspannungen sind aus den Bildern 4 und 5 ersichtlich.

### 2.3. Experimentelle Nachprüfung

Die im Bild 3 zusammengestellten Ergebnisse der Berechnung der gesamten Rauschabstandsverbesserungen wurden experimentell nachgeprüft. Dazu wurde die im Bild 6 skizzierte Meßanordnung benutzt. Der Meßempfänger hatte, verglichen mit einem mittleren Fernsehempfänger, eine zu hohe Rauschzahl. Deshalb wurde ein zweistufiger, mit Röhren bestückter Kanalverstärker vorgeschaltet, an dem eine Rauschzahl von etwa  $15 \text{ kT}_0$  gemessen wurde. Durch die absichtliche Unterheizung der Röhren während der Messungen konnte die Rauschzahl auf etwa  $20 \dots 25 \text{ kT}_0$  erhöht werden. Die Band-

Bild 3. Gesamtrauschabstandsverbesserung einer Antennenanlage mit einem Fernsehempfänger (Rauschfaktor  $F_1 = 20 \text{ kT}_0$ ) bei Einbau eines Vorverstärkers mit geringerem Rauschfaktor  $F_2$  direkt an der Antenne

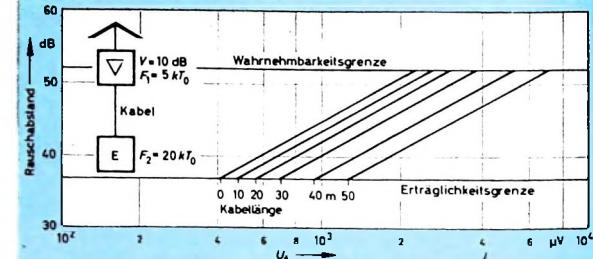


Bild 4. Notwendige Antennenspannungen  $U_A$  an 240 Ohm für verschiedene Kabellängen im Bereich IV/V für einen mittleren Fernsehempfänger ( $F_1 = 20 \text{ kT}_0$ ) bei Einbau eines einstufigen Vorverstärkers ( $V = 10 \text{ dB}, F_2 = 5 \text{ kT}_0$ )

Bild 5. Notwendige Antennenspannungen  $U_A$  an 240 Ohm für verschiedene Kabellängen im Bereich IV/V für einen mittleren Fernsehempfänger ( $F_1 = 20 \text{ kT}_0$ ) bei Einbau eines zweistufigen Vorverstärkers ( $V = 20 \text{ dB}, F_2 = 5 \text{ kT}_0$ )

breite des Meßempfängers lag bei 2 MHz. Die gemessenen Werte würden entsprechend auf 5 MHz Bandbreite und einen Eingangswiderstand von 240 Ohm umgerechnet und im Bild 3 eingetragen. Sie zeigen recht gute Übereinstimmung mit der Rechnung.

### 3. Elektronische Antennen in Gemeinschafts-Antennenanlagen

Beim Einbau eines rauscharmen Vorverstärkers der Antenne für Bereich IV/V einer Gemeinschafts-Antennenanlage als Vorstufe vor einem Antennenverstärker oder Frequenzumsetzer zur Verbesserung des Rauschabstandes ist zu beachten, daß die Rauschfaktoren der Eingangsstufen der Antennenverstärker geringer sind als die der handelsüblichen Fernsehempfänger. Sie liegen für den Bereich IV/V im Durchschnitt bei etwa  $10 \dots 15 \text{ kT}_0$  (einem Rauschmaß von  $10 \dots 12 \text{ dB}$ ). Der Grund dafür ist unter anderem in der Regelung zu suchen, die bei den Antennenverstärkern fortfallen kann, da diese nur einmal eingepegelt werden. Die Kabellänge zwischen Antenne und Verstärker ist meistens wesentlich kürzer als bei Einzelanlagen und dürfte selten etwa 20 m überschreiten. Wenn man die obige Rechnung hierfür durchführt, dann liegen hier die erreichbaren Rauschabstandsverbesserungen für Kabellängen zwischen 0 und 20 m für einen einstufigen Vorverstärker bei  $4,5 \dots 8 \text{ dB}$  und für einen zweistufigen Vorverstärker bei  $5,5 \dots 10,5 \text{ dB}$ . Das entspricht etwa dem Unterschied zwischen einer 5-Elemente- und einer 15-Elemente-Yagi-Antenne. Wenn in Gebieten mit sehr schwachen Feldstärken bereits eine lange Yagi-Antenne mit etwa 15 dB Gewinn (etwa 20 ... 25 Elemente) eingesetzt ist, dann kann durch Verdoppeln dieser Antenne höchstens eine Rauschverbesserung von etwa  $2 \dots 2,5 \text{ dB}$  erreicht werden.

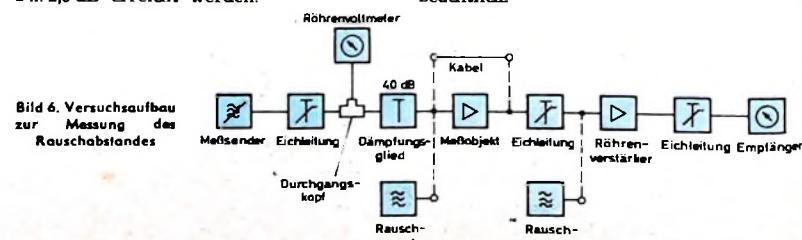


Bild 6. Versuchsaufbau zur Messung des Rauschabstandes

Elektronische Antennen werden vorwiegend als Vorverstärker zur Verbesserung des Rauschabstandes in Gebieten mit schwachen Feldstärken eingesetzt. Sie können jedoch auch in Gebieten mit dafür ausreichenden Feldstärken – die genügen, um den Vorverstärker auszusteuern, die ihn jedoch nicht übersteuern dürfen – dazu benutzt werden, um eine kleine Gemeinschaftsanlage direkt von der Antenne aus zu versorgen. Mit den derzeitigen Transistoren kann eine derartige Anlage im Bereich IV/V maximal etwa 8 ... 10 Teilnehmer und im Bereich III (wegen der geringeren Kabeldämpfung) maximal etwa 10 ... 15 Teilnehmer haben.

### 4. Elektronische Antennen in Einzelanlagen im Bereich III

Im VHF-Bereich III ist die Kabeldämpfung nur etwa  $15 \dots 17 \text{ dB}/100 \text{ m}$ . Der Unterschied im Rauschmaß zwischen den Röhren und Transistoren ist hier wesentlich geringer. Soweit überhaupt noch vorhanden, liegt er bei etwa  $1 \dots 2 \text{ dB}$ . Die Verstärkung einer Transistorstufe in diesem Bereich ist im Mittel etwa 15 dB. Die praktisch erreichbare Rauschabstandsverbesserung durch Einbau eines Vorverstärkers für diesen Bereich an der Antenne ist bei Kabellängen  $0 \dots 10 \dots 20 \dots 30 \dots 40 \text{ m}$  dann (den 10-m-Abschnitten entsprechend) etwa  $2 \dots 3 \text{ dB}, 4 \dots 5 \text{ dB}, 5 \dots 6 \text{ dB}$  und  $6 \dots 7 \text{ dB}$ . Wenn man bedenkt, daß für ein Anwachsen des Gewinns um höchstens 3 dB die Antenne in ihrer Größe mindestens verdoppelt werden muß – und gerade in diesem Bereich die konstruktiven Schwierigkeiten wegen der relativ großen Abmessungen der Antenne besonders schwerwiegend sind –, dann ist auch die in diesem Bereich mit der elektronischen Antenne erreichbare Gewinnerhöhung oder Rauschabstandsverbesserung noch recht beachtlich.

# Induktive Geber und Meßverfahren für nichtelektrische Größen

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 15, S. 527

## 4. Geber und Meßverfahren mit Permeabilitätsänderung

### 4.1. Magnetoelastischer Geber

Wird in bestimmten Eisenlegierungen eine mechanische Spannung erzeugt, dann läßt sich eine Permeabilitätsänderung nachweisen. Die Umkehrung dieses magnetoelastischen Effektes wird als Magnetostriktion bezeichnet. Ein Werkstoff hat positive Magnetostriktion, wenn er sich bei Magnetisierung in Richtung des Feldes verlängert. Der magnetostriktive Effekt wird für Schall- und Ultraschallerezeugung genutzt, während mit Hilfe des magnetoelastischen Effektes weitgehend weglose Kraft- und Druckmessungen durchgeführt werden können. Ist  $\frac{\Delta \mu}{\mu} = \lambda$  der Änderungsgrad, dann ist der Verlauf der  $L$ -Änderung infolge  $\mu$ -Änderung weitgehend linear. Bild 11a zeigt die prinzipielle Nutzung des magnetoelastischen Effektes und Bild 11c den Verlauf der  $L$ -Änderung.

Theoretisch lassen sich die magnetoelasti-

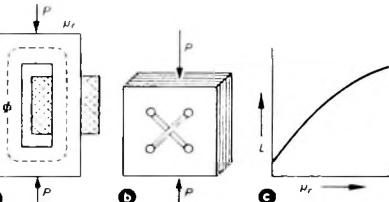


Bild 11. Magnetoelastische Geber. a) prinzipielle Nutzung des magnetoelastischen Effektes. b) Preßdukturlement für magnetoelastische Kraftmessung. c) Abhängigkeit der Induktivität  $L$  der Spule von der relativen Permeabilität  $\mu_r$  der Eisenlegierung

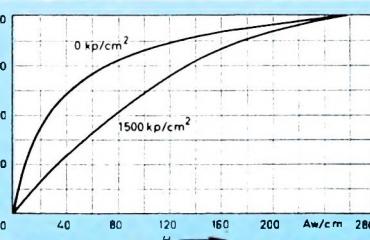


Bild 12. Magnetisierungskurven einer Nickel-Eisen-Legierung mit und ohne Pressung

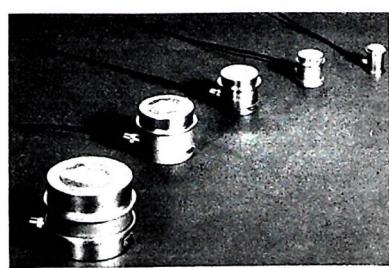


Bild 13. Magnetoelastische Kraftmeßdosen von Siemens

schen Vorgänge nach den von Pierre Weiss entwickelten Vorstellungen erklären. Werkstoffe mit positiver Magnetostriktion zeigen bei Druckspannung unterhalb der Sättigung eine Permeabilitätsminderung, bei Zugspannung eine Steigerung. Bei Werkstoffen mit kleiner Anisotropiekonstante sowie großer Sättigungsmagnetisierung und großer Sättigungsmagnetostriktion hat der magnetoelastische Effekt ein Optimum. Bild 12 zeigt eine günstige Legierung in ihrem  $B(H)$ -Verlauf. Gut bewährt haben sich Nickel-Eisen-Legierungen mit etwa 80 % Ni-Gehalt. Bild 13 zeigt eine Reihe magnetoelastischer Druckkraftmeßdosen. Die Wicklung ist in ringförmigen Nuten untergebracht. Blechringe und ein Deckel schließen den magnetischen Kreis.

Bei einer anderen Ausführung nach Bild 11b werden sogenannte Preßdukturlemente verwendet. Ein solcher Baustein besteht aus einem Paket quadratischer Bleche mit vier Löchern (auf den Diagonalen), in denen zwei sich kreuzende Wicklungen ruhen. Infolge mechanischer Belastung ändert sich die Permeabilität und damit die Kopplung beider Spulen. Durch Aneinanderreihen von mehreren Geberelementen kann die Kraufnahme entsprechend gewählt werden.

Das Meßsignal magnetoelastischer Meßfühler wird in einer Brückenschaltung gewonnen. Eine Verstärkung ist im allgemeinen nicht erforderlich. Für die Brückenspeisung wird fast immer die magnetisch oder mittels Thermistor stabilisierte 50-Hz-Netzwechselspannung verwendet, da für die meisten Kraft- und Druckmessungen eine Modulation von 10 Hz fast immer ausreicht. Magnetoelastische Meßfühler gehören zu den betriebssichersten überhaupt. Da sie keines mechanischen Abgleichs bedürfen, eignen sie sich besonders für festen und wartungslosen Einbau. Besonders bewährt haben sie sich für Wiegeeinrichtungen.

### 4.2. Geber auf Curietemperaturbasis

Die Permeabilität ferromagnetischer Stoffe ist temperaturabhängig. Die Curietemperatur ist die Temperatur, bei der Ferromagnete ihren Magnetismus verlieren. Wird eine Spule mit einem Kern ausgerüstet, der seine Permeabilität in einem bestimmten Temperaturbereich verändert, dann kann wegen  $L = f(\theta)$  eine induktive Temperaturnmessung durchgeführt werden. Bild 14a zeigt den Permeabilitätsverlauf des reinen und gesättigten Eisens. Bei 768 °C wird reines Eisen paramagnetisch (Nickel bei 360 °C und Kobalt bei 1120 °C). Durch Legieren ferromagnetischer Stoffe mit anderen Elementen lassen sich beliebige Permeabilitätscharakteristiken und Curietemperaturen festlegen. So hat zum Beispiel eine Nickel-Eisen-Legierung mit 27 % Ni bei 0 °C ihre Curietemperatur, falls sie im Magnetfeld langsam abkühlen konnte. Bei mehr oder weniger Nickelgehalt steigt die Curietemperatur nach Bild 14b symmetrisch an. Durch Chromzusätze kann diese Charakteristik auf der

DK 621.317.39

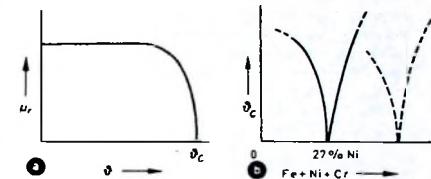


Bild 14. Temperaturabhängigkeit ferromagnetischer Materialien; a) Permeabilitätsverlauf des reinen und gesättigten Eisens, b) Abhängigkeit der Curietemperatur vom Nickel- und Chromgehalt des Eisens

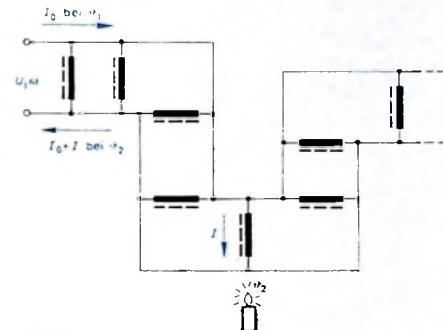


Bild 15. Meßleitung mit temperaturabhängigen Induktivitäten

Abszisse parallel verschoben werden (Bild 14b). Ein ganz anderer Verlauf ergibt sich, wenn die Ni-Fe-Legierung im Magnetfeld schnell oder ohne Magnetfeld langsam abkühlen kann.

Wird eine Zweidrahtleitung nach Bild 15 mit parallelen Induktivitäten ausgerüstet, dann ist der Eingangswiderstand dieser Leitung wegen des Induktivitätseinflusses verhältnismäßig hochohmig. Für den Scheinwiderstand einer einzelnen Spule mit temperaturabhängiger Permeabilität gilt

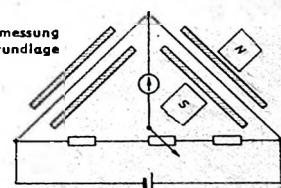
$$|Z| = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} = f(\mu) = f(\theta). \quad (8)$$

Tritt im jeweils vorgegebenen Temperaturbereich der einzelnen Induktivitäten eine entsprechende Temperatur  $\theta_0$  auf, dann ändert sich die  $\mu$ -Größe und damit der  $L$ - und  $|Z|$ -Wert der jeweiligen Spule. Dem Rubistem  $I_0$  überlagert sich damit der Meß- oder Steuerstrom  $I$ . Temperaturmeßanlagen auf induktiver Grundlage sind sehr robust und betriebssicher.

### 4.3. Magnetische Sauerstoffmessung

Eine Messung auf Permeabilitätsgrundlage besonderer Art ist die magnetische Sauerstoffmessung. In einer Gaskammer ist ein geheizter Platindraht ausgespannt. Dieser Draht ist Teil einer abgleichbaren Brückenschaltung nach Bild 16. Die Gaskam-

Bild 16. Sauerstoffmessung auf Permeabilitätsgrundlage



mer befindet sich in einem Magnetfeld. Da Sauerstoff O<sub>2</sub> stark paramagnetisch ist, entsteht eine Strömung, die den Draht abkühlt und damit die Brückenschaltung bestimmt. Die infolge Permeabilitätswirkung zustande kommende Strömung und damit die Verstimmung der Meßbrücke sind proportional dem O<sub>2</sub>-Anteil des in der Gaskammer vorhandenen Gasgemisches. Für Vergleichsmessungen kann von einer zweiten Meßkammer ein Vergleichsgas, beispielsweise atmosphärische Luft, aufgenommen werden. Die Gase müssen gleiche oder bekannte Temperaturen und Drücke haben, damit sich diesbezügliche Unterschiede und davon ausgehende Einflüsse ausschalten oder kompensieren lassen.

## 5. Sonstige induktive Geber und Meßverfahren

### 5.1. Schwingkreisdämpfung

Höchste Empfindlichkeiten lassen sich mit dem induktiven oder kapazitiven Geber in Verbindung mit dem elektromagnetischen Schwingkreis erreichen [1]. Von besonderer Bedeutung ist die Schwingkreisdämpfung mit einer meßtechnisch zu untersuchenden Flüssigkeit oder mit einem Schüttgut. Bild 17 zeigt prinzipiell den meßtechnischen Vergleich zweier Flüssigkeiten.

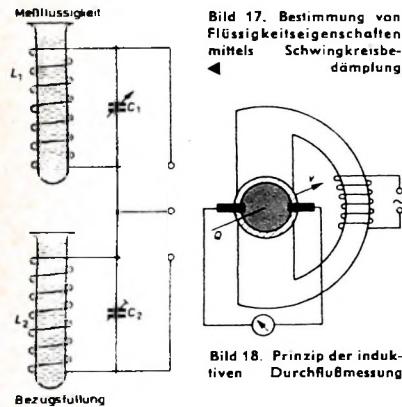


Bild 18. Prinzip der induktiven Durchflußmessung

keiten. Als "Wickelkerne" für die HF-Spulen L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> lassen sich Reagenzgläser verwenden. Werden nach erfolgtem Kreis- und Brückenabgleich mittels der Kondensatoren C<sub>1</sub> und C<sub>2</sub> beide Gläser mit gleicher Menge gleicher Flüssigkeit gefüllt, dann ist die Dämpfung für beide Kreise gleich, und das Brückengleichgewicht muß erhalten bleiben. Bestehten im ohmschen und dielektrischen Verhalten beider Medien Unterschiede, dann wird das Brückengleichgewicht gestört, und die sich ergebene Meßspannung ist eine Funktion des Unterschiedes der Stoffeigenschaften. Grundsätzlich werden durch Änderung des Dämpfungsverhaltens der Resonanzwiderstand

$$R_{\text{res}} = \frac{L}{R_r \cdot C} \quad (9)$$

und die Resonanzfrequenz

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \left( \frac{R_r}{2 \cdot L} \right)^2} \quad (10)$$

beeinflußt. Durch Wahl einer geeigneten Meßfrequenz und einer geeigneten Meßschaltung lassen sich Empfindlichkeiten bis  $\Delta L = 10^{-6}$  erreichen.

## 5.2. Durchflußmessung

Bewegt sich ein Leiter mit der Länge l und der Geschwindigkeit v senkrecht zur Richtung eines Magnetfeldes, dann wird in ihm die Spannung

$$U = B \cdot l \cdot v \quad (11)$$

induziert. Diese Gesetzmäßigkeit gilt nicht nur für Drahtleiter, sondern für leitende Medien jeder Art, zum Beispiel auch für Flüssigkeiten, Schlamm, Pulver und Staub, wenn deren Leitfähigkeit einen bestimmten Wert ( $10^{-6} \text{ S/cm}$ ) nicht unterschreitet. Da die Geschwindigkeit der einzelnen Leiterelementen nicht konstant ist, muß mit einer bestimmten von der Art der Strömung abhängigen Geschwindigkeitsverteilung gerechnet werden. Bei hydraulisch glatter Wand ist die Reynolds-Zahl eine Funktion der Geschwindigkeitsverteilung. Genaue Untersuchungen zeigten jedoch, daß bei symmetrischen Geschwindigkeitsprofilen kein und bei unsymmetrischen nur geringer Einfluß auf die induzierte Spannung besteht. Vom Strömungszustand weitgehend unabhängig, gilt damit

$$U = B \cdot v_m \cdot D \cdot \sin \alpha. \quad (12)$$

wenn D der Abstand der Elektroden und  $\alpha$  der Winkel zwischen Magnetfeld und Durchflußrichtung ist.

Bild 18 zeigt prinzipiell die induktive Durchflußmessung. Bei  $\alpha = 90^\circ$  und bekanntem Rohrdurchmesser D kann mit  $F = D^2 \pi$  und  $Q' = v_m \cdot F$  nicht nur eine

Geschwindigkeitsmessung, sondern auch eine Durchflußmengenmessung durchgeführt werden; denn es gilt

$$Q' = \frac{\pi \cdot D \cdot U}{4 \cdot B} \quad (13)$$

und

$$Q = k \cdot U \cdot t.$$

Hierin wird Q' in dm<sup>3</sup>/s, D in dm, U in V, B in Vs/dm<sup>2</sup>, Q in dm<sup>3</sup> und t in s gemessen.

Wird der magnetische Kreis mit Gleichstrom erregt, dann kann die Messung aktiv betrieben werden, das heißt, bei Verwendung eines Permanentmagneten wird die Meßspannung ohne Hilfsenergie gewonnen. Sollen jedoch elektrolytische Wirkungen vermieden werden, so wird der magnetische Kreis mit Wechselstrom erregt und damit passiv betrieben. Die Meßstrecke darf nicht aus ferromagnetischem Material sein. Als Elektrodenstoffe haben sich Platin, Bronze, Monel, Aluminium und das stark nickelhaltige Hastelloy C bewährt. Um störende Leitfähigkeitschwankungen möglichst unwirksam zu machen, wird mit hochohmigem Verstärkerkreisgang gearbeitet. Die auch in ruhendem Medium induzierte Spannung sowie magnetische Gleichtelder und systematische Fehler der Meßeinrichtung lassen sich kompensieren. In Flüssigkeiten mitgeförderte Feststoffteile stören die Messung nicht. Bild 19 zeigt einen Durchflußmesser.

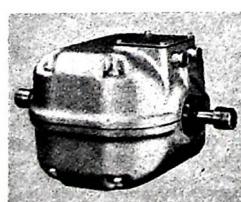


Bild 19. Magnetischer Durchflußmesser für Nennweisen bis zu etwa NW 25 (J. C. Eckardt AG)

## 5.3. Drehmelder

Der Drehmelder ist ähnlich wie ein Drehstrom-Schleifringläufermotor aufgebaut und kann auch durch diesen ersetzt werden. So besteht der Stator aus einem Eisenblechpaket mit einer Dreigruppenwicklung in 12, 24 oder 36 Nuten. Die zweischichtig untergebrachten Spulen haben um  $120^\circ$  verschobene Achsen und sind meistens in Stern geschaltet. Der ebenfalls geschichtete Rotor trägt eine Spulengruppe und hat deshalb auch nur eine magnetische Achse. Durchfließt die Rotorwicklung ein Wechselstrom, dann werden in den Statorspulen stellungsabhängig Spannungen induziert. Infolge des Stromflusses vom Geberstator zum Empfängerstator wird in letzterem ein Magnetfeld aufgebaut, das den Empfängerrotor so dreht, daß seine magnetische Achse mit der des Stators zusammenfällt. Mit einem Geber- und einem oder mehreren Empfänger-drehmeldern nach Bild 20 lassen sich Winkelstellungen und Drehbewegungen übertragen. Bei Leistungsaustausch an einem Rotor stellt sich eine

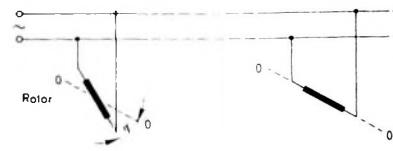


Bild 20. Prinzip einer Drehmelderanlage

Lageverschiebung von  $180^\circ$  ein. Werden zwei Statoranschlüsse vertauscht, dann bleibt die synchrone Stellung erhalten, der Empfänger wird aber in umgekehrter Richtung ausgelenkt. Bei Stellungsanzeigen kann mit einer Genauigkeit von einem Grad gerechnet werden.

Wird der Empfängerrotor an der Auslenkung gehindert, dann wirkt auf beide Rotoren das gleich große, aber entgegengesetzte Drehmoment

$$M_d = -M_{d \max} \cdot \sin \varphi. \quad (14)$$

Bei reiner Stellungsanzeige ist  $\varphi = 0$  und damit auch  $M_d = 0$ . Das maximale Moment hängt von den Betriebsdaten des Drehmeters ab. Die gleichzeitige Übertragung von Winkel- und Drehmomentgrößen ist nicht zweckmäßig, da sich ein Drehmoment nur in Verbindung mit einer Winkeldifferenz erzeugen läßt.

Zur Addition oder Subtraktion von Winkelwerten werden Differential-Drehmelder verwendet. Differential-Drehmelder haben den gleichen Aufbau wie normale Drehmelder. Der Rotor hat jedoch ebenfalls eine Dreigruppenwicklung. Werden die Statorleitungen nach Bild 20 unterbrochen und über einen Differential-Drehmelder geleitet, dann zeigt dieser als Empfänger die Summe der mit den beiden Gebern eingestellten Winkelwerte an. Durch Vertauschen von zwei Anschlüssen des Differential-Drehmeters kann eine Subtraktion durchgeführt werden [10].

Zur Übertragung größerer Drehmomente benutzt man Schleifringläufermotoren. Die

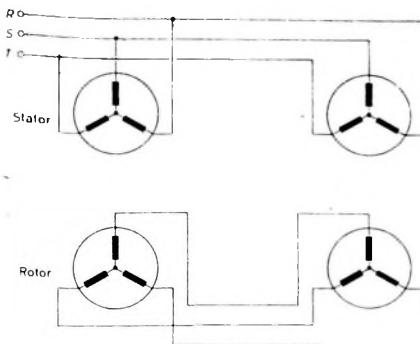


Bild 21. Übertragung größerer Drehmomente mit zwei Schleifringläufermotoren (elektrische Welle)

Schaltung nach Bild 21 ist analog der des Drehmeters, nur daß die Statoren am gemeinsamen Drehstromnetz liegen und beide Rotoren miteinander verbunden sind. Drehstrom-Schleifringläufermotoren eignen sich ebenfalls zur Übertragung von Winkelstellungen und Drehbewegungen. Drehmelder und Schleifringläufermotoren arbeiten nicht rückwirkungsfrei. Soll jedoch für spezielle Meßaufgaben ohne Rückwirkung auf den Geber gearbeitet werden, dann muß vom induktiven Prinzip abgegangen und das magnetische Prinzip mit Gleichstrombetrieb gewählt werden. Erforderlich sind dafür ein Ringpotentiometer mit zwei Schleifkontakte und drei oder vier symmetrischen Anzapfungen als Geber und ein Drehmagnetmeßwerk als Empfänger.

## 6. Meßschaltungen

Meßschaltungen für induktive Meßfühler erfordern im allgemeinen einen geringeren Aufwand, als er zum Beispiel für Dehnungsmeßstreifen oder für kapazitive Geber notwendig ist. In vielen Fällen kann man auf ein verstärkendes Meßgerät ganz verzichten. Werden außerdem noch geringe Ansprüche an die Höhe der Modulationsfrequenz gestellt, so ist bei einer Trägerfrequenz von 50 Hz Netzspeisung möglich. Spannungs-, Frequenz- und Kurvenfeinfluß lassen sich mit einem magnetischen Spannungsstabilisator ausglei-

chende. Für einfache Spannungskonstanthalterung genügt ein Thermistor. Der Nullabgleich von induktiven Gebern mit Längs- oder Queranker besteht aus einem mechanischen und einem elektrischen Teil, während zum Beispiel Geber mit Permeabilitätsänderung nur elektrisch abzulegen sind. Für die Anzeige der durch induktive Geber aufgenommenen Meßgrößen werden ausschließlich Gleichstrominstrumente verwendet. Geht es um richtungabhängige Meßgrößen, dann muß die einfache Gleichrichterschaltung durch einen Ringmodulator ersetzt werden. Bild 22 zeigt prinzipiell die verstärkerlose Meßschaltung für in-

der nicht besonders eingegliederte Tachometergenerator für Drehzahlmessungen. Es gibt Gleich- und Wechselstrom-Tachometergeneratoren.

Der induktive Geber ist in seiner Bedeutung gleichwertig neben dem ohmschen Geber und übertrifft den kapazitiven Geber [1] noch in seiner vielfältigen Anwendbarkeit.

## Schrifttum

- [1] Kautsch, R.: Der kapazitive Geber und seine Anwendung in der Feinmechanik. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 5, S. 137-140
- [2] Claus, G.: Wegmessungen. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 19, S. 663-664
- [3] Claus, G.: Fernübertragung von Winkelstellungen. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 18, S. 640-642
- [4] Pwingler, F.: Probleme bei der Anwendung von Zweipunktkregeln. Information 311 der J. C. Eckardt AG, Stuttgart-Bad Cannstatt (veröffentlicht im Industrie-Anzeiger Nr. 43/1961)
- [5] Claus, G.: Kraft- und Drehmomentmessungen. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 23, S. 792-794
- [6] Kautsch, R.: Automatisierung durch elektrisches Wagen. messen steuern regeln Bd. 5 (1962) Nr. 3, S. 115-119
- [7] Kautsch, R.: Technik und Problematik der elektrischen Walzkraftmessung. messen steuern regeln Bd. 5 (1962) Nr. 5, S. 209-215
- [8] Kautsch, R.: Transistorschaltung für elektrische Dehnungs-, Längenänderungs- und Schichtdickenmessung. messen steuern regeln Bd. 4 (1961) Nr. 3, S. 135-139
- [9] Kautsch, R.: Elektrotechnische Grundlagen für das Messen von mechanischen Schwingungen. Maschinenbautechnik Bd. 12 (1963) Nr. 2, S. 63-68
- [10] Claus, G.: Drehmelder und ihre Anwendungen. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 19, S. 644-646, Bd. 13 (1958) Nr. 20, S. 679-680, Bd. 13 (1958) Nr. 21, S. 721-722, Bd. 13 (1958) Nr. 23, S. 784-786, Bd. 13 (1958) Nr. 24, S. 821-822, Bd. 14 (1959) Nr. 2, S. 52 u. 54, Bd. 14 (1959) Nr. 3, S. 75-76, Bd. 14 (1959) Nr. 4, S. 106-108

## Die FUNK-TECHNIK zeigt auf der Großen Deutschen Funkausstellung Berlin 1963

Halle 1 Ost · Stand 102

## Selbstbau-Geräte aus dem FT-Labor

### Für den KW-Amateur

Amateur-Spitzensuper 10...80 m  
mit 2-m-Konverter

KW-Amateursender „KWS 50“

Bandfiltersender für 144 MHz

Prüf- und Kontrollgerät  
für Amateursender

Selektives Relativ-Outputmeter  
mit Monitor

Transistor-Funksprechgerät für 144 MHz

10-m-Transistor-Funksprechgerät

### Für den Rundfunk- und Phonofreund

Transistor-Konverter für das 49-m-Band  
Stereo-Decoder

Transistorisierter Mischverstärker  
Transistor-Stereo-Verstärker

### Für Werkstatt und Labor

Bildröhren-Vergleichsgerät

FT-Bastel-Ecke  
mit Experimentier-Chassis

**Bedienungsanleitungen für alle im FT-Labor entwickelten und gebauten Geräte finden Sie in der FUNK-TECHNIK**

**Wir würden uns freuen, Sie an unserem Stand begrüßen zu können**

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

POSTANSCHRIFT 1 BERLIN 62

# Technische Probleme des Hi-Fi-Plattenspielers

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 15, S. 533

## 4. Tonhöhenschwankungen

Die in einer Schallrille mit dem Radius  $R$  aufgezeichnete Wellenlänge  $\lambda$  ergibt bei idealen Antriebsbedingungen, das heißt konstanter Rillengeschwindigkeit  $v_0$ , die Tonhöhe  $f_0 = v_0/\lambda$ . Weicht die Rillengeschwindigkeit infolge ungleichförmiger Winkelgeschwindigkeit des umlaufenden Plattentellers um  $\Delta v$  ab, so ändert sich die Tonhöhe um  $\frac{v_0 + \Delta v}{\lambda} - \frac{v_0}{\lambda} = \frac{\Delta v}{\lambda}$ . Experimentell wurde ermittelt, daß sich bei der elektroakustischen Wiedergabe Frequenzschwankungen um 4 Hz deutlich als „Jaulen“, höherfrequente Anteile als „Wimmern“ oder „Rauigkeit“ des Tons bemerkbar machen. Das Jaulen wird – abgesehen von exzentrisch aufliegenden Platten (ausgeschlagenes Mittelloch) – durch eine Exzentrizität rotierender Teile hervorgerufen. Will man die Geschwindigkeitschwankungen, die, wenn sie einen bestimmten Wert erreichen, auch von einem ungeübten Ohr als Tonhöhenschwankungen leicht festzustellen sind, mit Sicherheit unterbinden, dann müssen alle einer Lagerreibung ausgesetzten rotierenden Teile mit größter Sorgfalt und engsten Toleranzen hergestellt werden. Die mit „Flutter“ bezeichneten Tonhöhenschwankungen im Bereich von 10 ... 150 Hz werden fast immer vom Antriebsmotor oder von Chassischwängungen verursacht und sind nur sehr schwer zu beseitigen.

Die schnellen Tonhöhenschwankungen, die man einerseits als Wimmern, andererseits als Rauigkeit des Tons deutlich wahrnehmen kann, deren Ursache sich aber oft nur schwer eindeutig bestimmen läßt, sind nicht ausschließlich auf den Plattenteller zurückzuführen. Abtastsystem und Schallplatte müssen gleichermaßen kritisch betrachtet werden. Die bei der akustischen Wiedergabe als Tremolo- oder Vibrato-Effekt feststellbaren schnellen Tonhöhenschwankungen hängen beispielsweise stark von der Konstruktion des Abtastsystems ab. Die Abtastnadel schwingt infolge der Elastizität des Nadelträgers und seiner Einspannung längs der Schallrille vor und zurück, und das hat natürlich die gleiche Wirkung wie eine Schwankung der Winkelgeschwindigkeit des Plattentellers.

Besonders kritisch sind in dieser Hinsicht Tonabnehmersysteme mit hoher vertikaler Nachgiebigkeit und großem Anstellwinkel. Der Anstellwinkel kann aus konstruktiven Gründen nicht beliebig verkleinert werden, denn einerseits sollte die gedachte waagerechte Drehachse des Nadelträgers – wie beim Folienschnitt – möglichst genau über der Rillentangente stehen, andererseits muß der Nadelträger besonders bei symmetrischem Aufbau des Abtasters eine bestimmte Länge haben. Man könnte zwar den Anstellwinkel durch Verlängerung des Nadelträgers verkleinern, dann muß man jedoch auf die Eigenresonanzen der Zunge achten. Eine Schallplatte mit erhöhter Rillenrauhigkeit, steilem Null-durchgangswinkel bei hohen Frequenzen mit großem Pegel kann ebenfalls sehr leicht Längsschwankungen des Nadelträgers anregen.

Die sich als Rauigkeit des Tons bemerkbar machenden Frequenzschwankungen im Bereich 3 ... 8 kHz werden erfahrungsgemäß durch die Rillenrauhigkeit verursacht. Ausgedehnte Messungen haben ergeben, daß Vibratoren der Abtastnadel infolge von Rillenrauhigkeit besonders im Bereich 3,7 ... 4,5 kHz auftreten und hier leider auch am deutlichsten wahrzunehmen sind. Schallplatten-Rillenrauhigkeiten können sich (auch bei gleichem Fabrikat) um den Faktor 2 ... 3 unterscheiden. Beim Abspielen vernickelter Muttermatrizen und geölter Platten kann man eine deutliche Verringerung dieser Erscheinung feststellen, die also völlig unabhängig von der Schwungmasse des Plattentellers ist.

Bei ausgeprägten Störmodulationen läßt sich die Störfrequenz bei einer Registrierung der Frequenzschwankungen aus der

schwach dimensionierten Laufwerksmotoren und leichten Plattentellern besonders bei großen Tonarmauflagekräften sehr häufig auftreten, hat bei Hi-Fi-Laufwerken wegen der großen Plattenteller-Schwungmasse und geringen Tonarmauflagekraft heute weitgehend an Bedeutung verloren. Die einregulierte Nenndrehzahl bleibt – wie mit einer Stroboskop Scheibe sehr leicht nachgewiesen werden kann – während der Abtastung ausreichend konstant. Die Drehzahl-Konstanz eines Laufwerks kann man testen, indem man auf den die äußersten Rillen abtastenden Tonarm zusätzlich kleine Gewichte legt (also die Auflagekraft erhöht) und dann feststellt, bei welchem Zusatzgewicht sich die Drehzahl um 0,3 % ändert. Bleibt beim Abtasten einer Schallplatte die Drehzahländerung  $\leq 0,3 \%$ , so ist eine bemerkbare

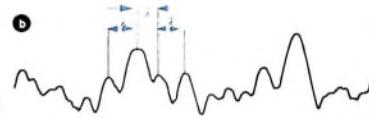
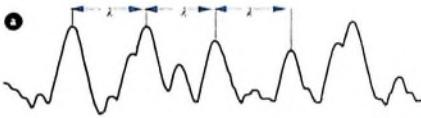


Bild 13. a) Gleichlaufschwankungen eines stark jaulenden Laufwerks (Schwankungsfrequenz 3,3 Hz); b) Tonhöhenschwankungen mit Schwankungsfrequenzen von 8 ... 15 Hz, die akustisch nur sehr schwer festzustellen sind

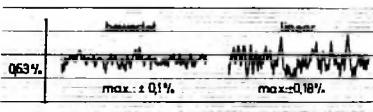


Bild 14. Die Geschwindigkeits-schwankungen des „Dual 1009“.

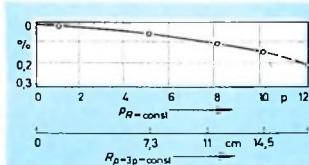


Bild 15. Geschwindigkeitsabfall des „Dual 1009“ bei  $33\frac{1}{3}$  U/min in Abhängigkeit von der Auflagekraft  $p$  (bei konstantem Rillenradius  $R$ ) und von dem Rillenradius  $R$  (bei konstanter Auflagekraft  $p = 3 \text{ p}$ )

Papiergeschwindigkeit und der Wellenlänge einer vollen Periode berechnen. Bei rotierenden Teilen kann man dann aus den bekannten Umdrehungszahlen und der gefundenen Störfrequenz auf die Störquelle schließen. Die Kurvenform der Registrierung läßt Rückschlüsse auf die Art der Störkomponente zu. In der Praxis sind die verschiedensten Elemente am Zustandekommen der Tonhöhenschwankungen beteiligt. Bild 13a zeigt zum Beispiel die Gleichlaufschwankungen eines stark jaulenden Laufwerks mit der Schwankungsfrequenz 3,3 Hz, die die akustische Wiedergabe besonders deutlich stören. Die Tonhöhenschwankungen im Bild 13b waren dagegen wegen der höheren Schwankungsfrequenz (8 ... 15 Hz) akustisch nur noch sehr schwer festzustellen, obwohl sich ihre Intensität (mit einer linearen Meßeinrichtung gemessen) von der im Bild 13a kaum unterschied.

Bild 14 zeigt die Geschwindigkeitschwankungen des „Dual 1009“. Ausgeprägte periodische Störmodulationen, die auf Exzentrizitäten im Antrieb schließen lassen, sind nicht zu erkennen. Der impulsförmige Verlauf könnte durch einen aufgerissenen Ölfilm oder Staub in einem Lager hervorgerufen sein. Die früher sehr häufig durchgeführte Messung des „Schlups“, der bei

1) Mit Schlupf bezeichnet man die sich langsam (0 ... 0,2 Hz) einstellende Abweichung von der Nenndrehzahl.

Änderung der Tonhöhe nicht zu befürchten, da erst bei einem Frequenzunterschied von etwa 0,5 % zwei verschiedene Töne festzustellen sind. Bild 15 zeigt den Geschwindigkeitsabfall des „Dual 1009“ bei  $33\frac{1}{3}$  U/min in Abhängigkeit vom bremsenden Moment  $M_B = p \cdot \mu \cdot R$  ( $p$  ist darin die Tonarmauflagekraft,  $\mu$  der Reibungskoeffizient zwischen Rille und Abtaststift und  $R$  der Rillenradius). Obwohl auch bei einer maximalen Auflagekraft von 10 p der als zulässig angenommene 0,3 %-Grenzwert noch nicht erreicht ist, sollte die Einregulierung der Nenndrehzahl immer bei den in den äußeren Schallrillen aufgesetztem Tonarm erfolgen. Dann würde sich bei 3 p Auflagekraft beim Abspielen einer 30-cm-Schallplatte die in den Einlaufrillen eingestellte Nenndrehzahl bis zur Schlußrille nur um etwa 0,5 % erhöhen.

Während bei der nicht normgerechten linearen Messung alle entstehenden Frequenzschwankungen von 0,4 ... 300 Hz (beim „Dual 1009“ maximal  $\pm 0,18 \%$ ) gemessen werden, berücksichtigt die genormte bewertete Messung die frequenzabhängige Störwirkung auf das menschliche Ohr. Hier sind die Gesamt-Tonhöhenschwankungen nur maximal  $\pm 0,1 \%$ , gemessen bei  $33\frac{1}{3}$  U/min. Meßtechnisch wird dabei, wie

Bild 14 zeigt, der Wert von Spitze zu Spitze ausgewertet, aber entsprechend der neuere Definition nur die Hälfte dieses Wert als  $\pm$ -Wert angegeben<sup>2)</sup>. Bei der linearen Messung können infolge des verbreiteten Meßbereichs Fehlerquellen des Antriebs häufig deutlicher festgestellt werden, da sich in der Praxis oft doppelt bis dreimal so große Werte wie bei der bewerteten Messung ergeben. Ein so gefundener erhöhter Meßwert braucht jedoch nicht unbedingt auf das Vorhandensein störender Gleichlauffehler hinzuweisen; er ergibt sich unter anderem durch die höhere Empfindlichkeit der Meßapparatur, die dann im Bereich von 0,4 bis 900 Hz Abweichungen geradlinig ( $-3 \text{ dB}$ ) bewertet.

Der Antrieb des Plattentellers erfolgt beim „Dual 1009“ über ein präzise geschliffenes Gummirad, das im Ruhezustand und bei Geschwindigkeitsumschaltungen automatisch entlastet wird. Dieses Zwischenrad läßt sich durch eine von außen bedienbare kontinuierliche Höhenverstellung an der konischen Antriebsrolle des Motors vertikal so verstehen, daß die Nenndrehzahl des Plattentellers für alle vier Geschwindigkeiten um  $\pm 3\%$  leistunglos geregelt werden kann. Die sehr geringen Tonhöhenschwankungen des „Dual 1009“ sind gehörmäßig nicht mehr feststellbar.

Läßt man  $\pm 0,2\%$  Tonhöhenschwankungen (die man vielleicht gerade nicht mehr wahrnehmen könnte<sup>3)</sup>) noch zu, so kann

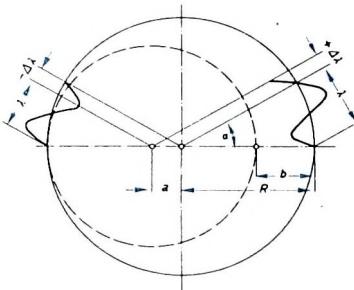


Bild 16. Bestimmung der zulässigen Exzentrizität  $a$

man bei einem angenommenen kleinsten Abspielradius der Schallplatte von 50 mm die zulässige Exzentrizität  $a$  des umlaufenden Plattentellers bestimmen (Bild 16). Dabei ergibt sich

$$\frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{a \cdot \alpha}{R \cdot \alpha} = \frac{a}{R} = \frac{b}{2R},$$

$$a = R \cdot \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = 50 \cdot 0,2\% = 0,1 \text{ mm}$$

(darin ist  $R$  der Radius der konzentrischen Rille,  $b = 2a$  der absolute Betrag der Seitenauslenkung und  $\Delta \lambda/\lambda$  die relative Frequenzänderung). Da sich bei einer Gleichlaufschwankung verschiedene Ungleich-

<sup>2)</sup> In ausländischen Veröffentlichungen wird häufig der Effektivwert der Tonhöhenschwankungen angegeben. Da dabei außerdem mit abweichenden Bewertungskurven oder auch unbewertet gemessen wird, lassen sich die Meßwerte von Tonhöhenschwankungen nicht ohne weiteres miteinander vergleichen.

<sup>3)</sup> Nach einem deutschen Entwurf „Mindestanforderung an Hi-Fi-Geräte“ werden für Plattenspieler und Plattenwechsler Tonhöhenschwankungen von  $\pm 0,2\%$  zugelassen.

förmigkeiten rotierender Antriebsteile addieren können, ist es erforderlich, die betreffenden Bauteile mit erheblich engeren Toleranzen zu fertigen. Beispieleweise gelten als Toleranzgrenzen des „Dual 1009“-Plattentellers  $\pm 0,1 \text{ mm}$  für den Höhenschlag und  $\pm 0,03 \text{ mm}$  für den Seitenschlag. Nur durch hohe Präzision bei der Herstellung kann ein zufriedenstellender Gleichlauf erreicht werden. Die richtige Auswahl temperaturstabilen Werkstoffes ist bei diesen Toleranzen von entscheidender Bedeutung, da die Gleichlaufgenauigkeit auch bei stärkeren Temperaturschwankungen erhalten bleiben muß.

Ein zu großer Höhenschlag kann ebenfalls den Eindruck einer Tonhöhenschwankung hervorrufen, denn wenn sich der Tonarm in einem Kreisbogen auf- und abbewegt, muß sich die Nadel in der Rille entsprechend vor- und zurückbewegen (Bild 17).

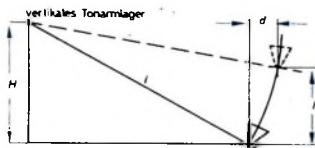


Bild 17. Abtastverhältnisse bei zu großem Höhenschlag

Zum Beispiel muß der Abtaststift bei einem Höhenschlag  $h = 1 \text{ mm}$ , der sich über  $60^\circ$  der Schallplatte erstrecken soll, einer Tonarmlänge  $l = 200 \text{ mm}$  (vom Lager bis zur Abtastspitze) und der Lagerhöhe  $H = 15 \text{ mm}$  über der Schallplattenoberfläche den zusätzlichen Weg

$$d = \sqrt{l^2 - (H-h)^2} - \sqrt{l^2 - H^2}$$

$$\approx \frac{h}{2l} (2H-h)$$

$$d \approx \frac{1}{2 \cdot 200} \cdot (2 \cdot 15 - 1) \approx 73 \mu\text{m}$$

durchlaufen ( $H \ll l$ ). Bei  $n = 33\frac{1}{3} \text{ U/min}$  wird dieser Weg  $d$  in

$$l = \frac{60}{33\frac{1}{3} \cdot 6} = 0,3 \text{ s}$$

zurückgelegt. Das Verhältnis der Geschwindigkeiten der Abtastnadel im Rillenradius  $10 \text{ cm}$  ist dann

$$v_n = \frac{d \cdot 60}{l \cdot 2R \cdot \pi \cdot n}$$

$$= \frac{73 \cdot 10^{-4} \cdot 60}{0,3 \cdot 2 \cdot 10 \cdot 33\frac{1}{3} \cdot 3,14} = 0,0007 = 0,07\%,$$

das heißt, die Nadel-Rillen-Geschwindigkeit ändert sich während des Höhenschlags um  $0,07\%$ . Das wirkt sich so aus, als ob der Plattenteller um diesen Wert verlangsamt oder beschleunigt würde. Die Rechnung in Verbindung mit Bild 17 zeigt, daß bei hohem Drehpunkt und kurzem Tonarm erhebliche Tonhöhenschwankungen auftreten können, zumal ein Schallplatten-Höhenschlag von  $1 \text{ mm}$  durchaus keine Besonderheit darstellt.

##### 5. Rumpelstörungen

Je höher die allgemeine Empfindlichkeit des Abtastsystems und der Wiedergabeanlage im tiefen Frequenzbereich ist, um so deutlicher und unangenehmer machen sich bei der elektroakustischen Wiedergabe Rumpelstörungen des Laufwerks bemerkbar. Diese Störspannungen ent-

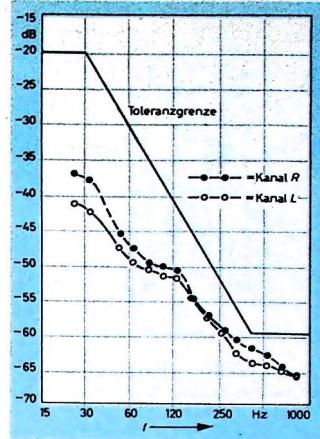


Bild 18. Rumpelstörspannungen des „Dual 1009“-Laufwerkes (linear bewertet)

ehen als Folge unzulässiger Relativbewegungen zwischen Laufwerk und Abtastspitze und enthalten ein Geräuschspektrum von  $0 \dots 800 \text{ Hz}$ . Daher ist es eine der wichtigsten Forderungen, Plattenteller und Tonarmlager möglichst starr gegeneinander anzubringen. Störender als die impulsartig auftretenden tiefsten Rumpelgeräusche, die meistens als Folge geringster Bauteileigenschwingungen entstehen, wirken sich die in der Tonhöhe fast konstanten Vibratoren des Motors oder der von diesem angeregten Bauteile mit der Grund- oder einer Oberwelle der Netzfrequenz aus. Damit sie auch bei hochwertigen Anlagen mit guten Tieftonlautsprechern praktisch unhörbar bleiben, sollte nach NARTB ein Mindest-Störabstand von  $35 \text{ dB}$  angestrebt werden. Hierbei handelt es sich um eine Messung, die alle Störfrequenzen des Laufwerks unterhalb  $800 \text{ Hz}$  als Summen-Meßwert darstellt<sup>4)</sup>.

Bild 18 zeigt die Meßwerte der Rumpelstörungen des „Dual 1009“-Laufwerks im Frequenzbereich  $25 \dots 800 \text{ Hz}$ . Diese zwischen 20 und  $1000 \text{ Hz} \pm 1 \text{ dB}$  linear bewerteten Rumpelfremdspannungen erfassen auch die elektrischen und magnetischen Beeinflussungen des zur Messung verwandten Abtastsystems („ADC 1“) und der Zuleitung, die jedoch leichter zu beherrschen sind und daher einen geringeren Störwert aufweisen als die eigentlichen Rumpelstörungen (der Bereich der Störkomponenten wurde mit sehr steilen Terzfiltern ausgesiebt). Diese Fremdspannungsabstände sagen jedoch nichts über den akustischen Störeindruck aus, der (abgesehen von der Qualität der benutzten Wiedergabe anlage) subjektiv sehr unterschiedlich bewertet wird. Nach früher durchgeföhrten Untersuchungen wurde in Deutschland eine Grenzkurve vorgeschlagen, die jedoch nach Untersuchungen des Verfassers – besonders unterhalb etwa  $80 \text{ Hz}$  – als zu großzügig anzusehen ist. Durch die in Hi-Fi-Anlagen eingesetzten tiefabgestimmten Lautsprecherkombinationen und den sehr tief liegenden Resonanzbereich des Abtasters werden die Rumpelfremdspannungen dieses Frequenzbereiches besonders bei gering ausgesteuerten Schallplatten recht deutlich wiedergegeben. Auch die im nicht mehr wahrnehmbaren tiefen Frequenzbereich liegenden Rumpelstörungen können durchaus

<sup>4)</sup> Schmidt, U.: Die Messung von Rumpelstörspannungen in Schallplatten-Abspielgeräten. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 9, S. 319 bis 320

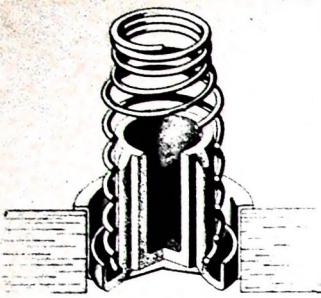


Bild 19. Fedaufhängung des „Dual 1009“

noch eine Beeinträchtigung der Wiedergabe hervorrufen. Nur eine sinnvolle Ausführung und Anordnung des Antriebsmotors, die weitgehende Dämpfung der Platinenschwingungen und die sorgfältige Entkopplung des Tonarmlagers können Rumpelstörungen kleinhalten.

Das zur Vermeidung äußerer Schwingungseinflüsse in einer doppelt wirksamen stark gedämpften Federaufhängung (Bild 19) gehaltene Chassis des „Dual 1009“ ist bei einer Grundabstimmung auf etwa 4 Hz sehr gut gegen Körperschall isoliert. Daher kann das Laufwerk auch in Musiktruhen mit großer NF-Leistung eingebaut werden, ohne daß akustische Rückkopplung zu befürchten ist. Die Auswirkungen einer akustischen Rückkopplung auf die Wiedergabe wird oft nicht richtig gedeutet. So ist zum Beispiel eine plötzlich aufdröhrende Wiedergabe ein sicherer Hinweis darauf, daß akustische Rückkopplung zwischen Lautsprecher und Tonabnehmersystem vorliegt.

Eine qualitative Methode, die Rückkopplungssicherheit einer Wiedergabe anlage festzustellen, besteht darin, den Tonabnehmer auf die ruhende Schallplatte aufzusetzen und nach Hochregeln des Baß- und Lautstärkereglers den Rückkopplungseinsatz zu beobachten. Durch entsprechende Versuche kann man ebenso die Stoß- und Trittschallemplfindlichkeit feststellen. Diese Versuche sollten jedoch auch bei den normalen Betriebsstellungen der Regler wiederholt werden, um zu überprüfen, ob eine für den praktischen Betrieb der Anlage ausreichende Rückkopplungssicherheit vorhanden ist.

#### 6. Einfache Tests

Der technisch interessierte Hi-Fi-Freund weiß aus zahlreichen Veröffentlichungen, daß hohe Nadelnachgiebigkeiten (wegen der dadurch zulässigen geringen Tonarmauflagekräfte) seine kostbaren Platten schonen und eine optimale Wiedergabe gewährleisten. Gute Stereo-Abtaster arbeiten heute mit Nachgiebigkeiten von  $20 \cdot 10^{-4}$  cm/dyn (entsprechend einer Rückstellkraft von 0,3 p/60 µm) mechanisch und elektrisch einwandfrei. Ein Tonarm muß nun ein derart „weiches“ Abtastsystem so in den Schallrillen führen, daß die Abtastfähigkeit auch bei diesen geringen Auflagekräften noch optimal erhalten bleibt. Durch einen in allen Bewegungsrichtungen ausbalancierten Tonarm bleibt die Abtastung weitgehend unbeeinflußt von Körperschall und unbeabsichtigten Stößen, und wegen seiner geringen Trägheitsmasse wird der Tonarm den Kontakt mit der Rille auch bei erhöhter horizontaler (Exzentrizität) und vertikaler (Höhenverschlag) Beschleunigung nicht verlieren.

Die einwandfreie Führung der Abtastnadel läßt sich mit dem gewichtsbalancierten Tonarm des „Dual 1009“ auch unter extremen Abtastbedingungen beweisen. Bei

beliebiger Schrägstellung des Laufwerks setzt die Tonarm-Automatik den Tonarm noch einwandfrei in den Einlauftrillen der Schallplatte ab, und das System wird wegen der immer genau senkrekt zur Plattenoberfläche wirkenden Auflagekraft sicher in den Schallrillen geführt. Bei einer Einstellung der Auflagekraft durch eine vertikale Unbalance würde der Tonarm dagegen auch bei erhöhter Auflagekraft unter dem Einfluß der Schwerkraft von der Platte abrutschen. Das tritt jedoch auch bei einer Schrägstellung des „Dual 1009“-Laufwerkes um 90° (!) nicht auf. Eine waagerechte Justierung des Chassis ist daher nicht notwendig.

Bisher war es nicht möglich, das Laufwerk durch den Tonarm automatisch durch entsprechende Steigung der Auslauftrillen abzuschalten oder den Wechselmechanismus auszulösen, wenn die Auflagekraft kleiner als 1,5 p war. Der Abstellmechanismus des „Dual 1009“ arbeitet dagegen so feinfühlig, daß eine betriebs-sichere Abschaltung auch noch bei 0,5 p Tonarmauflagekraft erreicht wird. Der bereits beschriebene Fühlhebel des Abstellers belastet dabei in den Schlüßrillen wegen der genauen Dimensionierung der mechanischen Kontaktgabe mit dem rotierenden Plattenteller nicht die Symmetrie der Flankenabtastung noch abzuspielender Tonrillen.

Infolge eines Höhenschlags bei der Schallplattenabtastung, der fast ausschließlich auf taumelnde Schallplatten zurückzuführen ist, entstehen Beschleunigungskräfte, die über den Abtaststift senkrecht zur Plattenoberfläche am Tonarm angreifen. Besonders bei geringen Auflagekräften und geringer vertikaler Lagerreibung des Tonarms entsteht bei einer großen Trägheitsmasse der bewegten Anordnung die Gefahr, daß der Abtaststift die Rille verläßt oder zu stark in diese gepräßt wird. In den USA ist ein besonderer Test für Qualitätstonarme unter der Bezeichnung „Zigaretten-Test“ üblich. Durch Unterlegen einer Zigarette bei etwa dem halben Radius der abzuspielenden Platte erreicht man, daß die Schallplatte bei Drehung des Plattentellers stark taumelt (Bild 20). Ein

arms in seiner vertikalen Bewegungsrichtung beweisen lassen, zeigt der ebenfalls in den USA übliche „McProud-Test“ die Empfindlichkeit des Tonarms gegen horizontale exzentrische Beschleunigungen (Bild 21). Eine 17-cm-Platte mit großem

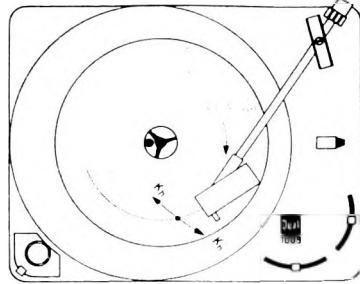


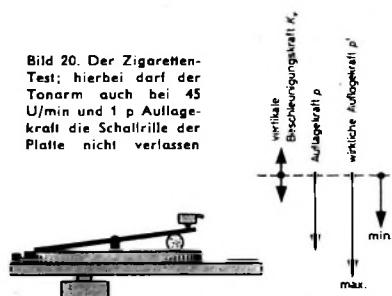
Bild 21. Der McProud-Test

Mittelbohr wird so angelegt, daß der Lochrand am Plattenteller-Mittelstift anliegt. Bei 45 U/min wird dann durch die stark übertriebene Exzentrizität der Schallrille dem Tonarm eine große in der Richtung wechselnde Beschleunigung  $b_h$  erteilt. Bei geringer Auflagekraft und gleichzeitig geringer Reibung im Horizontallager, aber zu großer Trägheitsmasse des Tonarms würde er durch die horizontale Kraft  $K_h = m \cdot b_h$  aus der Rille geschleudert. Diese Kraft  $K_h$  kann nur durch eine Gegenkraft  $R_h = p \cdot \mu'$  aufgehoben werden. Da nun die Auflagekraft im allgemeinen recht niedrig gewählt wird,  $R_h$  aber groß gegen  $m \cdot b_h$  sein muß, kann man die Spurführung des Abtastsystems bei hohen Beschleunigungen nur durch kleine Masse des Tonarms gewährleisten. Bei diesem sehr anspruchsvollen Test kann die Auflagekraft des „Dual 1009“-Tonarms bei 45 U/min bis auf 1,5 p verringert werden, ohne daß der Abtaststift die Rille verläßt. Die sich bei diesem Test ergebenen vertikalen und horizontalen Tonarmbeschleunigungen sind natürlich stark übertrieben; sie lassen jedoch einen Rückschluß darauf zu, in welchen Größenordnungen bei einer bestimmten Auflagekraft die Tonarmmasse gehalten werden muß, um eine einwandfreie Spurführung auch bei nichtidealen Abtastbedingungen zu erreichen. Bereits bei einer Vergrößerung der Tonarmmasse um 5 g kann der Zigaretten-Test nach Bild 20 beim „Dual 1009“ nur durch Erhöhung der Auflagekraft um den Faktor 4 bestanden werden.

Diese Tests<sup>5)</sup> beweisen sehr deutlich die Vorteile geringer Lagerreibung in horizontaler und vertikaler Richtung der Tonarmbewegungen, weitgehender Unempfindlichkeit gegen Erschütterungen und eines gewichtsbalancierten Tonarms mit sehr geringer Trägheitsmasse. Die Auswirkungen dieser mechanischen Eigenschaften auf die akustische Wiedergabe können jedoch nicht direkt in Zahlenwerten angegeben werden. Man kann zwar mit Meßplatten Änderungen der Tonhöhen Schwankungen und der Abtastverzerrungen nachweisen, ist aber doch auf subjektiv sehr unterschiedliche Feststellungen bei der Bewertung der Wiedergabequalität angewiesen.

<sup>5)</sup> In den USA, wo man in unkomplizierter Weise Werbeangaben von echten Leistungen zu trennen versteht, hat ein Laufwerk oder Tonarm keine Chance zu den echten Hi-Fi-Geräten gezählt zu werden, wenn es diese Tests nicht besteht.

Bild 20. Der Zigaretten-Test; hierbei darf der Tonarm auch bei 45 U/min und 1 p Auflagekraft die Schallrille der Platte nicht verlassen



Qualitätstonarm darf bei dieser stark übertriebenen „Berg- und Talfahrt“ auch bei 45 U/min und 1 p Tonarmauflagekraft die Schallrille nicht verlassen. Die Auflagekraft des Tonarms des „Dual 1009“ läßt sich bei diesem Test ohne weiteres bis auf 0,5 p verringern. Da das Gewicht des verwandten Tonabnehmersystems unter Umständen ausschlaggebend für die Gesamt-Trägheitsmasse des Tonarmes ist, sind Systeme mit  $\leq 10$  g zu empfehlen. Während sich mit dem Zigaretten-Test die Vorteile geringer Trägheitsmasse des Ton-

# Spannungs-Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 15, S. 538

## 2.4. Brückenstabilisierung mit zwei Zenerdioden

Vertauscht man im Bild 2 die Zenerdiode  $ZD_2$  und den zugehörigen Vorwiderstand  $R_{v2}$  mit dem Brückewiderstand  $R_1$ , dann ergibt sich daraus die im Bild 13 dargestellte Stabilisierungsschaltung mit zwei Zenerdioden. Die Stabilisierung wird jetzt durch beide Zenerdioden bewirkt. Besonders vorteilhaft ist diese Schaltung für die Stabilisierung kleiner Ausgangsspannungen.

Die der stationären Eingangsspannung  $U_e$  zugeordnete stationäre Ausgangsspannung  $U_a$  kann mit Hilfe des Knoten- und Maschen-

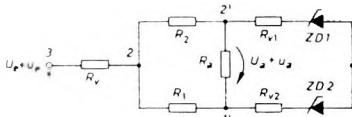
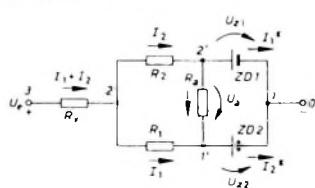


Bild 13. Brückenstabilisation mit zwei Zenerdioden

Bild 14. Die Brückenstabilisation mit zwei Zenerdioden im stationären Betriebsfall



satzes aus dem Schaltbild (Bild 14) ermittelt werden. Allerdings ist die Berechnung etwas langwierig, deshalb soll hier nur das Ergebnis mitgeteilt werden:

$$U_a = \frac{\left[1 + \frac{R_{v2}}{R_1} + R_v \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right] U_{z1} - \left[1 + \frac{R_{v1}}{R_2} + R_v \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right] U_{z2} - \left(\frac{R_{v1}}{R_2} - \frac{R_{v2}}{R_1}\right) U_e}{\left[1 + R_{v2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right] \left[1 + \frac{R_{v2}}{R_a} + R_{v1} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_a}\right)\right] + \left[1 + \frac{R_{v1}}{R_a} + R_{v2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_a}\right)\right] \left(\frac{R_v}{R_2} - \frac{R_{v2}}{R_a}\right)}. \quad (50)$$

Das Vorzeichen der im Zähler von Gl. (50) stehenden Funktion

$$F = \left[1 + \frac{R_{v2}}{R_1} + R_v \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right] U_{z1} - \left[1 + \frac{R_{v1}}{R_2} + R_v \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right] U_{z2} - \left(\frac{R_{v1}}{R_2} - \frac{R_{v2}}{R_1}\right) U_e \quad (51)$$

entscheidet über die Polarität der stationären Ausgangsspannung  $U_a$ .

Da die Brückenschaltung nach Bild 13 wohl ausschließlich zur Spannungsstabilisierung verwandt wird, kann der Vorwiderstand  $R_v = 0$  sein. Meist wird auch noch einer der Zenerdioden-Vorwiderstände,  $R_{v1}$  beziehungsweise  $R_{v2}$ , gleich Null gesetzt und die Kompensation mit dem übriggebliebenen Widerstand durchgeführt.

Alle diese Grenzfälle sind in der allgemeinen Formel Gl. (50) enthalten. Sie brauchen deshalb nicht ausführlich betrachtet zu werden. Die von Bild 2 zu Bild 13 führende Vertauschung von  $ZD_2 + R_{v2}$  mit  $R_1$  bedingt im Ersatzschaltbild (Bild 4 beziehungsweise Bild 5) die Vertauschung

$$R_1 \rightarrow R_1^* = R_{v2} + R_{z2}, \quad R_2^* = R_{v2} + R_{z2} \rightarrow R_1. \quad (52)$$

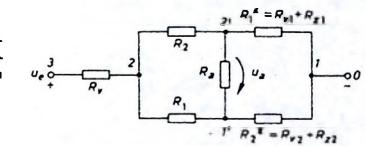
Dadurch erhält man die zur Schaltung Bild 13 gehörende Ersatzschaltung nach Bild 15.

Führt man in Gl. (19) die in Gl. (52) enthaltenen Vertauschungen

$$u_a = \frac{(R_1 R_1^* - R_1 R_2^*) R_a \cdot u_e}{(R_1 + R_2) (R_1^* + R_2^*) \left\{ R_v \left[ 1 + R_a \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_1^* + R_2^*} \right) \right] + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1^* R_2^*}{R_1^* + R_2^*} + R_a \frac{(R_1 + R_2^*)(R_2 + R_1^*)}{(R_1 + R_2)(R_1^* + R_2^*)} \right\}}. \quad (53)$$

DK 621.382.2:621.316.722.1

Bild 15. Spannungersatzschaltung der Brückenstabilisierung mit zwei Zenerdioden



$R_2^* \rightarrow R_1$  und  $R_1 \rightarrow R_2^*$  durch, so ergibt sich Gl. (53).

Das Vorzeichen von

$$D = R_2 R_1^* - R_1 R_2^* = R_2 (R_{v1} + R_{z1}) - R_1 (R_{v2} + R_{z2}) \quad (54)$$

entscheidet über die Polarität der Ausgangsspannung  $u_a$ . Die Brücke ist exakt abgeglichen, wenn  $D = 0$  ist:

$$R_2 R_1^* - R_1 R_2^* = R_2 (R_{v1} + R_{z1}) - R_1 (R_{v2} + R_{z2}) = 0. \quad (55)$$

Ist  $R_{v1} = 0$ , so vereinfacht sich die Abgleichbedingung zu

$$R_2 R_{z1} - R_1 (R_{v2} + R_{z2}) = 0. \quad (56)$$

Ist  $R_{v2} = 0$ , so ergibt sich

$$R_2 (R_{v1} + R_{z1}) - R_1 R_{z2} \quad (57)$$

## 2.5. Brückenschaltung zur Messung kleiner Spannungsdifferenzen

Im Bild 2 wird jetzt

$$R_{v1} = R_{v2} = 0 \quad (58)$$

gesetzt. Als Ergebnis erhält man die im Bild 16 dargestellte Zenerdiodenbrücke, die sich ausgezeichnet zur Messung kleiner Differenz-

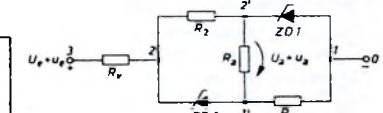


Bild 16. Brückenschaltung mit Zenerdioden zur Messung kleiner Spannungsdifferenzen

spannungen  $u_a$  eignet. Wegen  $R_{v1} = R_{v2} = 0$  folgt aus Gl. (12)

$$R_1^* = R_{z1}, \quad R_2^* = R_{z2}. \quad (59)$$

Mit Gl. (59) errechnet sich die stationäre Ausgangsspannung  $U_a$  der Brückenschaltung Bild 16 aus Gl. (10) zu

$$U_a = \frac{\left(1 + \frac{R_v}{R_1}\right) U_{z1} + \left(1 + \frac{R_v}{R_2}\right) U_{z2} - U_e}{1 + R_v \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_a}\right)}. \quad (60)$$

Je nach Vorzeichen der im Zähler von Gl. (60) stehenden Funktion

$$F = \left(1 + \frac{R_v}{R_1}\right) U_{z1} + \left(1 + \frac{R_v}{R_2}\right) U_{z2} - U_e \quad (61)$$

ist die stationäre Ausgangsspannung  $U_a$  der Brücke größer als Null ( $F > 0$ ), kleiner als Null ( $F < 0$ ) oder gleich Null ( $F = 0$ ).

Für den praktisch bedeutungsvollen Fall  $R_v = 0$  vereinfacht sich Gl. (60) zu

$$U_a = U_{z1} + U_{z2} - U_e. \quad (62)$$

Nach Gl. (60) kann die Polarität der stationären Ausgangsspannung  $U_a$  beliebig sein. Das ist für Anwendungszwecke sehr wichtig.

Aus Gl. (19) ergibt sich  $u_a$  unter Beachtung von  $R_{v1} = R_{v2} = 0$  zu

$$u_a = \frac{(R_{z1} R_{z2} - R_1 R_2) R_a \cdot u_e}{(R_1 + R_{z1})(R_2 + R_{z2}) \left\{ R_v \left[ 1 + R_a \left( \frac{1}{R_1 + R_{z1}} + \frac{1}{R_2 + R_{z2}} \right) \right] + \frac{R_1 R_{z1}}{R_1 + R_{z1}} + \frac{R_2 R_{z2}}{R_2 + R_{z2}} + R_a \frac{(R_1 + R_{z2})(R_2 + R_{z1})}{(R_1 + R_{z1})(R_2 + R_{z2})} \right\}}. \quad (63)$$

Das Vorzeichen von

$$D = R_{z1} R_{z2} - R_1 R_2 \quad (64)$$

entscheidet über die Phasenlage der dynamischen Ausgangsspannung  $u_a$  der Brücke. Da  $R_{z1}$  und  $R_{z2}$  klein gegen  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_a$  sind, kann man die Näherungsformel

$$D = -R_1 R_2 < 0 \quad (65)$$

angeben. Gl. (63) geht über in

$$u_a = \frac{-u_e}{1 + R_v \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_a} \right)}. \quad (66)$$

Die dynamische Ausgangsspannung  $u_a$  der Zenerdiodenbrücke nach Bild 16 folgt der Eingangsspannungsänderung  $u_e$  gegenphasig. Aus Gl. (66) ist zu erkennen, daß die Eingangsspannungsänderung  $u_e$  für  $R_v > 0$  wegen des Nenners

$$1 + R_v \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_a} \right) \quad (67)$$

nur geringfügig verkleinert als Ausgangsspannungsänderung  $u_a$  am Brückenausgang erscheint. Für  $R_v = 0$  wird

$$u_a = -u_e. \quad (68)$$

Die Zenerdioden-Brückenschaltung nach Bild 16 findet mit Vorteil bei der Messung kleiner Differenzspannungen Verwendung. Das soll abschließend an dem Schaltungsbeispiel eines sehr einfachen elektronisch stabilisierten Hochspannungsgerätes gezeigt werden (Bild 17). Das in der Originalarbeit [3] beschriebene, von der Components Corporation (Denville, New Jersey, USA) gefertigte Miniatur-Hochspannungsgerät ist in der praktischen Ausführung etwa faustgroß. Es ist als Hochspannungsquelle für Satelliten-Instrumentation, Infrarot-Detektoren, für Unterwasser-Schalldetektoren und kernphysikalische Meßgeräte geeignet.

In den üblichen Temperaturbereichen und bei mittleren Belastungsänderungen erzeugen diese sehr einfachen Miniatur-Hochspannungsgeräte eine auf 10% stabilierte Hochspannung. Für größere Umgebungstemperaturen wurden spezielle temperaturkompensierte Schaltungen entwickelt.

Neuerdings entwickelte die Components Corporation in enger Zusammenarbeit mit Du Mont einen Sekundärelektronen-Vervielfacher, bei

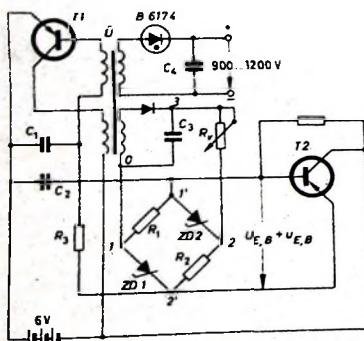


Bild 17. Elektronisch stabilisiertes Miniatur-Hochspannungsgerät der Components Corporation als Anwendungsbeispiel der Zenerdiodenbrücke zur Messung kleiner Spannungsdifferenzen

dem Multiplier und stabilisiertes Hochspannungsgerät eine kompakte Einheit bilden. Aus dem SEV sind nur noch die Energieleitung zur Zuführung der Betriebsspannung, die mit  $R_v$  verbundene Regelleitung zur Einstellung der gewünschten Hochspannung und die mit dem Arbeitswiderstand der letzten Sammeleriode des Multipliers verbundene Impulsleitung herausgeführt.

Die Gleichspannung  $U = 6 \text{ V}$  wird mit Hilfe eines aus dem Schalttransistor  $T_1$ , dem Ferritkern-Transformator  $\dot{U}$  und der Kapazität  $C_1$  gebildeten Sperrschwingers zerhackt und hochtransformiert. Im

Interesse einer einfachen Siebung wurde die Schaltfrequenz 3,5 kHz gewählt. Die Hochspannung wird durch Gleichrichten der an der Wicklung entstehenden Hochspannungsimpulse erzeugt. Eine besondere Wicklung erzeugt eine Regelspannung, die mit Hilfe einer Diode gleichgerichtet und am Kondensator  $C_3$  geglättet wird.

Die am Kondensator  $C_3$  entstehende geglättete Regelspannung  $U_E + u_e$  mit dem Sollwert  $U_e$  wird über den Vorwiderstand  $R_v$  der aus den Zenerdioden  $ZD1$ ,  $ZD2$  sowie den Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$  bestehenden Brücke zugeführt. Man erkennt darin die im Bild 16 dargestellte Zenerdiodenbrücke zur Messung kleiner Spannungsdifferenzen. Die im Brückenzweig  $2' - I'$  entstehende gesamte Ausgangsspannung  $U_a + u_a$  bildet die Emitter-Basis-Vorspannung  $U_{E,B} + u_{E,B}$  des als Emitterfolger geschalteten Steuertransistors  $T_2$ , der den Basisstrom des Schalttransistors  $T_1$  regelt und dessen Basisvorspannung einstellt. Da  $U_a + u_a$  von  $2'$  nach  $I'$  orientiert sind,  $U_{E,B} + u_{E,B}$  aber gerade umgekehrt, gilt

$$U_{E,B} = -U_a, \quad u_{E,B} = -u_a. \quad (69)$$

Die gesamte Emitter-Basis-Vorspannung  $U_{E,B} + u_{E,B}$  errechnet sich daraus mit Gl. (60) und mit der Näherungsformel Gl. (66) zu

$$U_{E,B} + u_{E,B} = \frac{- \left[ \left( 1 + \frac{R_v}{R_1} \right) U_{z1} + \left( 1 + \frac{R_v}{R_2} \right) U_{z2} - U_e \right] + u_e}{1 + R_v \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_a} \right)}. \quad (70)$$

Da der Transistor  $T_2$  nach Bild 17 die Zonenfolge  $pnp$  hat, muß die Emitter-Basis-Vorspannung  $U_{E,B}$  negativ,  $U_a$  nach Gl. (69) also positiv sein. Es liegt also der Fall  $F > 0$  vor.

$$F = \left( 1 + \frac{R_v}{R_1} \right) U_{z1} + \left( 1 + \frac{R_v}{R_2} \right) U_{z2} - U_e > 0 \quad (71)$$

Die für den Transistor  $T_2$  benötigte Basisvorspannung  $U_{E,B}$  legt die stationäre Eingangsspannung der Zenerdiodenbrücke fest. Die Eingangsspannung  $U_e$  kann aus Gl. (70) leicht errechnet werden.

Die Wirkungsweise der Stabilisation ist folgende: Erhöht sich beispielsweise die Speisespannung  $U$  um die Spannung  $u$ , dann entsteht kurzzeitig auch eine vergrößerte Hochspannung und eine vergrößerte Regelspannung  $U_e + u_e$ . Die Regelspannungsänderung  $u_e$  wird phasengleich über die Zenerdiodenbrücke auf die Emitter-Basis-Strecke des Transistors  $T_2$  gekoppelt. Wegen Gl. (70) verringert sich dessen Basisvorspannung und damit auch der Basisstrom und die Basis-Vorspannung des Schalttransistors  $T_1$ . Als Folge davon bleibt die Hochspannung konstant. Bei einer Verringerung der Speisespannung  $U$  ist der Regelvorgang gerade umgekehrt.

Durch Verändern des Vorwiderstandes  $R_v$  kann die Hochspannung des Originalgerätes stufenlos zwischen 900 V und 1200 V eingestellt werden. Mit der Verkleinerung des Widerstandes  $R_v$  verringert sich die Emitter-Basis-Spannung  $U_{E,B}$  des Steuertransistors  $T_2$ , und damit verringert sich auch die Hochspannung. Bei einer Vergrößerung von  $R_v$  vergrößert sich die Hochspannung.

#### Schriftum

- [1] Lennartz, H.: Zenerdioden. Fnnk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 9, S. 281 – 283
- [2] Gerlach, A.: Die Zenerdiode. Intermetal Sonderdruck 10 (1962)
- [3] Small packs for regulated high voltage. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 46, S. 96 – 99

# So sensationell wie 1952 die Ultrakurzwelle- so sensationell wird jetzt der Stereo-Rundfunk!

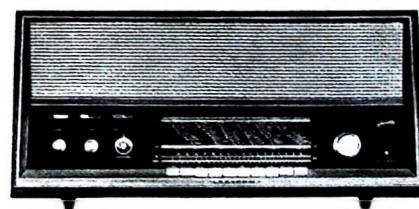
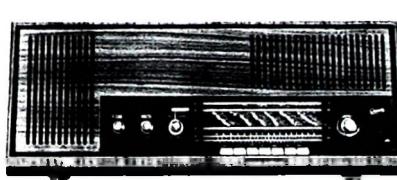
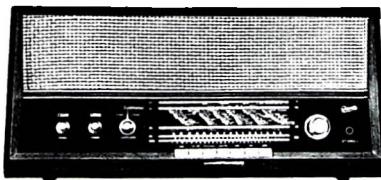
Erinnern Sie sich an die frühen 50er Jahre? In nie für möglich gehaltener Schnelligkeit breitete sich damals das UKW-Netz aus. Die Nachfrage nach neuen Rundfunkgeräten schnellte empor! Lange Zeit war UKW Ihr Verkaufsargument Nr. 1!

Nun folgt eine zweite technische Sensation: der Stereo-Rundfunk! Auf der Funkausstellung in Berlin wird er der Öffentlichkeit im großen Rahmen vorgestellt.

Jetzt bieten sich Ihnen ähnliche Möglichkeiten wie vor 10 Jahren. Der Stereo-Rundfunk macht neue Rundfunkgeräte erforderlich. Wer Musik naturgetreu hören will, muß sich ein Gerät kaufen, das für Empfang und Abstrahlung stereofonischer Sendungen eingerichtet ist. Eine neue Nachkaufwelle kommt! Der Rundfunkgeräte-Verkauf wird wieder so interessant wie einst!

Graetz hat sich auf diese Entwicklung seit langem sorgfältig vorbereitet und bietet 1963/64 Geräte, die in allen Einzelheiten den Erfordernissen des neuen technischen Fortschritts entsprechen. Auch diesmal ist Graetz wieder von Anfang an mit dabei!

Für Ihren Service: Der Graetz-Stereo-Decoder kann mit einem Handgriff durch die Steckverbindung betriebsfertig angeschlossen werden.



Begriff  
des  
Vertrauens

Graetz



Besuchen Sie uns auf der Funkausstellung in Berlin, Halle 2.

# High Fidelity

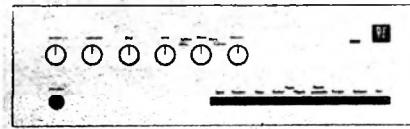
Vollendete Tonwiedergabe mit einer

**PE HiFi-Studioanlage**

**PE Studio-Plattenspieler**

+ **PE HiFi-Stereo-Verstärker**

+ **PE HiFi-Stereo-Lautsprecher**



Vollendet naturtreue Tonwiedergabe lässt sich dann erreichen,  
wenn die elektro-akustischen Eigenschaften von  
Plattenspieler Verstärker Lautsprecher  
in höchstem Maße aufeinander abgestimmt sind. Die PE HiFi-  
Studioanlage bietet eine Wiedergabequalität, von der auch Ihre  
anspruchsvollsten Kunden begeistert sein werden.

Wir freuen uns auf Ihren Besuch in Berlin

Halle XII. Stand 1208



**Perpetuum - Ebner**

7742 St. Georgen/Schwarzwald

## Mischpult für Hörspielaufnahmen

Ein Mischpult ist bereits dann recht nützlich, wenn man mit nur zwei NF-Spannungsquellen arbeitet. Bei steigender Anzahl der Quellen und größerem Anlagenumfang wird es jedoch unentbehrlich, denn bei längeren Aufnahmen, bei denen auch Regie geführt werden muß, reichen die üblichen Mischverstärker meistens nicht mehr aus. Man benötigt zusätzliche Einrichtungen, ohne die unter amateurmäßigen Verhältnissen, zum Beispiel ohne schallidichtes Fenster zwischen Sprech- und Regieraum, eine reibungslose und ungestörte Arbeit kaum möglich ist. Einige Überlegungen sollen dies erläutern.

Meistens stehen nicht genügend versierte Hilfskräfte zur Verfügung, zum Beispiel zur Bedienung des Tonbandgerätes, das die sehr exakte Einhaltung einer bestimmten maximalen Eingangsspannung erfordert. Eine Dauerkontrolle des Magischen Auges des Tonbandgerätes ist aber wenig sinnvoll, denn die Dynamikveränderungen sollen nach künstlerischen Gesichtspunkten am Mischpult erfolgen. Ein guter Aussteuerungsmesser im Mischpult ist daher eine große Hilfe für hochwertige Aufnahmen. In diesem Zusammenhang sei auf die meistens nur geringe Hörerfahrung hingewiesen, die einer Stütze durch den Aussteuerungsmesser bedarf. Das Aussteuern besteht ja nicht aus einer dauernden Regelung auf Vollaussteuerung, sondern es sollen sowohl technisch einwandfrei als auch künstlerisch ansprechende Dynamikverhältnisse erreicht werden. So wird man beispielsweise, abgesehen vom geringfügigen Ausgleich der Pegelunterschiede bei ungeübten Sprechern, einerseits eine Wortpassage gegenüber einem Musikstück geringer aussteuern, andererseits sogar den Pegel der Musikstücke gegenüber der Sprache senken, wenn beide inhaltlich gleichrangig sind und gleichlaut erscheinen sollen.

Weiterhin ist es gelegentlich erforderlich, bereits vor dem Aufregeln der Misch- oder Summenregler in einen Kanal hineinzuhören, beispielsweise um einen Musikmitschnitt von Ansagen zu befreien oder den richtigen Einsatzpunkt bei einem Geräusch abzuwarten. Dazu dient ein besonderer Abhörkanal, der zusätzlich beliebige Abhörlautstärken ermöglicht.

Schließlich benötigt man bei fehlender Sichtmöglichkeit einen Kommandokanal in Form von Lichtsignalen oder einer Sprechverbindung. Im beschriebenen Gerät ist beides vorhanden, da sich mit der Kommandoleitung zusätzlich eine Rücksprech- und Rückspielmöglichkeit ergibt. An den Abhör- und Kommandokanal müssen entsprechende Endverstärker mit Lautsprechern angeschlossen werden.

### Probleme des Mischpultverstärkers

Bei einem Mischpult ohne Eingangs- und eventuell auch ohne Ausgangsübertrager, wie es für Amateurzwecke praktisch in Frage kommt, ergeben sich zwei besondere Probleme. Das erste betrifft die einwandfreie Erdung oder Nullung. Wenn man bedenkt, daß das Aufnahme-Tonbandgerät mit seinem Ausgang an einem Eingang des Mischpultes liegen kann, dann erkennt

man, daß sich dadurch störende Nullschleifen bilden können. Hinzu kommt, daß das Mischpult geerdet werden muß und Fremdströme auf den Nulleitungen von Eingängen und Ausgängen Spannungsabfälle an der gemeinsamen Nullleitung bewirken können. Hierbei darf nicht übersehen werden, daß besonders die an den Ausgängen angeschlossenen Endverstärker meistens starke Netzfehlströme liefern. Die Nullung ist also das eigentliche Problem bei einem derartigen übertragerlosen Mischpult (wie bei jeder größeren unsymmetrischen Anlage).

Brummstörungen lassen sich nur verhindern, wenn man alle Nullanschlüsse an einen zentralen Nullpunkt am Sieb kondensator des Netzteils führt, an dem auch das Chassis und die Erdungsbuchsen angeschlossen werden. Es ist lediglich möglich, die Nulleitungen innerhalb der einzelnen Baugruppen an einen Punkt zu führen und diesen dann mit dem zentralen Nullpunkt zu verbinden. Auch hier geht man möglichst sternförmig vor. Abschirmbuchsen, Elektrolytkondensatoren usw. sind isoliert zu befestigen, und bei Diodenbuchsen darf man das Gehäuse nicht an den Kontakt 2 anschließen. Dieses Verfahren mag zwar umständlich scheinen (Bündel isolierter Nulleitungen), es ist aber die einfachste Methode, um Störungen im Mischpult zu vermeiden.

Eine gewisse Sorgfalt erfordert auch die Verlegung der Eingangsleitungen (von den Eingangsbuchsen zu den Potentiometern). Sie werden zweckmäßigerverweise abgeschirmt, um Übersprecherscheinungen bei geschlossenen Reglern infolge von Einstreuungen auf die Entkopplungswiderstände und die Summenleitung zu vermeiden.

Das zweite Problem betrifft die Eingangsempfindlichkeit oder Eigenverstärkung des Mischverstärkers. Im allgemeinen wählt man eine verhältnismäßig hohe Empfindlichkeit, um alle NF-Spannungsquellen ohne Schwierigkeiten an jeden Eingang anschließen zu können. Da aber die am häufigsten benutzte Quelle, das Mikrofon, bei Sprache den niedrigsten Pegel liefert, ergeben sich dabei bald Engpässe, so daß man von einer einfachen Eingangsschaltung mit einigen durch Widerstände entkoppelten Reglern abgehen und für den Mikrofoneingang eine besondere Röhre mit Eingangsübertrager vorsehen muß. Wird diese als Pentode geschaltet, dann kann nicht gegengekoppelt werden (eventuell von der Anode auf einen Widerstand am kalten Ende der Sekundärwicklung), und die Verstärkung ist so groß, daß bei höheren Schallpegeln Verzerrungen auftreten können. Bei Triodenschaltung der Röhre muß aber die Nachverstärkung größer sein. In diesem Fall ist aber zu berücksichtigen, daß ein Widerstand bei Zimmertemperatur eine Rauschspannung liefert, die um so höher ist, je größer der Widerstandswert ist. Außerdem wächst die abgegebene Rauschspannung mit der Anzahl der Mischregler.

Da der Widerstand der Regler und der Entkopplungsglieder von den vorgesetzten Röhren abhängt und kaum 500 kOhm

unterschreiten darf, ist die Grenze der zulässigen Verstärkung sehr schnell erreicht. Es muß nämlich beachtet werden, daß der Rauschabstand bei einem Mischpult, das an sich keine Verstärkung aufzubringen hat, mindestens 60 dB sein sollte, da es von den verschiedenen NF-Spannungen mehrmals durchlaufen werden kann.

60 dB Rauschabstand entsprechen bei 1,5 V Ausgangsspannung einer Rauschspannung von 1,5 mV. Da ein Widerstand von 200 kOhm bei 20 kHz Bandbreite rund 7  $\mu$ V Rauschspannung liefert, ist eine maximale Verstärkung von 46 dB zulässig. Davon muß man die Knotenpunkt-dämpfung von etwa 10 dB (bei drei Reglern) abziehen, da sie die Eingangsspannung herabsetzt und diese Verminderung aufgehoben werden muß. Wenn ein Klangregler mit Höhenanhebung vorgesehen wird, verringert sich die nutzbare Verstärkung noch weiter, da sich sonst die Rauschspannung um die Anhebung durch den Klangregler (beispielsweise 11 dB) erhöht. Der Rest von rund 25 dB nutzbarer Verstärkung zeigt deutlich, daß die Mischpultplanung nicht einfach ist. Dabei wurde eine Einstellreserve für die Mischregler oder den Summenregler noch nicht berücksichtigt.

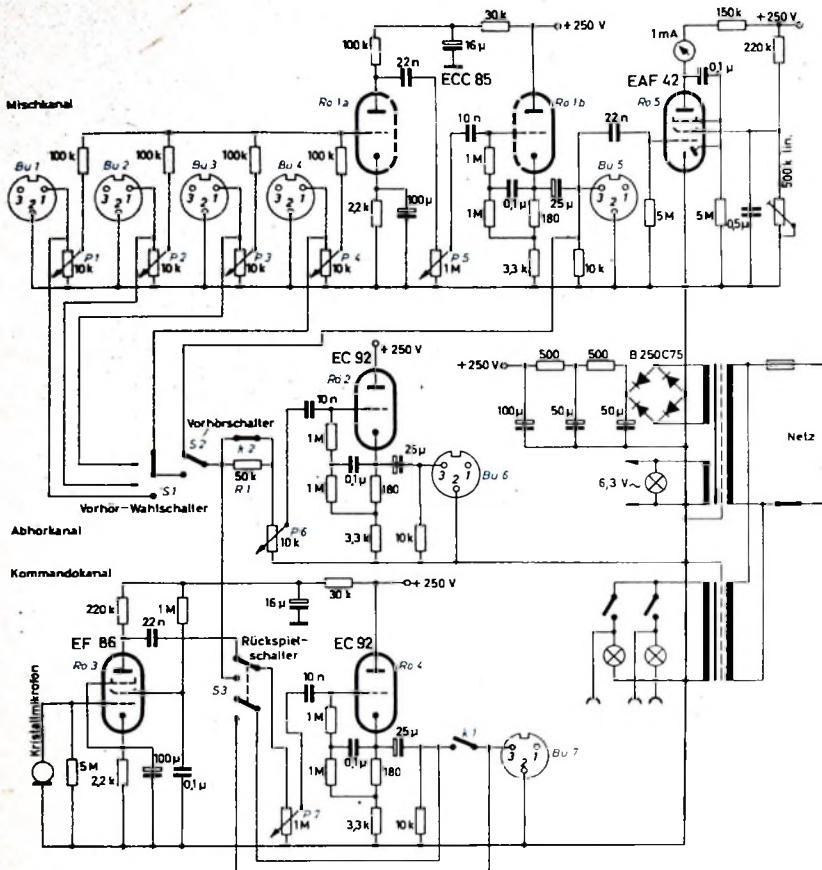
Die ausgewählte und im folgenden beschriebene Lösung, die wenig dem üblichen Standard entspricht, wird nach diesen Vorbetrachtungen leicht verständlich sein. Ihr liegt außerdem die weitere Überlegung zugrunde, daß bei Eingängen mit hohem Pegel und niedriger Impedanz die Qualität der vom Mischpult abgegebenen Spannung weitgehend von der Qualität der NF-Spannung abhängt. Hierbei ist es mit speziellen Verstärkern wesentlich leichter, alle vorhandenen Möglichkeiten auszuschöpfen.

### Regiemischpult „V 710“

Wie die Schaltung des Gerätes (Bild 1) zeigt, ist der Aufbau übersichtlich gegliedert. Beim Entwurf der Schaltung wurde von der Voraussetzung ausgegangen, daß die NF-Spannungsquellen niederohmig sind und rund 1 V liefern (Katoden- oder Übertragerausgänge). Die Ausgangsspannung ist ebenfalls rund 1 V bei allen Kanälen. Die Kanäle (Mischkanal, Abhörkanal und Kommandokanal) sind als Blindenschaltbild auf die Frontplatte gezeichnet.

Der Mischkanal weist keine Besonderheiten auf. Die Eingänge sind wegen der im Verhältnis zu den Reglern hochohmigen Entkopplungswiderstände praktisch unabhängig voneinander und bei sorgfältiger Leitungsverlegung übersprechsfreier. Das System Rö 1a der ECC 85 (dieser Röhrentyp wurde wegen der voneinander abgeschirmten Systeme gewählt) gleicht die Knotenpunkt-dämpfung von 12 dB aus und ergibt noch eine Einstellreserve. Der Aussteuerungsmesser (Rö 5) wurde nach einer recht einfachen Schaltung ausgeführt<sup>1)</sup>. Da aber die ballistischen Eigenschaften und

<sup>1)</sup> Koch, E.: Die Modulationskontrolle im Amateursender. Funkschau Bd. 29 (1957) Nr. 21, S. 591-592



damit die Anzeigegenauigkeit ausschließlich vom Meßinstrument abhängt und auch nicht immer Eich- und Justierungsmöglichkeiten vorhanden sind, ist nach den Erfahrungen des Verfassers ein Magisches Auge zur Aussteuerungskontrolle (zusätzlich mit einer Röhre EC 92) zweckmäßiger.

Im Abhörkanal liegen das Dämpfungsglied  $R_1$ ,  $P_6$  sowie die Schalter  $S_1$  und  $S_2$ . Während man für den Vorföhrschalter  $S_2$  zweckmäßigerweise einen Kellogg- oder Schieberbeschalter verwendet, handelt es sich bei dem Vorföhrt-Wahlschalter  $S_1$  um einen mehrstufigen Umschalter. Wichtig ist, daß beim Schalten keine Verbindung der Kontakte untereinander auftritt. Die Dämpfung wird beim Betätigen der Kommandotaste mit  $k_2$  eingeschaltet, während der Kontakt  $k_1$  gleichzeitig den Kommandokanal durchschaltet. Beim Kommandokanal ist zu beachten, daß das Steuergitter von  $R_3$  gegen Störungen empfindlich ist; hier gelten die Regeln für den Aufbau jedes normalen Mikrofonverstärkers. Für das auf die Frontplatte aufzuschraubende Mikrofon, das auch fest eingebaut werden kann, empfiehlt sich eine hochempfindliche Kristallkapsel.

Bei Regieanweisungen ist nur die Kommandotaste zu bedienen, wobei die Vorwärmung im Abhörkanal eingeschaltet wird. Sie hat die Aufgabe, eine akustische Rückkopplung zu verhindern, die durch die Kette Kommandolautsprecher - Aufnahmemikrofon - Abhörlausprecher - Kommandomikrofon entstehen kann. Die Dämpfung vermeidet zwar im Augenblick des Sprechens störende Heuleffekte, un-

Bild 1 (oben). Schaltung des Regiemischpultes

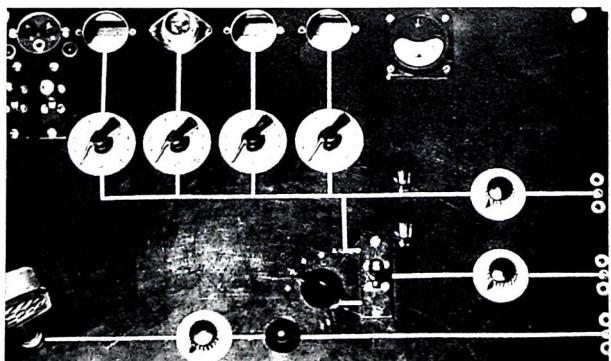
Bild 2. Blick auf die Frontplatte des Regiemischpultes „V 710“ ▶

terbricht aber die Verbindung zum Sprecherraum nicht völlig, so daß schnell eingeworfene Antworten usw. nicht verlorengehen. Eine Besonderheit des Kommandokanals ist die Rückspieleitung (Verbindung von  $S_2$  und  $S_3$ ). Sie bringt erfahrungsgemäß eine Zeitersparnis, weil dann zum Beispiel eine Aufnahme von den Akteuren abgehört werden kann, ohne daß der Sprecherraum verlassen werden muß.

Den Eingängen  $Bu 1 \dots Bu 4$  des Verstärkers sollte man jeweils immer gleichartige Quellen zuordnen. Diese Zuordnung erleichtert die Arbeit, weil die Regler dann gewohnheitsmäßig betätigt werden können, ohne daß erst überlegt werden muß, welcher Regler zu welcher Quelle gehört.

Eine Lichtsignalanlage mag zwar unnötig scheinen, sie erspart aber bei einfachen Aufgaben den Aufbau der Kommandoanlage. Sie wurde im beschriebenen Gerät zunächst an den Netzttransformator angeschlossen. Die Bedienung erfolgte mit den im Bild 2 links oben sichtbaren Kelloggschaltern. Nach längerem Gebrauch und vergeblichen Entstörungsversuchen erwies es sich als günstiger, die Signalanlage aus einem getrennten Netzttransformator zu speisen. Diese Lösung muß auch empfohlen werden, wenn die Anzeigeschwankungen des Aussteuerungsmessers stören sollten. Wie schon erwähnt, hängt die Anzeigegenauigkeit von der Eignung des benutzten Drehspulinstrumentes ab. Selbst wenn es gelingt, die gegenseitigen Einflüsse der Schaltung und der Eigenschaften des Instrumentes zu kompensieren, sollte man die Betriebsspannungen des Aussteuerungsmessers mit einem Stabilisator und einem Eisenwasserstoffwiderstand stabilisieren. Eine gewisse Schwierigkeit liegt auch darin, daß für den Vollausschlag des Aussteuerungsanzeigers (bei etwa 70 % der Skala) 1,5 V Wechselspannung benötigt werden. Im Mustergerät wurde bei 1 V ein etwas geringerer Ausschlag als 0-dB-Marke benutzt und ein Teil des Ruhestroms durch Änderungen am Instrument mechanisch unterdrückt. Da aber im allgemeinen keine Justierungsmöglichkeiten zur Verfügung stehen dürften, sei auf die Verwendungsmöglichkeit eines Magischen Auges hingewiesen.

Die Ausgänge  $Bu 5 \dots Bu 7$  sind als Katodenausgänge mit unterteilter Katodenwiderstand ausgeführt. In dieser Schaltung können im Leerlauf unverzerrt rund 15 V abgegeben werden, bei Belastung mit 1 kOhm maximal 5 V. Der Anpassungswiderstand liegt bei 2,5 kOhm und der Ausgangsscheinwiderstand bei 170 Ohm.



Der Belastungswiderstand sollte 1 kOhm nicht unterschreiten. Diese etwas aufwendige Schaltung der Katodenausgänge wurde gewählt, weil die übliche Schaltung mit einem einzigen Katodenwiderstand von rund 1 kOhm höchstens 500 mV liefert. Außerdem ist der Verstärkfaktor dann nur 0,4 gegenüber  $\approx 1$  im vorigen Falle. Der zusätzliche Raumbedarf ist nicht erheblich, wenn für die Widerstände 0,1-W-Typen und für die 0,1- $\mu$ F-Kondensatoren Wima-„tropyfol-M“-Kondensatoren für 125 V (8 mm  $\varnothing$   $\times$  16 mm) oder Keramik-Halbleiterkondensatoren für 12 V Betriebsspannung (11 mm  $\varnothing$   $\times$  3 mm) verwendet werden.

Die Ankopplungskondensatoren sind möglichst klein zu wählen, damit der Leck-

strom nicht zu stark beim Umschalten stört. Der Wert von  $25 \mu\text{F}$  bezieht sich auf einen kleinsten Lastwiderstand von  $1 \text{k}\Omega$ . Die  $10-\text{k}\Omega$ -Belastungswiderstände dienen nur zur Ableitung des Fehlstroms.

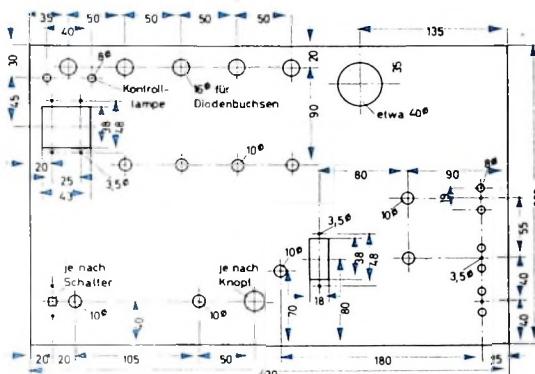
#### Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau bietet bis auf die Nullung keine Schwierigkeiten. Der hohe Pegel auf allen Leitungen macht bei einigermaßen geschicktem Aufbau alle Abschirmungen unnötig. Die einzelnen Baugruppen sind auf abgewinkelten

genannte Verbindung mittelohmig und führt nur einen niedrigen Pegel. Sie könnte also, um Brumm- und Tonfrequenzeinstreuungen zu vermeiden, abgeschirmt werden, während dies im ersten Fall wegen der störenden kapazitiven Belastung unzweckmäßig wäre. Es wurde daher ein Mittelweg gewählt, indem die unabgeschirmte Leitung mit Klebestreifen in kurzen Abständen auf dem Chassis befestigt wurde.

Die Abschirmung der Eingangsleitungen von *Bu 1 ... Bu 4* zu den Reglern und der Leitung von den Entkopplungswiderständen zum Gitter von *Rö 1a* sowie die sehr überlegte Verlegung der Nulleitungen sind auch noch aus einem anderen Grund wichtig. Werden nämlich dabei Fehler gemacht, dann kann der Eindruck schlecht schließender Regler entstehen. Wenn kapazitive Einstreuungen von den Eingangsleitungen auf die Summenleitung auftreten oder wenn infolge ungünstiger Nullverbindungen tonfrequente Spannungsabfälle auf diesen Leitungen entstehen, dann nutzt natürlich auch eine „Reparatur“ der betreffenden Regler nichts, die man vielleicht mit Leitsilber versuchen könnte. Trotzdem sollte man auch diesen Punkt nicht unbeachtet lassen, da gelegentlich schlecht schließende Regler vorkommen können. Theoretisch kann die Dämpfung in der Aus-Stellung bei logarithmischen Reglern ohnehin nicht unendlich groß sein, was aber bei der gewählten Schaltung praktisch unerheblich ist.

Die Eingänge des Mischpultes waren anfangs, wie Bild 2 zeigt, mit 5poligen Tuchelbuchsen mit Bajonetverschluß bestückt; später wurden sie durch die üblichen 3poligen Diodenbuchsen ersetzt. Die Ausgänge, der Netzanschluß usw. sind an der rechten Schmalseite des Koffergehäuses angeordnet. Parallel zu den Ausgangsbuchsen wurden die im Bild 2 rechts sichtbaren Telefonbuchsen geschaltet, um gegebenenfalls mit einem Kopfhörer abhören zu können.



# Gegentakt-B-Verstärker mit dem Leistungstransistor OD 603

Nachstehend werden Schaltungen transistorisierter Gegentakt-B-Verstärker angegeben. Die beschriebenen Verstärker eignen sich besonders für die Verwendung in Autoempfängern.

## 1. Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers mit vier verschiedenen Dimensionierungen

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers. Für diesen Verstärker werden in Tab. I vier verschiedene Dimensionierungen bei Batteriespannungen von 6,5 V und 13 V angegeben. Die Ausgangsleistungen sind 4 W und 8 W.

## 1.2. Stabilisierung der Arbeitspunkte

Die Collectorströme von Vor- und Treiberstufe werden gegen Temperaturänderungen mit den Emitterwiderständen  $R_3$  beziehungsweise  $R_7$  und den entsprechenden Basisspannungsteilern  $R_1$ ,  $R_2$  beziehungsweise  $R_5$ ,  $R_6$  wirksam stabilisiert. Die Stabilisierung der Collectorströme der Endstufe erfolgt mit dem temperaturabhängigen Basisspannungsteiler  $R_9$ ,  $R_{10}$ ,  $P$ ,  $R_{11}$ , dessen temperaturabhängiges Element  $R_{10}$  ein Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC-Widerstand) ist. Zur Einstellung des Ruhestromes wird der Einstellregler  $P$  im Basisspannungsteiler verwendet.

Im Bild 2 ist der Verlauf der Summe beider Ruhestrome  $I_{CC}$  in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  darge-

stellt. Die Funktion aller Stufen ist bis zur Umgebungstemperatur  $t_{amb} = 70^\circ\text{C}$  gewährleistet.

## 1.3. Vorstufe

Die Vorstufe ist in den vier angegebenen Fällen mit dem NF-Transistor AC 122 bestückt. Der Eingangswiderstand der Stufe, der durch die Parallelschaltung des Eingangswiderstandes des Transistors mit der Parallelschaltung der beiden Basissteilerwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  gebildet wird, ist bei den 6,5-V-Schaltungen mindestens etwa 500 Ohm. Bei den 13-V-Schaltungen ist der Eingangswiderstand minimal etwa 1 kOhm.

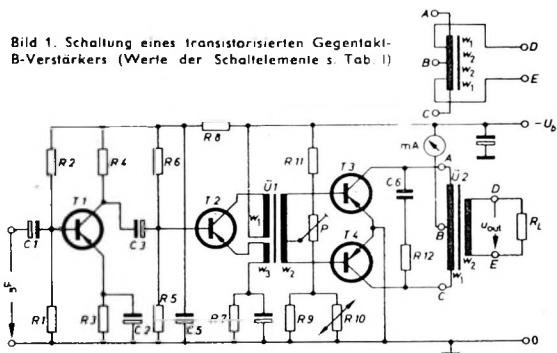
Tab. Ia. Dimensionierungsbeispiele für die Schaltung des Gegentakt-B-Verstärkers im Bild 1

Ausführung	1	2	3	4
$-U_b$	6,5	6,5	13	13 V
$P_{out}$ ( $k = 10\%$ )	4	8	4	8 W
$T_1$	AC 122	AC 122	AC 122	AC 122
$T_2$	AC 117	OD 603	AC 123	AC 124
$T_3, T_4$	OD 603	OD 603	OD 603	OD 603
$R_1$	5,1	3,3	10	10 kOhm
$R_2$	18	12	51	51 kOhm
$R_3$	0,51	0,2	2	1 kOhm
$R_4$	1,2	0,51	5,1	2,7 kOhm
$R_5$	0,2	0,15	2	1 kOhm
$R_6$	0,75	0,51	18	9,1 kOhm
$R_7$	43	4,3	240	68 Ohm
$R_8$	39	39	510	300 Ohm
$R_9$	2,2	2,2	2,2	2,2 Ohm
$R_{10}$	4	4	4	4 Ohm
$R_{11}$	51	51	100	100 Ohm
$R_{cc}$	18	9	80,8	40,4 Ohm
$R_L$	5	5	5	5 Ohm
$P$	5	5	5	5 Ohm
$C_1$	10	10	5	5 $\mu\text{F}$
$C_2$	250	250	50	100 $\mu\text{F}$
$C_3$	50	50	25	25 $\mu\text{F}$
$C_4$	1000	1000	100	250 $\mu\text{F}$
$C_5$	100	100	25	25 $\mu\text{F}$
$C_7$	1000	1000	1000	1000 $\mu\text{F}$
$w_1$ (bei $P_{out} = 50 \text{ mW}$ )	1,2	0,83	0,28	0,38 mV
$f_u$	100	100	100	100 Hz
$t_{amb}$	$\leq 70$	$\leq 70$	$\leq 70$	$\leq 70^\circ\text{C}$

<sup>1)</sup> 4-Ohm-NTC-Widerstand B 832001 A/4 E (Valvo)

Es bedeuten:  $U_b$  Batteriespannung,  $U_i$  Eingangsspannung des Verstärkers,  $P_{out}$  Ausgangsleistung des Verstärkers,  $t_{amb}$  maximale Umgebungstemperatur

Bild 1. Schaltung eines transistorisierten Gegentakt-B-Verstärkers (Werte der Schaltelemente s. Tab. I)



Tab. Ib. Dimensionierungsbeispiele für den Treiberübertrager  $\mathcal{U}_1$

für Ausführung	1	2	3	4
Kern	EI 42	EI 42	EI 42	EI 42
Material	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV
Schichtungsart	gleichseitig	gleichseitig	wechselseitig	gleichseitig
$w_1$	2,13	1,15	7,2	4,58
$\eta_1$	64	72	74	71 %
$w_2$	640	265	1730	1100 Wdg.
$w_1^{(1)}$	300	230	240	240 Wdg.
$w_2$	8	8	14	14 Wdg.
$d_1$	0,2	0,32	0,12	0,15 mm
$d_2$	0,32	0,38	0,38	0,38 mm
$d_3$	0,2	0,32	0,12	0,15 mm

<sup>1)</sup> Es ist  $\frac{w_2}{2}$  mit  $d_2$  zweifädig zu wickeln (Unterwicklung)

Es bedeuten:  $w_1$  Übersetzungsverhältnis,  $\eta_1$  Wirkungsgrad,  $w$  Windungszahl,  $d$  Drahtdurchmesser

Tab. Ic. Dimensionierungsbeispiele für den Ausgangsübertrager  $\mathcal{U}_2$

für Ausführung	1	2	3	4
Art	getrennte Wicklung	Autotrafo	getrennte Wicklung	Autotrafo
Kern	EI 48	EI 42	EI 48	EI 48
Material	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV
Schichtungsart	wechselseitig	wechselseitig	wechselseitig	wechselseitig
$w_1$	1,73	1,78	1,2	1,3
$w_2$	84	91	87	95
$w_1^{(1)}$	138	43	108	17
$w_2^{(1)}$	80	55	90	56
$d_1$	0,55	0,65	0,75	0,9
$d_2$	0,7	0,56	0,75	0,75

<sup>1)</sup> Ausgangsübertrager mit getrennter Wicklung: Es ist  $\frac{w_1}{2}$  mit  $d_1$  zweifädig zu wickeln (Unterwicklung); Autoausgangsübertrager: Es sind  $w_1$  mit  $d_1$  (Oberwicklung) sowie  $w_2$  mit  $d_2$  zweifädig zu wickeln

Es bedeuten:  $w_1$  Übersetzungsverhältnis,  $\eta_1$  Wirkungsgrad,  $w$  Windungszahl,  $d$  Drahtdurchmesser

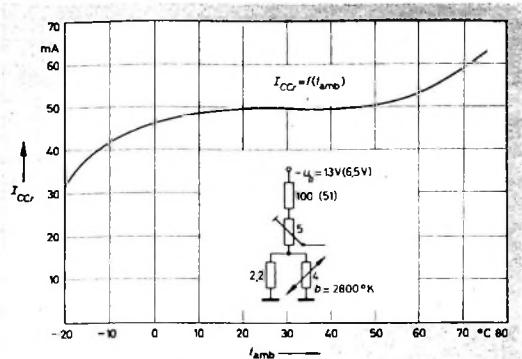


Bild 2. Der Verlauf der beiden Ruhestrome  $I_{C0}$  in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur  $t_{amb}$

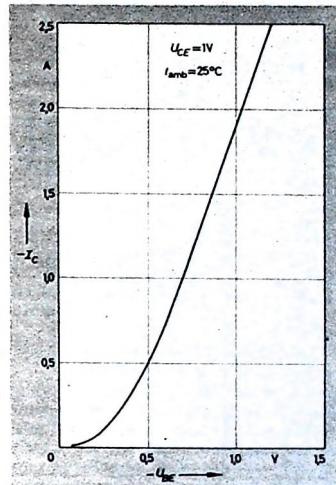


Bild 3. Kennlinienverlauf  $-I_C = f(-U_{BE})$  des Leistungstransistors OD 603

#### 1.4. Treiberstufe

Die Batteriespannung  $U_b$  und die Verlustleistung  $P_{C+E}$  bei der maximalen Umgebungstemperatur  $t_{amb}$  bestimmen den Transistorotyp, der in dieser Stufe verwendet werden muß.

Bei einer Vollaussteuerung tritt stets am Treibertransistor mit Transformator (Bild 1) eine Collector-Emitter-Spitzenspannung auf, die etwa doppelt so groß ist wie die Batteriespannung  $U_b$ . Tab. II gibt einen Überblick über die Verwendbarkeit der Transistoren AC 116, AC 117, AC 122, AC 122/30, AC 123, AC 124 und OD 603 in Treiberstufen nach den obengenannten Gesichtspunkten.

#### 1.5. Gegenakt-B-Endstufe

Bei jedem der vier Dimensionierungsbeispiele sind die Endstufe mit gepaarten Leistungstransistoren OD 603 bestückt.

Die höchste Umgebungstemperatur  $t_{amb\ max}$  dieser Verstärker ist, da Vor- und Treiberstufe thermisch nicht ausgelastet sind, durch die maximale Verlustleistung  $P_{C+E}$  der Endstufentransistoren gegeben. Diese tritt bei Sinusaussteuerung bei dem 2-fachen Wert der Collector-Spitzenspannung auf. Bei der Ermittlung der Verlustleistung  $P_{C+E}$  wurde der Wirkungsgrad der Ausgangsübertrager berücksichtigt und der thermische Außenwiderstand  $R_a$  therm. der Transistoren gleich Null gesetzt (genügend große Kühlfläche).

**1.6. Übertrager**

**1.6.1. Treiberübertrager**

Alle Verstärker sind in der Treiberstufe mit EI 42-Schnitten aus Dynamoblech IV ausgerüstet, die je nach der Größe der Gleichstromvormagnetisierung gleichseitig oder wechselseitig geschichtet wurden. Die zweifädig gewickelte Sekundärwicklung wurde als Unterwicklung ausgeführt. Der Wirkungsgrad  $\eta_I$  sämtlicher Treiberübertrager ist Tab. I zu entnehmen.

#### 1.6.2. Ausgangsübertrager

Die Ausgangsübertrager weisen zwei Ausführungsarten auf: den Übertrager mit getrennter Wicklung und den Autoübertrager. Die Übertrager mit getrennter Wicklung erhielten bei den 4-W-Schaltungen EI 48-Schnitte und bei den 8-W-Schaltungen EI 54-Schnitte. Die zweifädig gewickelte Primärwicklung wurde als Unterwicklung ausgeführt. Bei Verwendung eines Autoübertragers weisen die 4-W-Schaltungen EI 42-Schnitte und die 8-W-Schaltungen EI 48-Schnitte auf. Die zweifädig gewickelte

Lautsprecherwicklung wurde als Unterwicklung ausgeführt. Der Wirkungsgrad  $\eta_{II}$  der Übertrager beider Ausführungsarten ist aus Tab. III zu entnehmen. Mit ihm läßt sich das Übersetzungsverhältnis  $\mu_{II}$  für einen von 5 Ohm abweichenden Lautsprecherwiderstand umrechnen. Sämtliche Ausgangsübertrager sind wechselseitig mit Dynamoblech IV geschichtet.

#### 1.7. Gegenkopplung und Boucherotglied

Die Gegenkopplung besteht, wie Bild 1 zeigt, aus einer zusätzlichen Wicklung  $w_3$  des Treiberübertragers, die gegenphasig zur Collectorwicklung in die Emitterleitung des Treibertransistors geschaltet wird. Sie be-

Stromverstärkung  $B = \frac{I_C}{I_B}$  bei hohen Collectorströmen

würde der Klirrfaktor der Endstufe bei stromlinearer Ansteuerung schnell mit wachsender Aussteuerung ansteigen. Aus dem Kennlinienverlauf (Bild 3)  $-I_C = f(-U_{BE})$  ist zu erkennen, daß bei hohen Collectorströmen praktisch ein linearer Zusammenhang zwischen  $I_C$  und  $U_{BE}$  durch den Einfluß des Basiswiderstandes vorliegt. Eine annähernd spannungs-

Tab. II. Werte einiger Transistoren

		AC 116	AC 117	AC 122	AC 122/30	AC 123	AC 124	OD 603
$U_b$	V	< 9	< 9	< 9	< 16	< 16	< 16	< 15
$P_{C+E}$	mW (45 °C)	≤ 225	≤ 900	≤ 90	≤ 80	≤ 225	≤ 900	≤ 6000
$P_{C+E}$	mW (70 °C)	≤ 100	≤ 400	≤ 40	≤ 40	≤ 100	≤ 400	≤ 2650
$U_{CG0}$	V	≥ 18	≥ 18	≥ 18	≥ 32	≥ 32	≥ 32	≥ 30
$t_f$	°C	90	90	90	90	90	90	90

$U_b$  Batteriespannung,  $P_{C+E}$  maximale Verlustleistung der Transistoren,  $U_{CG0}$  Collector-Emitter-Gleichspannung bei offener Basis,  $t_f$  Sperrschichttemperatur

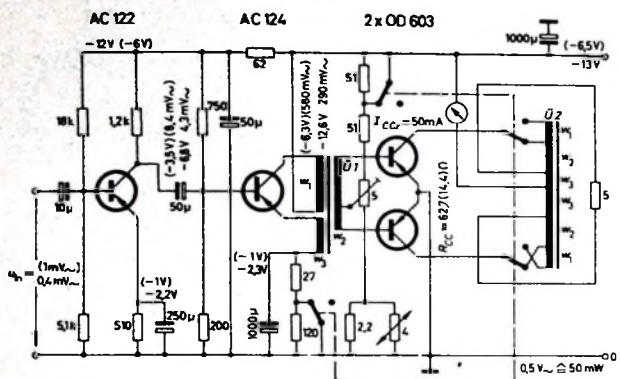
Tab. III. Wickeldaten der Übertrager des NF-Verstärkers im Bild 4

Übertrager	Wicklung	Wdg.	Draht	Wickelart	Kern
$U_1$	$w_1$	560	0,22 CuL	2 x 150 Wdg. zweifädig	EI 42, Dynamoblech IV, gleichseitig geschichtet, $\eta = 68\%$
	$w_2$	300	0,32 CuL		
	$w_3$	7	0,22 CuL		
$U_2$	$w_1$	100	0,32 CuL	zweifädig (Oberwicklung), zweifädig, zweifädig (Unterwicklung)	EI 42, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet, $\eta = 81\% (87\%)$
	$w_2$	31	0,42 CuL		
	$w_3$	69	0,42 CuL		

wirkt, daß der Arbeitswiderstand teilweise im Emitterstromkreis liegt. Dadurch wird der Eingangswiderstand der Treiberstufe erhöht, wobei sich eine größere Spannungsverstärkung  $V_u$  der Vorstufe ergibt. Der wegen dieser Gegenkopplung benötigte Mehrbedarf an Steuerspannung für die Treiberstufe muß von der Vorstufe aufgebracht werden. Gleichzeitig wird der Innenwiderstand dieser Treiberstufe, der transformiert den Generatorwiderstand der Endstufe bildet, verringert. Bei größeren Endleistungen und niedrigen Batteriespannungen werden die Collector-Spitzenströme der Endstufentransistoren sehr hoch (einige Ampere). Infolge des Absinkens der

lineare Ansteuerung der Endstufentransistoren ist in diesem Fall bedeutend günstiger. Die obere Grenzfrequenz wird bei dieser niederohmigen Ansteuerung durch Ausnutzung der Steilheitsgrenzfrequenz der Endstufentransistoren zu höheren Werten hin verschoben.

Das Boucherotglied, gebildet aus  $R_{12}$  und  $C_6$  (s. Bild 1), dient zur Beseitigung der Überlappungsfehler der Endstufentransistoren bei höheren Tonfrequenzen und muß für den jeweils verwendeten Lautsprechertyp für etwa 8 kHz dimensioniert werden.  $R_{12}$  liegt etwa in der Größenordnung von  $R_{CC}$  und der Kapazitätswert von  $C_6$  etwa zwischen 0,22  $\mu$ F und 2,5  $\mu$ F.



## 2. Vollständige Schaltung eines NF-Verstärkers mit 5-W-Endstufe

Bild 4 zeigt die vollständige Schaltung eines NF-Verstärkers für  $U_b = 6,5$  V. Es ist die Schalterstellung für  $U_b = 6,5$  V gezeichnet. Die in den Klammern angegebenen Meßwerte gelten für  $U_b = 6,5$  V. In Tab. III sind die Wickeldaten der Über-

trager  $U_1$  und  $U_2$  angegeben. Der Eingangswiderstand dieses umschaltbaren Verstärkers ist bei 6,5-V-Betrieb  $> 600$  Ohm und bei 13-V-Betrieb  $> 300$  Ohm. Im Bild 5 sind die erforderliche Eingangsspannung und der Kluifaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung beziehungsweise der Ausgangsleistung eingetragen.



## BASTEL-ECKE

### Bausteine für Transistorsuper: Selbstschwingende Mischstufe

Für den Selbstbau von Transistorsuper hat sich die Aufteilung in Bausteine (Mischstufe, ZF-Verstärker und Demodulator, NF-Verstärker) als sehr vorteilhaft erwiesen, da man sie leicht in verschiedene Gehäuse einbauen kann. Außerdem lassen sich die Einzelteile jedes Bausteins auf einer Resopalplatte übersichtlich anordnen und gegebenenfalls auswechseln.

Der Vorkreis der Mischstufe (Bild 1) besteht aus der Spule  $L_1$  auf einem Ferritstab, dem Drehkondensator  $C_1$ , dem Verkürzungskondensator  $C_4$  und dem Paralleltrimmer  $C_6$ . Über die Ankopplungsspule  $L_2$  gelangt die HF zur Basis des Transistors  $T_1$  (AF 101). In seinem Basiskreis liegen außer der Ankopplungsspule  $L_2$  der Überbrückungskondensator  $C_3$  und der Einstellregler  $R_1$ , mit dem man den Arbeitspunkt von  $T_1$  einstellen kann.  $R_1$  trägt ferner zusammen mit dem Emitter-

Tab. I. Wickeldaten der Spulen

Induktivität [ $\mu$ H]	Windungszahl	Anzapfungen	Draht	Spulenkörper
$L_1$	660	96		
$L_2$	93	32	$20 \times 0,05$ CuL	Ferritstab „951/120/70/03196“
$L_3$	280	120	$20 \times 0,05$ CuL 80	„Sp 9 GW“

Widerstand  $R_2$  wesentlich zur Temperaturstabilisierung des Oszillators bei. Dieser Regler wird so eingestellt, daß ein Collectorstrom von etwa 0,5 mA fließt. Eine Erhöhung des Stroms führt nur zu höherem Rauschen.

Zur Erzeugung der Oszillatorkreis arbeitet  $T_1$  in Basissschaltung mit induktiver Rückkopplung. Die Oszillatorkreis  $L_3$  ist bei der 30. und 80. Windung (vom kalten Ende gerechnet) angezapft. Der Anzapfpunkt  $b$  von  $L_3$ , der den Rückkopplungsgrad bestimmt, liegt über den 10-nF-Kondensator  $C_9$  am Emitter des Mischtransistors. Am oberen Ende der Spule  $L_3$  sind die frequenzbestimmenden Teile des Oszillatorkreises (Drehkondensator  $C_2$ , Paralleltrimmer  $C_7$  und Verkürzungskondensatoren  $C_5$ ,  $C_8$ ) angeschlossen. Der Collector von  $T_1$  erhält seine negative Spannung über die Anzapfung  $a$  der Oszillatorkreis und den im ZF-Verstärkerbaustein untergebrachten ZF-Kreis  $F_1$ .

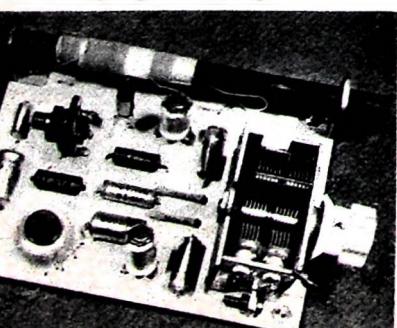
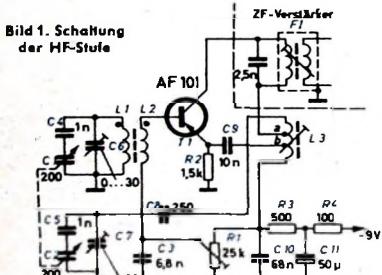


Bild 2. Gesamtansicht des HF-Bausteins

Bild 3. Anordnung der Einzelteile

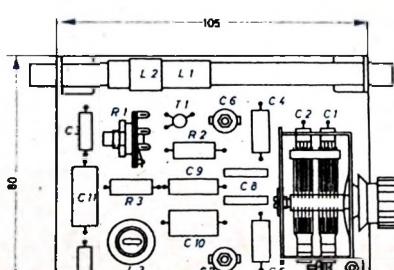


Bild 4. Vollständiges Schaltbild eines NF-Verstärkers mit 5-W-Endstufe

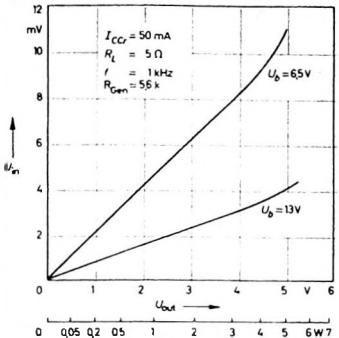
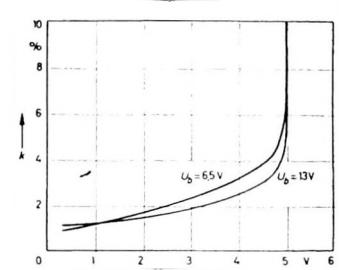


Bild 5. Erforderliche Eingangsspannung und Kluifaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung beziehungsweise der Ausgangsleistung



Der Ferritstab mit den Abmessungen 120 mm  $\times$  8 mm  $\varnothing$  trägt die Spulen  $L_1$  und  $L_2$ , die auf verschiebbare Papierrohren gewickelt sind. Beim Aufschieben der Spulen auf den Ferritstab ist auf den richtigen Wicklungssinn zu achten, da sonst die Eingangsempfindlichkeit zurückgeht. Die Enden der HF-Litze müssen sorgfältig abisoliert und verzinnt sein. Die Halterungen des Ferritstabes bestehen aus Hartpapier und sind an einer Langsseite des Resopalbretts (Abmessungen 105 mm  $\times$  80 mm) befestigt (Bilder 2 und 3). An der rechten Querseite ist der Drehkondensator an einem kleinen Winkel montiert. Die Bauelemente sind übersichtlich angeordnet und können an der Unterseite ohne Leitungskreuzungen verdrahtet werden.

#### Ableich

Mit einem Prüfsender, der lose an den Empfänger angekoppelt wird, kann die Mischstufe genau abgeglichen werden. Dabei ist zuerst die Oszillatorkreis so einzustellen, daß der ganze Mittelwellenbereich überstrichen wird (510 ... 1620 kHz). Bei 510 kHz wird mit dem Kern der Oszillatorkreis  $L_3$  und bei 1620 kHz mit dem Paralleltrimmer  $C_7$  abgeglichen.

Ist der Oszillatorkreis genau justiert, dann gleicht man den Vorkreis in ähnlicher Weise ab. Bei 510 kHz wird durch Verschieben der Spulen  $L_1$  und  $L_2$  auf dem Ferritantennenstab und bei 1620 kHz mit  $C_6$  die größte Lautstärke eingestellt. Nach beendetem Ableich sind der Kern von  $L_3$  und die Wicklungen auf dem Ferritantennenstab mit Wachs oder Alleskleber festzulegen.

#### Einzelteilliste

Ferritstab „951/120/70/03196“	(Dralowid)
Widerstände	(Dralowid)
Einstellregler „58/Tr-Pr-P“	(Dralowid)
Kondensatoren	(Wima)
Elektrolytkondensatoren	(Wima)
Drehkondensator, 2x200 pF	(NSF)
Lufttrimmer, max. 30 pF	(Valvo)
Spulenkörper „Sp 9 GW“ mit Kern (Vogt)	
Transistor AF 101	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelementen nur über den einschlägigen Fachhandel	

# Blickpunkt Berlin - Treffpunkt Funkausstellung



Vom 30. 8. - 8. 9. 1963 findet auf dem Ausstellungsgelände am Berliner Funkturm zum 23. Male die Große Deutsche Funkausstellung statt. PHILIPS ist dabei. Im großen PHILIPS Pavillon zeigen wir Ihnen neben allen anderen Produkten unser vollständiges Fernsehgeräte-Programm einschließlich der Modelle, die wir im Juli 1963 auf den Markt gebracht haben. Daneben führt Sie eine interessante Schau zu den Anfängen des Fernsehens: Mehrere Jahrzehnte Entwicklungsgeschichte von der Nipkow-Scheibe über den Starenkasten bis hin zu der Luxus Kombinations-Truhe von heute. In Berlin am Funkturm trifft man sich, werden wertvolle Kontakte geschlossen und bestehende Verbindungen vertieft. Wir laden Sie deshalb herzlich ein, uns im PHILIPS Pavillon zu besuchen:

Deutsche Philips GmbH.  
Hamburg  
Fernsehgeräte-Abteilung  
(Grosse)

A handwritten signature in cursive script.

**PHILIPS**  
**Fernsehen**



P. ALTMANN

# Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 15, S. 549

## 3.3. Messungen zeigen die Grundlagen der Wechselstromtechnik

An Hand einiger einfacher Versuche soll in diesem Abschnitt das Wichtigste über die Wechselstrom-Grundlagen gebracht werden. Wir werden sehen, daß die Wechselstromtechnik außer den ohmschen Widerständen, die wir jetzt Wirkwiderstände nennen wollen, auch Widerstände anderer Art, die sogenannten Blind- und Scheinwiderstände, kennt. Deren Verhalten ist ebenso interessant, wie es die Gesetzmäßigkeiten sind, denen das Zusammenwirken dieser verschiedenen Widerstandsarten unterliegt. Daneben treten neue Begriffe wie Blindleistung, Wirkleistung und Scheinleistung auf. Ferner werden in diesem Abschnitt der Transformator, der Begriff der Kopplung, die Zeitkonstante sowie die Gleichrichtung und Siebung von Wechselspannungen besprochen. Dabei leiten wir die Gesetzmäßigkeiten wie bisher aus Versuchen ab.

Das bisher für unsere Versuche benutzte Vielfachmeßgerät „ICE 630 B“ eignet sich für die nachstehenden Versuche jedoch nur bedingt, da es für die Messung von Wechselströmen (nicht von Wechselspannungen) einen zusätzlichen Meßwandler benötigt. Durch Einfügung eines Hilfswiderstandes in den Stromkreis, der vom Meßstrom durchflossen wird, läßt sich gegebenenfalls der Wechselstrom auch durch eine Wechselspannungsmessung bestimmen. Einfacher ist jedoch die Verwendung eines Vielfachmeßgerätes (beispielsweise des bereits erwähnten Meßgerätes „Metravo“), das ohne irgendwelchen Zusatz die direkte Messung von Wechselströmen zuläßt. Bei den nachstehend beschriebenen Versuchen wurde ein solches Meßgerät verwendet.

### 3.3.1. Verhalten ohmscher Widerstände bei Wechselstrom

Als Stromquelle für den nächsten Versuch verwenden wir die Wicklung 6,3/0,8 unseres Transformators und legen diese Spannung nach Bild 33 an die Reihenschaltung eines 50-Ohm-Widerstandes und eines Vielfach-Meßgerätes, das einen Meßbereich von etwa 300 mA (Wechsel-

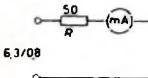


Bild 33. Verhalten ohmscher Widerstände bei Wechselstrom

strom) haben muß. Dabei messen wir einen Strom von 0,126 A. Dividieren wir nun nach dem Ohmschen Gesetz die Spannung durch den Strom, so ergibt sich  $R = 6,3/0,126 = 50$  Ohm. Das Ohmsche Gesetz hat also bei Wechselspannungen ebenso Gültigkeit wie bei Gleichspannungen, wenn es sich um ohmsche Widerstände handelt. Dabei ist es gleichgültig, wie hoch die Frequenz der angelegten Wechselspannung ist, wenn nur der ohmsche Widerstand seinen Charakter behält. Bei hohen Frequenzen ist das, wie wir später sehen werden, nämlich nicht immer der Fall.

Bei rein ohmschen Widerständen gilt das Ohmsche Gesetz bei Wechselspannung unbeschränkt. Es sind den Elektronen nämlich gleichgültig, ob sie einen „Reibungswiderstand“ im Inneren des Widerstands beim Fließen in nur einer Richtung oder beim Hin- und Herfließen finden, wie das bei Wechselstrom der Fall ist. Eine Wechselspannung ändert ja dauernd ihre Polarität, und dieser Polariätsänderung folgt auch der Wechselstrom. Der „zeitliche Verlauf“ des Stroms entspricht genau dem der Spannung, und zwar ohne jede zeitliche Verschiebung, wenn nur ohmsche Widerstände im Stromkreis liegen. Man sagt dann, Strom und Spannung sind „in Phase“, ein typisches Kennzeichen für das Verhalten ohmscher Widerstände bei Wechselspannung.

### 3.3.2. Induktivität (positiver Blindwiderstand)

Für die folgenden Versuche benötigen wir eine sogenannte Drossel, und zwar beschaffen wir uns die Netzdrossel „E 76/01“ (Fabrikat Engel). Eine solche Drossel besteht aus einer Spule mit sehr vielen Kupferdrähten,

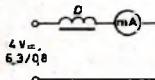


Bild 34. Zum Verhalten einer Induktivität

windungen, die von einem Eisenkern umgeben ist. Die Drossel schalten wir nach Bild 34 zunächst unter Zwischenschaltung eines Gleichstrommessers, der einen Meßbereich von etwa 30 mA haben soll, an die Anschlüsse unserer Taschenlampenbatterie. Dabei fließt ein Strom von rund

4 mA, was nach dem Ohmschen Gesetz einem Widerstand von  $R = 4,0/0,004 = 1000$  Ohm entspricht. Das ist offenbar der Gleichstromwiderstand der Kupferwicklung der Drossel D, und diesen Wert gibt auch der Hersteller an.

Jetzt schalten wir an Stelle der Batterie die Wicklung 6,3/0,8 unseres Netzttransformatoren an. Das Vielfachinstrument stellen wir auf Wechselstrommessung und wählen wieder einen Bereich von 30 mA. Dabei wird aber praktisch kein Ausschlag des Zeigers auftreten. Erst wenn man einen sehr kleinen Meßbereich einstellt (möglichst 1,5 mA), ergibt sich ein ablesbarer Ausschlag, und zwar etwa 0,5 mA. Da die Spannung 6,3 V ist, können wir nun leicht den Widerstand zu  $R_b = 6,3/0,0005 = 12600$  Ohm berechnen.

Sollte unser Vielfachinstrument die Messung so niedriger Wechselströme nicht mehr zulassen, so können wir auch mit höherer Spannung arbeiten. Der Netzttransformator gibt auch eine Wechselspannung von 250 V ab. An diese Klemmen löten wir nach Abschalten der Netzwicklung zwei gut isolierte Drähte und verbinden diese nach Bild 34 mit der Drossel und dem Instrument. Jetzt genügt ein Meßbereich von 30 mA (Wechselstrom), und wenn wir einschalten, werden wir einen Strom von rund 20 mA messen. Auch jetzt ergibt die Rechnung annähernd den gleichen Widerstandswert, nämlich  $R_b = 250/0,02 = 12500$  Ohm. Diese zweite Messung zeigt uns gleichzeitig, daß die erste Messung gestimmt hat. Wir müssen übrigens beim Arbeiten mit der hohen Wechselspannung von 250 V sehr vorsichtig sein, denn so hohe Spannungen bilden bereits eine Gefahr für unseren Körper. Nach dem Einschalten sollte man keine Leitung mehr berühren.

Der hierbei erhaltenen Widerstandswert steht in keinem Verhältnis mehr zu dem bei der Gleichstrommessung, die 1000 Ohm lieferte, der jetzt bei Wechselspannung gemessene Widerstand ist mehr als zehnmal größer. Wodurch ist das begründet?

Im Abschnitt 2.2.4. hatten wir gesehen, daß ein sich andnerndes Magnetfeld in einer Leiterschleife oder Spule eine Spannung erzeugt. Die Feldänderung kann dabei entweder durch Bewegung der Spule beziehungsweise des Dauermagneten oder dadurch zustande, daß wir den das Feld erzeugenden Strom ein- und ausschalten. Wird aber die Spule von einem Wechselstrom durchflossen, so ruft sie selbst ein sich andnerndes Magnetfeld hervor, dessen Stärke unmittelbar vom Strom abhängt, der dauernd seine Richtung und seine Größe ändert. Würden wir in dieses „Wechselfeld“ eine zweite Spule tauchen, so würde in ihr — wir werden das später besprechen — tatsächlich eine Wechselspannung erzeugt werden. Hier interessiert jedoch nur die Rückwirkung des von der Drossel erzeugten Wechselfeldes auf die Drossel selbst.

In den Spulenwindungen werden von ihrem eigenen Wechselfeld (ebenso wie von einem fremden Feld) Spannungen induziert, die man Selbstinduktionsspannungen nennt. An der Spule bildet sich also außer der von außen angelegten Spannung noch eine zusätzliche Spannung aus, die der äußeren Spannung entgegengesetzt gerichtet ist. Daher bleibt als treibende Kraft für den durch die Spule fließenden Strom nur die Differenz zwischen der von außen angelegten und der von der Spule selbst hervorgebrachten Spannung. Diese Differenzspannung ist aber wesentlich niedriger als die äußere Spannung, so daß auch ein entsprechend niedrigerer Strom fließen muß.

Da wir in der Schaltung nach Bild 34 nur diesen niedrigen Strom messen, ergibt die Rechnung einen wesentlich größeren Widerstand, als er bei Gleichstrom auftreten würde. Diesen größeren Widerstand nennt man „induktiven Widerstand“ (hervorgerufen durch die Selbstinduktion in der Spule) oder „positiven Blindwiderstand“. Er hängt einerseits von der Frequenz des Stroms — diese bestimmt ja die Änderungsgeschwindigkeit des Feldes, auf die er ankommt — und andererseits von der Beschaffenheit der Spule ab. Je mehr Windungen sie hat und je stärker das von ihr erzeugte Feld auf sie selbst zurückwirken kann, um so höher wird die induzierte Gegenspannung. Eine Spule mit vielen Windungen, bei der außerdem noch das Feld möglichst weitgehend in einem Eisenkern konzentriert ist, hat einen besonders hohen induktiven Widerstand. Die Spuleneigenschaften, in denen nicht nur die Anzahl der Windungen, sondern auch die Bauform der Spule, die Anwesenheit eines Eisenkerns usw. berücksichtigt sind, lassen sich durch einen für jede Spulenart und Spulenform anderen, festen Zahlenwert angeben, den man „Induktivität“ oder „Selbstinduktionskoeffizient“ nennt und der in Henry (H) gemessen wird.

Wir fassen zusammen: Je höher die Frequenz des Wechselstroms und die Induktivität der Spule sind, um so höher ist die in ihr durch das eigene Wechselfeld erzeugte Gegenspannung, um so größer also auch ihr induktiver Blindwiderstand. Man kann das durch eine einfache Formel ausdrücken:

$$R_b = 6,28 \cdot f \cdot L$$

Darin bedeutet  $R_b$  den Blindwiderstand der Spule (in Ohm gemessen),  $f$  die Frequenz in Hz und  $L$  die Induktivität (Selbstinduktionskoeffizient) in H.

In unserem Versuch haben wir nun aber nicht den reinen Blindwiderstand der Spule, sondern ihren sogenannten „Scheinwiderstand“ ermittelt.

Bei diesem ist die Tatsache berücksichtigt, daß die Spule nicht nur einen Blindwiderstand (verursacht durch ihre Selbstinduktion), sondern auch einen Wirkwiderstand, nämlich den Widerstand der Kupferwicklung, hat, für den im Versuch 69 sich  $R = 1000 \Omega$  ergab. Wir dürfen diesen Widerstand jedoch nicht einfach von dem gemessenen Scheinwiderstandswert von  $12600 \Omega$  abziehen, um den reinen Blindwiderstand zu erhalten. Das hängt damit zusammen, daß die an der Spule liegende Wechselspannung mit dem sie durchfließenden Wechselstrom nicht mehr in Phase ist. Liegt nämlich beispielsweise der positive Höchstwert der Spannung an der Spule, so fließt nicht sofort der volle zugehörige Strom, weil diesem die sofort entstehende Gegenspannung entgegenwirkt. Der volle Strom tritt erst dann auf, wenn die positive Halbwelle bereits auf Null abgeklungen ist. Wie man zeigen kann, beträgt diese zeitliche Verschiebung genau ein Viertel einer vollen „Periode“, die einem vollen Durchlauf der Wechselspannung von Null über den positiven Höchstwert, den erneuten Nulldurchgang und den negativen Höchstwert bis zum Ausgangspunkt Null entspricht. Zu einer derartigen vollen „Schwingung“, die man aus einem Kreis ableiten kann, gehört der vollständige Kreiswinkel von  $360^\circ$ . Ein Viertel davon sind  $90^\circ$ , und das ist die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung bei einer Spule. Wir brauchen diesen Vorgang nicht in seinen Einzelheiten zu verfolgen, sondern wir merken uns nur, daß der Strom bei einer idealen Spule (Spule ohne ohmschen Widerstand) der Spannung um  $90^\circ$  nachsteilt.

Dieser Nachteilwinkel muß auch berücksichtigt werden, wenn man aus dem insgesamt gemessenen Spulenwiderstand bei Wechselspannung, dem Scheinwiderstand, den Blindwiderstand oder aus dem Blindwiderstand und dem Wirkwiderstand den Scheinwiderstand berechnen will. Hierfür gibt es die sogenannte geometrische Addition beziehungsweise Subtraktion, die den rechten Winkel ( $90^\circ$ ) berücksichtigt. Das Rechnen nach diesem Verfahren erfordert jedoch die Anwendung von Quadratwurzeln. Wir können sie umgehen, indem wir zu einer grafischen Lösung greifen. Dabei benutzen wir die einfache Konstruktion nach Bild 35, die ein rechtwinkliges Dreieck darstellt. Zunächst wird ein Maßstab festgelegt. Um handliche Zeichnungen zu erhalten, wählen wir unter Berücksichtigung des Wertes von  $12600 \Omega$  für den Scheinwiderstand einen Maßstab, bei dem eine Strecke von  $1 \text{ cm} = 1000 \Omega$  entspricht. Diese Strecke tragen wir senkrecht auf. Im Punkt B legen wir dann einen

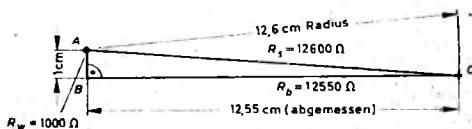
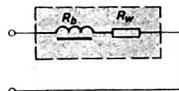


Bild 35. Aufteilung des Blindwiderstandes und des Wirkwiderstandes bei einer Induktivität

rechten Winkel an und ziehen eine zunächst beliebig lange Strecke, die jetzt mit der vertikalen Strecke einen rechten Winkel bildet. Nun greifen wir mit einem Zirkel den Wert des Scheinwiderstandes ab, also  $12,6 \text{ cm}$ , setzen den Zirkel im Punkt A an und schlagen einen Kreisbogen nach rechts, der die horizontale Strecke im Punkt C schneidet. Die Strecke A—C bildet den von uns gemessenen Scheinwiderstand  $R_s$  und die Strecke A—B den ebenfalls vorher festgestellten ohmschen Widerstand oder Wirkwiderstand  $R_w$ . Neu entstanden ist die Strecke B—C, und diese bildet den gesuchten Blindwiderstand  $R_b$  der Drossel, der jetzt nicht mehr den Wirkwiderstand enthält. Wir können die Strecke B—C abmessen und finden einen Wert von etwa  $12,55 \text{ cm}$ , der einem Widerstand von  $12550 \Omega$  entspricht. Würden wir die  $1000 \Omega$  einfach von den  $12600 \Omega$  abziehen, so erhielten wir  $11600 \Omega$  für  $R_b$ , und das ist falsch. Wir sehen, daß sich bei der hier auf grafischem Wege durchgeführten geometrischen Subtraktion ein wesentlich größerer Wert für  $R_b$  ergibt, der nur wenig von  $R_w$  abweicht. Daher kann man meistens den Wirkwiderstand einer Drossel gegenüber ihrem Blindwiderstand vernachlässigen. Das gilt um so mehr, je höher die Frequenz des Wechselstroms ist. Der ohmsche Widerstand bleibt nämlich immer gleich, während der induktive Blindwiderstand mit der Frequenz wächst; der Wirkwiderstand spielt dann also eine immer kleinere Rolle.

Bild 36. So setzen sich Blindwiderstand und Wirkwiderstand zusammen



In Schaltkizzen stellt man den Blindwiderstand  $R_b$  oft getrennt vom Wirkwiderstand  $R_w$  dar, und zwar als Reihenschaltung (Bild 36). Dies ist zulässig, obwohl in einer Spule Blind- und Wirkwiderstand immer miteinander vermischt sind.

Um die Bedeutung der geometrischen Subtraktion noch deutlicher zu machen, untersuchen wir die Schaltung nach Bild 37. In Reihe mit der Drossel D liegt jetzt noch ein  $10\text{-k}\Omega$ -Widerstand R. Dieser ist also fast

# 400 MHz

## SILIZIUM - PLANAR - UND

## EPITAXIAL - PLANAR -

## TRANSISTOREN

Verwenden Sie **heute**,  
bei der Entwicklung Ihrer Geräte von **morgen**,  
Silizium-Planar-Transistoren.  
Unsere kommerziellen Transistoren gewährleisten

## HOHE LEBENSDAUERERWARTUNG HOHE ZEITLICHE STABILITÄT

### WIR BIETEN IHNEN:

Typ	$f_{\text{typ}}$ MHz	$P_{\text{tot}}$ W	Gehäuse	
BFY 19	400	0,3	TO-18	für UHF-Verstärker, Treiber
BSY 28	400	0,3	TO-18	epitaxial, für sehr schnelle Schalter
BSY 29	400	0,3	TO-18	epitaxial, für sehr schnelle Schalter
BSY 26	300	0,3	TO-18	epitaxial, für sehr schnelle Schalter
BSY 27	300	0,3	TO-18	epitaxial, für sehr schnelle Schalter
BFY 17	300	0,6	TO-5	für VHF-Verstärker, Schalter
BFY 18	300	0,3	TO-18	für VHF-Verstärker, Schalter
BFY 16	150	0,6	TO-5	für kleinere HF-Endstufen, Schalter
BSY 25	150	0,6	TO-5	epitaxial, für sehr schnelle Schalter
BSY 24	100	0,6	TO-5	epitaxial, für Gleichstromverstärker
BFY 15	100	0,6	TO-5	für allgemeine Anwendungen
BLY 11	200	10 *	TO-3	für HF-Endstufen, Schalter
BUY 11	200	10 *	TO-3	epitaxial, für HF-Endstufen, Schalter
BLY 10	100	10 *	TO-3	für HF-Endstufen, Schalter
BUY 10	100	10 *	TO-3	epitaxial, für HF-Endstufen, Schalter mit Kühlfläche

### FERNER: GERMANIUM-TRANSISTOREN

mit  $I_c \leq 10 \text{ A}$  bei Leistungstypen,  
mit  $P_{\text{tot}} \leq 0,2 \text{ W}$  bei Standardtypen



Standard Elektrik Lorenz AG

Geschäftsbereich Bauelemente  
Nürnberg, Platensstraße 66

so groß wie der Blindwiderstand der Drossel. Legen wir eine Spannung von 250 V aus dem Transformator an die Schaltung, dann zeigt das auf Wechselstrom eingestellte Vielfachinstrument einen Strom von etwa 14,2 mA an. Damit ergibt sich der Scheinwiderstand zu  $R_s = 250/0,0142 = 17600 \Omega$ .

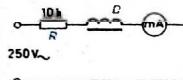
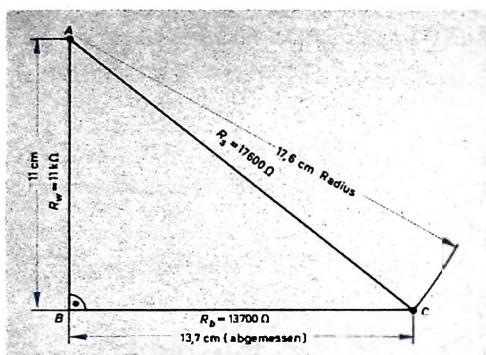


Bild 37. Anderes Verhältnis zwischen Blind- und Wirkwiderstand

Bild 38 (unten). Die Addition von Wirk- und Blindwiderstand für die Reihenschaltung im Bild 37



Zunächst sehen wir deutlich, daß eine einfache Addition des Scheinwiderstandes von 12600  $\Omega$  und des Wirkwiderstandes von 10  $k\Omega$  mit 22600  $\Omega$  ein gänzlich anderes und falsches Ergebnis liefern würde, denn wir müßten dann ja einen viel niedrigeren Strom messen. Der von uns gemessene Strom führt aber nur zu einem (richtigen) Gesamtwiderstand von 17600  $\Omega$ , und das läßt sich an Hand von Bild 38 leicht wieder mit einer grafischen Konstruktion beweisen. Wie im Bild 35, tragen wir zunächst senkrecht den Wirkwiderstand auf, der jetzt 11  $k\Omega$  ist, denn wir dürfen den Vorwiderstand von 10  $k\Omega$  (der auch ein Wirkwiderstand ist) ohne weiteres zu dem Wirkwiderstand der Drossel von

1000  $\Omega$  addieren. Dann zeichnen wir rechtwinklig im Punkt B eine Horizontale mit zunächst beliebiger Länge, greifen mit dem Zirkel den Wert von  $R_b$  (17,6 cm) ab und finden so den Schnittpunkt C. Die Strecke B—C entspricht jetzt dem Blindwiderstand, für den sich 13700  $\Omega$  (13,7 cm) ergeben. Dieser Wert weicht etwas von dem im Bild 35 ermittelten ab. Das kann bei solchen grafischen Konstruktionen stets vorkommen, da sie mit einigen Ungenauigkeiten behaftet sind. Die Messung zeigt aber deutlich die Wichtigkeit der geometrischen Subtraktion (beziehungsweise Addition).

Zusammenfassend merken wir uns, daß eine Spule bei Wechselstrom einen wesentlich höheren Widerstand als bei Gleichstrom hat. Er setzt sich aus der geometrischen Summe von Wirkwiderstand der Kupferwicklung und induktivem Blindwiderstand zusammen, der auf der Selbstinduktion beruht. Diesen Blindwiderstand, der der Frequenz und der Induktivität der Spule proportional ist, dürfen wir aber nicht einfach zu den übrigen im Kreis vorhandenen Wirkwiderständen arithmetisch addieren, weil die Phasenverschiebung von 90° berücksichtigt werden muß. Es ist eine geometrische Addition erforderlich, die man, um Wurzelrechnungen zu vermeiden, auch grafisch durchführen kann. Weiterhin haben wir gesehen, daß man sich bei Berechnungen den Wirkwiderstand einer Spule in Reihe zum Blindwiderstand liegend denken kann. Wir wollen nun noch die Induktivität unserer Drossel auf Grund der erhaltenen Meßergebnisse berechnen. Durch Auflösen der Gleichung für den Blindwiderstand nach dem gesuchten Induktivitätswert  $L$  ergibt sich

$$L = \frac{R_b}{6,28 \cdot f}$$

Mit dem Zahlenwert unseres Versuchsergebnisses und  $f = 50 \text{ Hz}$  (Netzfrequenz) wird dann  $L = \frac{12550}{6,28 \cdot 50} = 40 \text{ H}$ . Dieser Wert ist, verglichen mit der Angabe auf der Drossel (15 H), sehr hoch. Er stimmt trotzdem, denn der Wert 15 H bezieht sich darauf, daß durch die Drossel zusätzlich noch ein Gleichstrom von 30 mA fließt, wie es betriebsmäßig bei Netzdrosseln der Fall ist. Der Gleichstrom erzeugt in der Spule ein Gleichfeld, das auch den Eisenkern durchsetzt. Dieser wird dadurch weniger wirksam (die „Permeabilität“ wird kleiner), was sich durch Verringerung der Induktivität bemerkbar macht. Darauf kommen wir später noch zurück.

# Heathkit von Daystrom in der ganzen Welt millionen- fach bewährt

**HF- und NF-Meß- und Prüfgeräte für Labors Service Unterricht**

**als Bausatz oder Gerät**



# Heathkit

- Oszilloskope
- Röhrenvoltmeter
- RC-Generatoren
- RLC-Meßbrücken
- Klirrfaktormeßgeräte
- Tonfrequenzanalysatoren
- Elektronische Schalter
- Stromversorgungsgeräte
- R+C-Dekaden
- Stufenwiderstände
- Stufenkondensatoren
- HF-Generatoren
- Signalverfolger
- Fernsehwobbler
- Transistorprüfgeräte
- Analogrechner
- Elektronische Orgeln
- HiFi-Anlagen
- Echolote
- Peilempfänger
- Drehzahlmesser
- Funkamateurergeräte
- Sichtgeräte zur Prüfung von Kfz-Zündanlagen

# Heathkit = Sparen und Lernen durch Selbstbau

**Für unsere Adressenkartei bitten wir alle Interessenten um Mitteilung Ihrer genauen Anschrift. Sie erhalten dann laufend kostenlos unsere aktuellen Informationen**



6079 Sprendlingen bei Frankfurt  
Robert-Bosch-Strasse Nr. 32-38  
Tel. Langen 68971, 68972, 68973

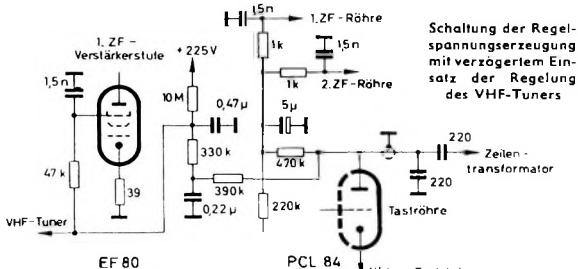
### Gestörtes Bild bei Fernsehempfang

Der Bild- und Tonempfang eines handelsüblichen Fernsehempfängers (Graetz „F 333“) war bei Fernempfang auf Kanal 5 stark gestört. Wurden beide Stecker der Antennenableitung in die VHF-Buchsen gesteckt, dann war das Bild teilweise negativ und der Ton nicht zu hören. Mit der Handabstimmung konnte entweder der Ton oder das Bild einwandfrei eingestellt werden. Zur Fehlererscheinung muß noch gesagt werden, daß der auf Kanal 2 stark einfallende Ortssender ohne Mängel empfangen werden konnte.

Es lag die Vermutung nahe, daß bei gewissen Eingangsspannungen ein Fehler in der Regelspannungserzeugung auftritt. In diesem Falle läßt sich mit dem Oszilloskop feststellen, ob das Oszillogramm an der Anode der Taströhre (Triodenteil PCL 84; positive Zeilenimpulse mit  $220 \text{ V}_{\text{ss}}$ ) in Ordnung ist. Dann muß die Regelspannung an der Taströhre mit einem hochohmigen Voltmesser gemessen werden. Je nach Eingangsspannung soll hier eine Spannung zwischen 0 und  $-18 \text{ V}$  vorhanden sein. Die Regelspannung für den ZF-Teil wird an einem Spannungsteiler aus  $470 \text{ k}\Omega$  und  $220 \text{ k}\Omega$  parallel zu  $220 \text{ k}\Omega$  abgegriffen. Ein Siebkondensator von  $5 \mu\text{F}$  sorgt für die Glättung. Diese Regelspannung wird den beiden ersten ZF-Röhren EF 80 zugeführt. Auch die Zuführungszweige sind zum Teil abgesiebt und müssen deswegen noch einmal rein gleichspannungsmäßig kontrolliert werden. Direkt von der Anode wird über ein Siebglied ( $390 \text{ k}\Omega$ ,  $0,22 \mu\text{F}$ ,  $330 \text{ k}\Omega$ ,  $0,47 \mu\text{F}$ ) die Regelspannung für die VHF-Vorstufe abgenommen. Zur Verzögerung dieser Spannung ist über einen Widerstand von  $10 \text{ M}\Omega$  eine positive Spannung zugeführt. Damit diese Regelspannung bei nicht vorhandener Eingangsspannung keine positiven Werte annehmen kann, wird sie in der ersten ZF-Verstärkerröhre EF 80 über die Strecke Katode - Gitter 3 auf Null-Potential gehalten.

Es wurden also, obwohl der Fehler in der Tuner-Regelleitung liegen konnte, sämtliche Regelspannungszweige kontrolliert. Ein Fehler konnte aber in der gesamten Regelung des Gerätes nicht festgestellt werden.

Die zweite Möglichkeit der Fehlerursache war die Einstrahlung eines Störsignals. Ein örtlicher Störsender kam jedoch nicht in Betracht, da das Gerät an verschiedenen Stellen des Ortes die

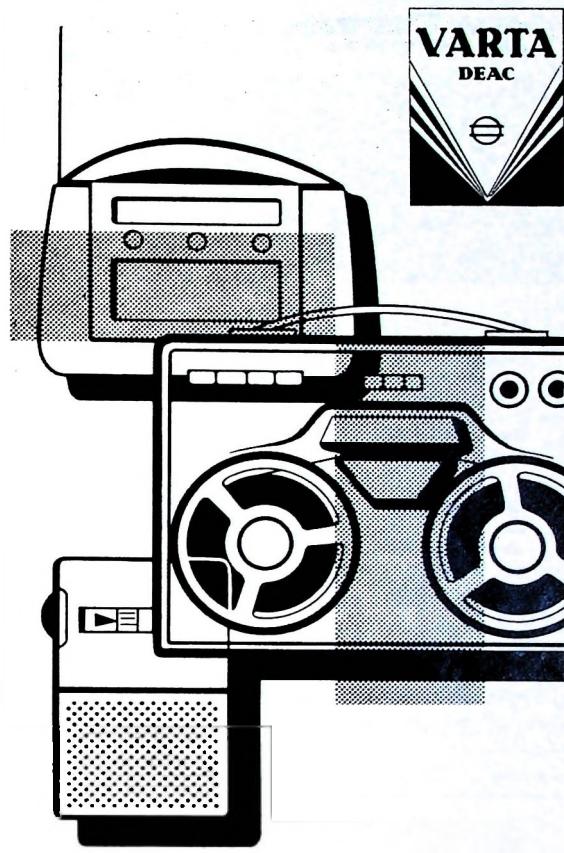


gleiche Erscheinung auf Kanal 5 zeigte. Mit Hilfe der Störmeßstelle der Deutschen Bundespost konnte festgestellt werden, daß auf Kanal 5 die Nebenausstrahlung eines etwa  $40 \text{ km}$  entfernten  $100\text{-kW}$ -UKW-Senders das Fernsehsender-Signal überlagerte. Eine Abhilfe war auch durch den Einbau eines genau abgeglichenen Sperrkreises für die Grundwelle des Senders nicht ganz möglich. Es wurde das gesamte Antennensignal so stark reduziert, daß das Nutzsignal gerade noch empfangen werden konnte. d.

### Neue Bücher

**Transformatoren, Drosseln, Transduktoren und Streufeldtransformatoren; Anleitung zum Entwurf von Transformatoren und anderen Wechselstromspulen mit Eisenkern.** Von P. F. van Eeldik u. P. Cornelius. Eindhoven 1962, Philips Technische Bibliothek. 88 S. m. 26 B. 15 cm x 23 cm. Preis in Ganzl. geb. 8,50 DM.

Das Buch wurde für den Praktiker geschrieben. Das magnetische Wechselfeld wird als eine elektrische Strom-Spannungserrscheinung dargestellt. Die Wechselspannungen und -ströme von Eisenkernspulen sind auf Länge, Querschnitt, Volumen und Frequenz des magnetischen Wechselfeldes bezogen. Mit Hilfe einiger grundlegender Gedankenexperimente gelangt man dadurch zu den Begriffen „spezifische Windungsspannung“ und „spezifische Stromwindung“, die im Mittelpunkt der Betrachtungen stehen. Wesentlicher Bestandteil der Berechnungsmethode ist, daß der Konstrukteur zunächst die für das Einheitsvolumen des Elsens, des Luftpaltes und des Leiters zulässigen Belastungen gegenseitig in Beziehung setzt und erst daraus die endgültigen Abmessungen seiner Konstruktion erhält.



### VARTA-DEAC-BATTERIEN

Die wirtschaftlichen, wiederaufladbaren Zellen für Rundfunk-, Phono- und Tonbandgeräte verschiedener Art.



Keine Wartung - Einfaches Laden - Einbau in jeder Lage - Geringes Selbstentladen - Unempfindlich gegen Über- und Tiefentladungen - Gute Spannungslage - Lange Lebensdauer

**VARTA**

DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY  
Gesellschaft mit beschränkter Haftung

SIE FINDEN UNS IN

Halle B1



Große  
Deutsche  
Funkausstellung  
1963 Berlin

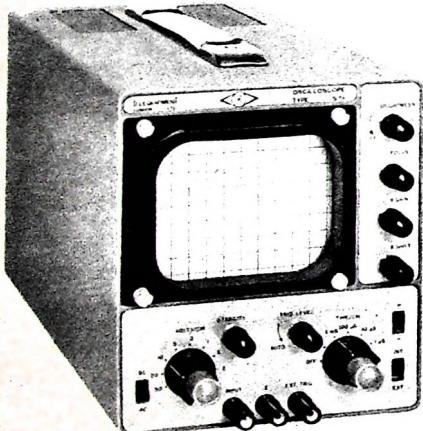
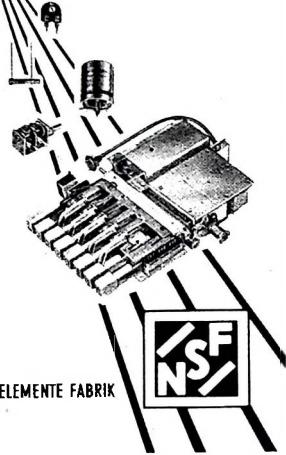
DREHKONDENSATOREN  
TRIMMER-KONDENSATOREN  
ELEKTROLYT-KONDENSATOREN  
TANTAL-KONDENSATOREN  
KUNSTSTOFFOLIEN-  
KONDENSATOREN  
KERAMIK-KONDENSATOREN  
DREHWIDERSTÄNDE  
(POTENTIOMETER)  
FESTWIDERSTÄNDE  
HALBLEITER-WIDERSTÄNDE  
DRUCK+ SCHIEBETASTEN  
FERNSEH-KANALSCHALTER  
UHF-TUNER  
VHF/UHF TASTEN-  
KOMBINATIONEN

## TELEFUNKEN

G.M.B.H.

NÜRNBERGER SCHWACHSTROM-BAUELEMENTE FABRIK

ASSE KURFÜRSTENG. 7  
OBERE KANALSTRASSE 24-26



DM 745,-

## S51TV 13 Planschirmröhre 13 cm mit Nachbeschleunigung

alle Triggerarten positiv-negativ, intern-extern, normal-TV

Triggerstabilität und Triggerpegel getrennt einstellbar  
Bandbreite 0 ... 3 MHz  
geeichter Gleichspannungs-Y-Verstärker  
geeichte Zeitablenkung X-Dehnung  
Helligkeitsmodulationsbuchse X-Verstärkereingangsbuchse

Verlangen Sie die ausführlichen Unterlagen vom

Vertrieb und Kundendienst: DRESSLER-ELEKTRONIK  
28 Bremen, Postfach 9150

## Persönliches

### Prof. Dr.-Ing. Leo Pungs 80 Jahre

Zu den bedeutendsten Ingenieur-Persönlichkeiten auf dem Gebiet der drahtlosen Technik gehört Prof. Dr.-Ing. Leo Pungs. Am 6. August 1883 geboren, studierte er an der TH Darmstadt und war anschließend Assistent bei Geheimrat Kitterle (1906-1909). Nach kurzer Praxis in der Schweiz arbeitete er seit 1911 im Institut von Prof. Petersen in Darmstadt und promovierte dort 1912 zum Dr.-Ing.

Im Herbst 1912 trat Dr. Pungs als Entwicklungsingenieur bei der C. Lorenz AG ein und fand dort Gelegenheit, seine Idee eines Eisenmodulators (Telefoniedrossel) zu verwirklichen. Durch diesen Modulator gelang es ihm schon zur Zeit des Lichtbogensenders und der Hochfrequenzmaschine, modulierte Wellen mit größeren Leistungen für drahtlose Telefonie auszusenden.

Nach dem 1. Weltkrieg kehrte Dr. Pungs 1919 zur C. Lorenz AG zurück, übernahm die Leitung des Senderlagers und vervollkomnete sein Telefoniesystem weiter. Es entstand – in enger Zusammenarbeit mit Robert Herzog und Dr. Gerth – die Lorenz-Versuchsstation Eberswalde (mit Poulsen-Sender und Pungs-Drossel), von der regelmäßig Musiksendungen nach Art des späteren Rundfunks ausgestrahlt wurden. 1920 wurden die Rundfunkversuche über die Großstation Königs Wusterhausen der Reichspost fortgesetzt. 1921 führte Dr. Pungs die wohlgelegene drahtlose Direktübertragung aus der Berliner Staatsoper über den Telefoniesender durch.

1927 wurde Dr. Pungs an die Technische Hochschule Braunschweig berufen und übernahm hier die neu eingerichtete ordentliche Professur für Fernmelde- und Hochfrequenztechnik.

Die Würdigung seines vielfältigen Schaffens und seiner großen Verdienste auf vielen Gebieten der drahtlosen Nachrichtentechnik fand in zahlreichen Ehrungen Ausdruck. So wurde ihm 1933 die Gauß-Weber-Medaille durch die Universität Göttingen verliehen. 1953 ernannte ihn die Technische Hochschule Darmstadt zum Dr.-Ing. h.c. Im selben Jahr wurde ihm das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik überreicht; er wurde außerdem 1953 zum Präsidenten der Braunschweigischen Wissenschaftlichen Gesellschaft berufen. Prof. Pungs ist seit 1958 auch Ehrenmitglied der Deutschen Gesellschaft für Ortung und Navigation.

### G. Schmidt 80 Jahre

Am 19. Juli 1963 vollendete der Geschäftsführer der Electroacustic GmbH (ELAC), Kiel, Gerhard Schmidt, sein 80. Lebensjahr. Der gebürtige Ostpreuße kam nach seiner Tätigkeit in verschiedenen Großbetrieben der Elektrobranche im Jahre 1912 nach Kiel. 1926 wurde von ihm die Electroacustic GmbH in Kiel mitbegründet, und als ihr verantwortlicher Gesellschafter-Geschäftsführer war er entscheidend an der Entwicklung und dem Aufstieg dieses Unternehmens beteiligt. Trotz seines hohen Alters stellt G. Schmidt auch heute noch seine reichen Erfahrungen der ELAC zur Verfügung. 1951 verlieh ihm die Christian-Albrechts-Universität für seine Verdienste um den Wiederaufbau der Universität die Würde eines Ehrenbürgers.

### H. Römer 65 Jahre

Am 25. Juli wurde Dipl.-Ing. Hans Römer, Geschäftsführer der Landesstelle Bayern des Fachverbandes Elektromedizinische und Strahlentechische Geräte und des Fachverbandes Schwachstromtechnische Bauelemente im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V., 65 Jahre. Gleichzeitig konnte er auf eine 40jährige Tätigkeit in der Elektroindustrie zurückblicken.

Nach dem Studium der Elektrotechnik an der TH München trat er nach kurzer Auslandsaktivität in die Firma Bayer. Bergmann-Elektrizitätswerke ein. Im Jahre 1931 wurde er dann technischer Leiter der Büros Nürnberg, Würzburg und Bayreuth der AEG. Nach 1945 stellte er seine Arbeitskraft dem Verband der Bayerischen Elektroindustrie und im Zuge der Entwicklung dem Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie und dessen Fachverbänden zur Verfügung. Mit besonderer Liebe widmet sich Herr Römer auch stets dem Ausstellungs- und Messewesen sowie der Organisation von Tagungen.

### A. Schmid 50 Jahre

Ing. Alfred Schmid, der Leiter der Dual-Kundendienst-Organisation, wurde am 1. August 50 Jahre. Der gebürtige Wiener übernahm zu Beginn des Jahres 1954 die Leitung des Dual-Kundendienstes und hat in zielbewußter Arbeit das Dual-Kundendienstnetz vorbildlich ausgebaut. Neben solidem Fachwissen und hohem Einfühlungsvermögen in alle Vertriebsprobleme verfügt Alfred Schmid über die Gabe, auch schwierige Situationen ohne tierischen Ernst und mit der ihm eigenen Nonchalance zu meistern.

### H. Biedermann Vertriebsleiter im Siemens-Halbleiterwerk

Prokurist Herbert Biedermann, der seit dem Jahre 1924 im Hause Siemens tätig ist, hat am 1. Juni 1963 seine Mitarbeit als Hauptabteilungsleiter im Werk für Röhren des Wernerwerkes für Bauelemente abgegeben, um den Vertrieb im Werk für Halbleiter zu übernehmen.





1.-8. SEPTEMBER 1963

## LEIPZIGER MESSE

Der universale Konsumgüter-Markt von Weltruf · 6500 Aussteller aus 50 Ländern in 30 Branchen · Erfolgreichster Handelsplatz für Ost und West



Gründermitglied der Union Internationaler Messen

Messeausweise an allen Grenzübergangsstellen und in Reisebüros

Auskünfte:

Zweigstelle des Leipziger Messeamtes,  
6 Frankfurt/Main, Liebfrauenberg 37  
Telefon 2 62 07

### COUPON

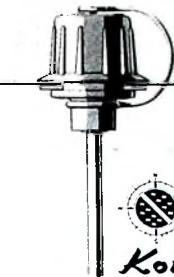
an: Leipziger Messeamt · Leipzig C 1  
Hainstraße 18

- Bitte senden Sie uns weitere Informationen über die Leipziger Messe
- Bitte senden Sie uns Anschriften von Lieferanten für \_\_\_\_\_

Name der Firma \_\_\_\_\_

Anschrift \_\_\_\_\_

Branche \_\_\_\_\_



### Kompass Abstandisolatoren

Kompass-Antenne, 35 Kassel, Erzbergerstraße 55/57

und Antennenbauteile,  
millionenfach verwendet.  
Fabrikat an vielen  
Orten des In- und Auslandes.  
Bezugsnachweis und  
Prospekt 6121 gern von

### Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-9 Stück	10-100 Stück
17,5 cm	45 per Min.	2 x 5 Min.	DM 10,-	DM 8,-
20 cm	45 per Min.	2 x 8 Min.	DM 15,-	DM 12,-
25 cm	33 per Min.	2 x 15 Min.	DM 20,-	DM 16,-
30 cm	33 per Min.	2 x 24 Min.	DM 30,-	DM 24,-

REUTERTON-STUDIO 535 Euskirchen, Wilhelmstr. 46 · Tel.: 2801

### METALLGEHÄUSE



PAUL LEISTNER HAMBURG  
HAMBURG-ALTONA-CLAUSSTR. 4-6

### Kaufgesuche

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

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

### Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio-  
und Fernsehtechnik durch Christian-  
Pernkurse 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

HANS HERMANN FROMM bittet um  
Angebot kleiner u. großer Sonderposten  
in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren  
aller Art. Berlin - Wilmersdorf, Fehr-  
belliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

### Verkäufe

Schallplattenschneidgeräte, 4 Geschw.  
normal, enge, Mikrorille, neu, verkauft  
R. Kohl, Berlin 62, Eisenacher Str. 60/61,  
Tel.: 71 67 44

### ENGEL-LÖTER



Ing. Erich & Fred Engel  
GmbH  
Wiesbaden-Schierstein

### Röhren und Bauelemente

für den Fachhandel und den Techniker  
zu günstigen Preisen.

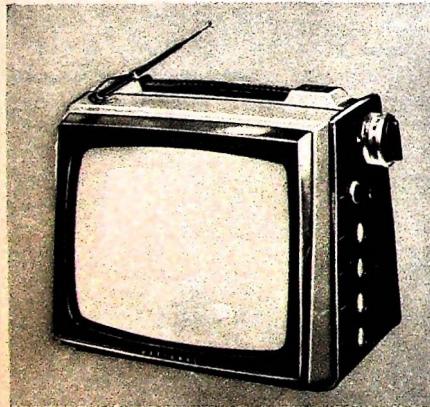
Außerdem führen wir das AKKORD-  
Geräteprogramm und HNF-Rund-  
funk- und Fernsehgeräte aus Däne-  
mark, bekannt für gekonnte Technik  
und erstklassige Holzverarbeitung!  
Preislisten kostenlos!

Fichtner & Vittozzi  
22 Elmshorn/Holst.  
Postfach 54



100020

H.-Thälmann-Str. 56



#### NATIONAL TT-21 RE

Ein Beispiel für den Qualitätsstandard der NATIONAL-Erzeugnisse:  
Transistor-Fernsehgerät TT-21 RE  
für Batterie- und Netzbetrieb,  
mit UHF-Teil für alle Programme.  
Sehr leicht (nur 4,8 kg), sehr handlich,  
kleines Gehäuse mit angenehmer Bildgröße,  
23 cm Rechteckbildröhre,  
Größe des Gerätes: 19,5 x 23 x 22 cm.

#### Diese geschickten Hände kann keine Maschine ersetzen

Facharbeiterinnen von MATSUSHITA ELECTRIC beim Zusammensetzen von Transistoren. Ihre Geschicklichkeit ist in der ganzen Welt bekannt. MATSUSHITA ELECTRIC produziert u. a. jährlich über 1 Million Fernsehgeräte. Die Einzelteile, für jedes Gerät (sogar die Bildröhren) werden in eigenen Werken hergestellt. Während der Produktion durchlaufen alle NATIONAL-Fernsehgeräte mehr als 270 Qualitätskontrollen. Die Produkte von MATSUSHITA ELECTRIC tragen den Namen NATIONAL. Man kennt und schätzt sie in mehr als 120 Ländern; sie sind ein Weltbegriff für Wertarbeit. Alle NATIONAL-Geräte sind technisch hervorragend ausgestattet. Ständige Qualitätskontrollen und die Anwendung modernster Forschungsergebnisse gewährleisten den hohen Leistungsstandard. Fernsehempfänger, Rundfunkempfänger, Tonbandgeräte, Sprechanlagen, Kühlzäune, Waschmaschinen und viele andere Haushaltsgeräte von MATSUSHITA ELECTRIC haben auch auf dem europäischen Markt einen ausgezeichneten Ruf. Das ist der Grund, weshalb K. Matsushita die NATIONAL-Geräte jetzt dem deutschen Fachhandel und dem deutschen Konsumenten vorstellt.



ELEKTRISCHE UND ELEKTRO-  
NISCHE QUALITÄTSPRODUKTE

A  
Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektro-Geräte  
**MATSUSHITA ELECTRIC**

JAPAN

Generalvertretung für Deutschland

TRANSONIC Elektrohandelsges. mb.H. & Co., Hamburg 1, Schmilinskystraße 22, Tel. 245252  
HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel, BERRANG & CORNEHL, Dortmund,  
Wuppertal, Elberfeld, Bielefeld, HERBERT HOLS, Hamburg, Lübeck, KLEINE ERFKAMP & CO.,  
Köln, Düsseldorf, Aachen, LEHNER & KÜCHENMEISTER KG, Stuttgart, MUFAG GROSSHANDEL  
GMBH, Hannover, Braunschweig, WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Brsq., Mannheim  
GEBRÜDER SIE, Bremen, SCHNEIDER-OPEL, Berlin SW-61, Wolfenbüttel, Marburg/Lahn  
GEBRÜDER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut