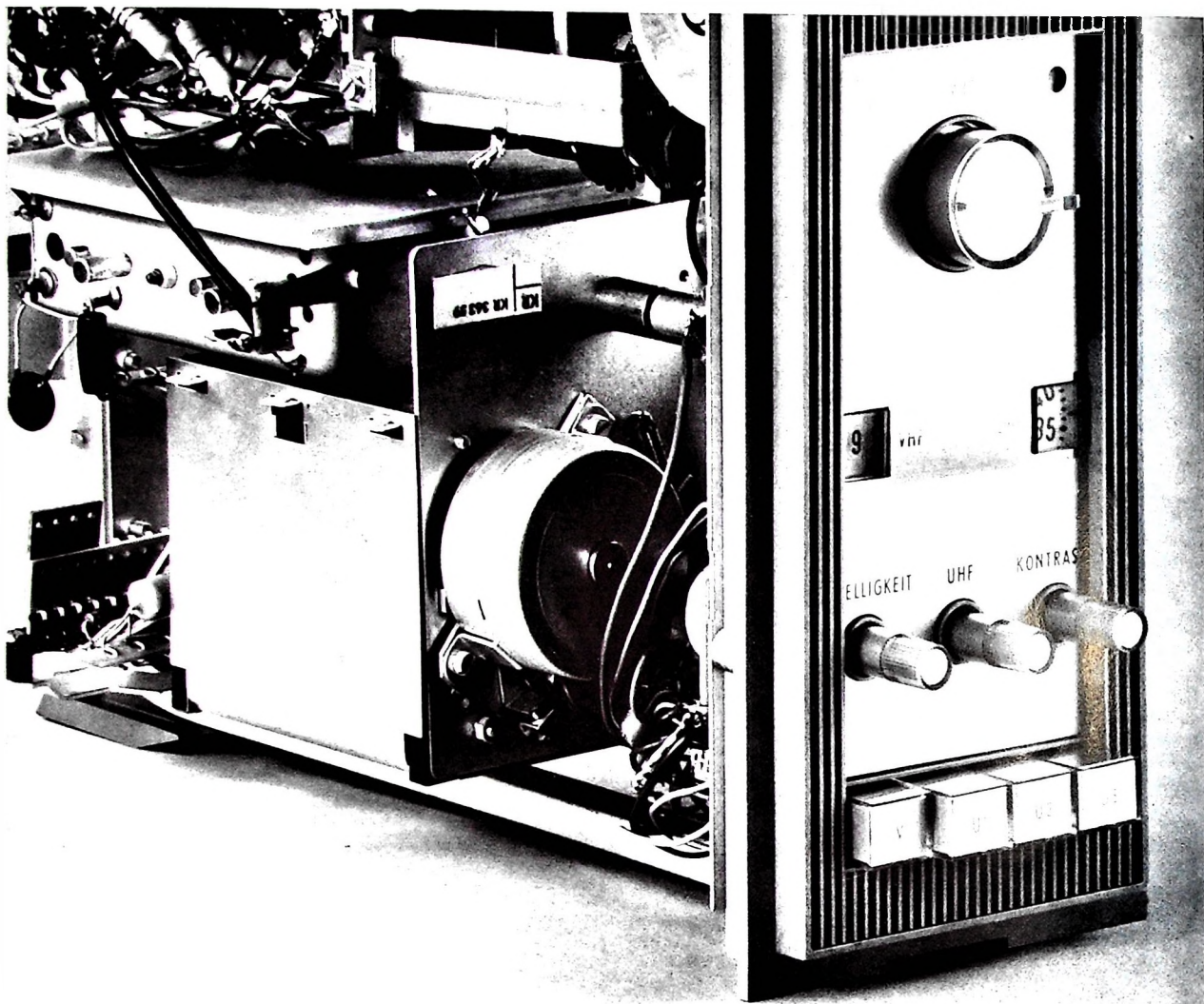




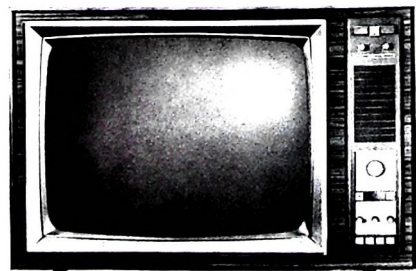
**15** | 1964  
1. AUGUSTHEFT  
mit Elektronik-Ingenieur





## Warum leben Philips Fernsehgeräte länger als 10 Jahre?

Weil jedes Bauelement zuverlässig und betriebssicher ist!  
 Beispiel: der UHF-Kanalwähler. Seine ausgesuchten Materialien sind genau aufeinander abgestimmt. Daraus resultiert die minimale Temperaturdrift. Er ist in einer tiefgezogenen Stahlblechwanne untergebracht. Das bewirkt seine hervorragende elektrische und mechanische Stabilität. Und er arbeitet mit Transistoren. Sie garantieren für lange Lebensdauer, hohe Verstärkung und gute Empfangsempfindlichkeit. PHILIPS Fernsehgeräte sind Begriff und Maßstab internationaler Spitzenklasse. Nicht umsonst: sie bieten Zuverlässigkeit über viele Jahre!



...nimm doch **PHILIPS** Fernsehen

## W. Heß ab 1965 Vorsitzender der ARD

Der Intendant des Hessischen Rundfunks, Werner Heß, wird laut jetzt vorliegenden Meldungen 1965 den Vorsitz der Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik übernehmen.

**9 336 850 Fernsehteilnehmer**  
Der Juni-Zugang (+ 51 367) an Fernsehteilnehmern lag um 13,6 Prozent über dem entsprechenden Ergebnis des Vorjahres (+ 45 201 Neuanmeldungen). Die Gesamtzahl der Teilnehmer stieg damit zum Halbjahres-Ende auf 9 336 850.

Die Neuanmeldungen im ersten Halbjahr erreichten mit 798 280 (nach 755 212 im 1. Halbjahr 1962 und 697 456 im 1. Halbjahr 1963) einen neuen Höchststand. In den ersten 6 Monaten dieses Jahres wurden also 100 824 Teilnehmer bzw. 14,4 Prozent mehr bei der Bundespost registriert als in der Vergleichszeit 1963.

## Weitere Konzentration der Elektronik in Hannover

Der Aufsichtsrat der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG hat auf seiner Sitzung am 8. Juli 1964 in Stuttgart den Vorstand ermächtigt, zur Hannover-Messe 1965 eine zusätzliche Ausstellungsfläche von 3000 m<sup>2</sup> bereitzustellen. Die vorgesehene Halle 11A (s. a. Heft 14/1964, S. 495) schließt an die bisherige Halle 11 an und dient zur weiteren Konzentration des Sektors Elektronik. In dem Neubau werden die in- und ausländischen Hersteller von elektronischen Bauelementen, Baugruppen und Meßinstrumenten sowie von Anlagen für die industrielle Anwendung der Elektronik untergebracht.

## Satelliten-Bodenstation in Spanien

Mit mehreren gleichzeitig geführten Telefongesprächen über den Nachrichten-Satelliten „Relay II“ zwischen Spanien und den USA wurde am 27. Mai 1964 die spanische Bodenstation für den Nachrichtenverkehr über Satelliten in Grinon (30 km südlich von Madrid) eingeweiht.

Die in Grinon verwendete transportable Bodenstation ist in der Ausführung den bereits in Betrieb befindlichen Stationen in Brasilien, Nord- und Südamerika und in Deutschland (Raisting/Obb.) ähnlich. Sie wurde entwickelt und gebaut von der International Telephone and Telegraph Corp. (ITT), zu deren Firmenverband in Deutschland Standard Elektrik Lorenz AG (SEL) gehört.

## 21. Rufzeichenverzeichnis der österreichischen KW-Amateure

Mit Stand vom 1. Mai 1964 gab der österreichische Versuchssenderverband eine 24seitige Liste (DIN A 5) heraus. Sie enthält die Rufzeichen, Namen, Anschriften und gegebenenfalls auch Telefonnummern von über 700 lizenzierten Amateuren. Dem Rufzeichenverzeichnis wurde eine fünfseitige Länderliste vorangestellt.

## Verkehrsfunk-Straßenkarte

Eine Verkehrsfunk-Straßenkarte mit den von der ARD für Verkehrsdurchsagen verwendeten Frequenzen veröffentlicht jetzt die Graetz-Werke. Die vierfarbige Karte kommt den Bedürfnissen des Kraftfahrers nach Information und Sicherheit entgegen; sie zeigt ihm Möglichkeiten, wie er sich in den verschiedenen Gebieten der Bundes-

republik schnell und zuverlässig Auskunft über Baustellen, Stauungen und Umleitungen verschaffen kann. Das Faltblatt (DIN A 3) enthält außerdem Hinweise auf Sendezeiten des Verkehrsfunks und eine Darstellung der für diesen Zweck besonders geeigneten Auto-Koffereempfänger von Graetz.

Die Verkehrsfunk-Straßenkarte ist kostenlos bei jedem Rundfunk- und Fernsehfachhändler erhältlich.

## „Ocean-Boy“ als Funkempfänger auf Schiffen zugelassen

Die Bundespost hat den „Ocean-Boy“ von Grundig als Funkempfänger jetzt zum Einsatz auf Schiffen der Deutschen Bundesrepublik zugelassen. Geräte dieser Art müssen besonderen Bedingungen entsprechen.

Neben Ultrakurz-, Mittel- und Langwelle hat dieses mit 17 Transistoren bestückte Gerät drei überlappende Kurzwellenbereiche (KW 1: 2 bis 6 MHz, KW 2: 5,9 ... 11,2 MHz, KW 3: 11 ... 20 MHz). Hierdurch ist die Möglichkeit gegeben, spezielle Nachrichten für die Seefahrt, Wetterberichte, Sturmwarnungen und Zeitzeichen sowie die Seenotfrequenz (2,182 MHz) zu empfangen.

## Saba-Export nach England

Die Saba-Werke, Villingen/Schwarzwald, haben sich entschlossen, Rundfunkgeräte, Musiktrommeln und Tonbandgeräte in Großbritannien zu vertreiben. Zu diesem Zweck wurde unter dem Namen „Saba Electronics Limited“ eine eigene Vertriebsgesellschaft gegründet. Sie wird geleitet von Direktor Dennis Marks.

## Neue Telewatt-Werk-Verbreitung in Hamburg

Die Firma Klein + Hummel, Stuttgart, hat kürzlich die Firma Rudolf Wegner, 2 Hamburg 20, Curschmannstr. 20, mit dem Vertrieb der Telewatt-Erzeugnisse (Verstärker, Tuner und Lautsprecher) für den Raum Hamburg betraut. Die Firma unterhält ein ständiges Lager; außerdem steht dort eine Demonstrationsanlage aus Telewatt-Bausteinen zur Verfügung.

Weitere Informationen für Industrie und Handel veröffentlichten wir laufend in den zweimal monatlich erscheinenden



Sie werden an Abonnenten der FUNK-TECHNIK, soweit sie Angehörige der Radiowirtschaft sind, zur persönlichen Unterrichtung kostenlos geliefert.

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

# FUNK TECHNIK

## AUS DEM INHALT

1. AUGUSTHEFT 1964

FT-Kurznachrichten .....	535
Technik und Forschung · Zukunft des Amateurfunks .....	537
Der Transistor im Heim-Fernsehempfänger .....	538
Neue Rundfunkempfänger 1964/65 .....	541
Persönliches .....	542
Antennenwirkungsgrad und Übertragungswirkungsgrad .....	543
Fortschritte der Elektronik aus wirtschaftlicher Sicht .....	544
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche · Der Endverstärker .....	545
Japanische Erzeugnisse auf dem deutschen Markt .....	548
<b>ELEKTRONIK-INGENIEUR</b>	
Rauscharme VHF-Eingangsschaltungen mit Transistoren .....	549
Ohmsche Geber für die Messung nichtelektrischer Größen .....	553
Für den KW-Amateur	
Preisgünstiger KW-Großsuper »HQ 100 AE« .....	555
Internationale Bodensee-Treffen der Funkamateure .....	557
Q-Multiplier .....	558
Für Werkstatt und Labor	
10,7-MHz-Quarzoszillator mit Transistor .....	559
Vom Versuch zum Verständnis	
Grundsichtungen der Rundfunktechnik und Elektronik .....	560
Aus Zeitschriften und Büchern	
Stabilisierter Hochspannungsteil .....	565

Unser Titelbild: Eine moderne Amateurfunkstation für den UKW- und KW-Amateur. Auf dem etwa 20 m hohen Stahlmast trägt ein CDR-Rotor die 2-m-Richtantenne „Euba AM 10“ mit zehn Elementen und einen 3-Elemente-Mosley-Beam für 10, 15 und 20 m. Etwa einen Meter unterhalb der Mastspitze ist zu einem zweiten Stahlmast eine W3DZZ-Antenne abgespannt. Weiter unten am Mast sind verschiedene Fernsehantennen sichtbar. Der Stationstisch (kleines Bild) zeigt eine mit Heath-Daystrom-Geräten ausgerüstete Funkanlage, und zwar links den 2-m-Transceiver „HW 20“, in der Mitte das Monitor-Scope „HO-10 E“ mit dem Stehwellen-Meßgerät „HM-11“ und rechts den SSB-Transceiver „HW 12“.

(Aufnahmen: Werner W. Diefenbach, DL 3 VD)

Aufnahmen: Verlässler, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. S. 534, 536, 561, 566–568 ohne redaktionellen Teil

## Rundfunk-Stereophonie



### NDR

Hamburg (87,6 MHz)

Versuchsendungen montags bis sonneabends 13.30–15.00 Uhr

Hannover (95,9 MHz)

Versuchsendungen montags bis sonneabends 13.30–15.00 Uhr

### SFB

7. 8. 1964 (92,4 MHz)

19.35–22.00 Uhr

Carmen (Oper)

14. 8. 1964 (92,4 MHz)

19.35–22.15 Uhr

Die Puritaner (Oper)

Versuchsendungen montags bis freitags 17.00–18.00 Uhr (96,3 MHz)

SR (95,3 MHz)

Sonntags 23.00–24.00 Uhr

Wechselndes Programm

2. 8. 1964, 23.00–24.00 Uhr

Orchesterkonzert

9. 8. 1964, 23.00–24.00 Uhr

Orchesterkonzert

Versuchsendungen montags bis freitags 17.00–17.45 Uhr, sonneabends 11.00–12.00 Uhr

WDR

Langenberg (99,2 MHz), Münster (89,7 MHz), Nordhelle (98,1 MHz), Teuloburger Wald (97,0 MHz)

Sonntagsabendfüllendes Programm

2. 8. 1964, 20.00–23.20 Uhr

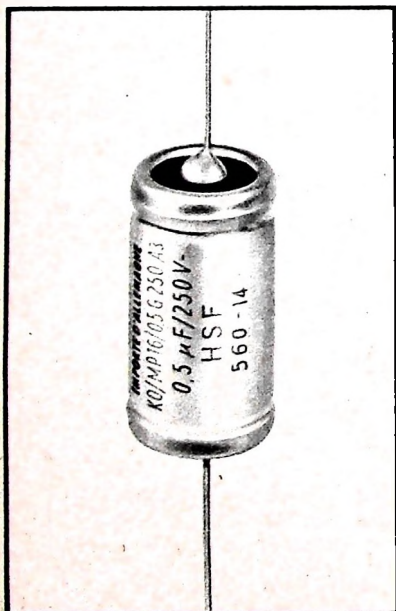
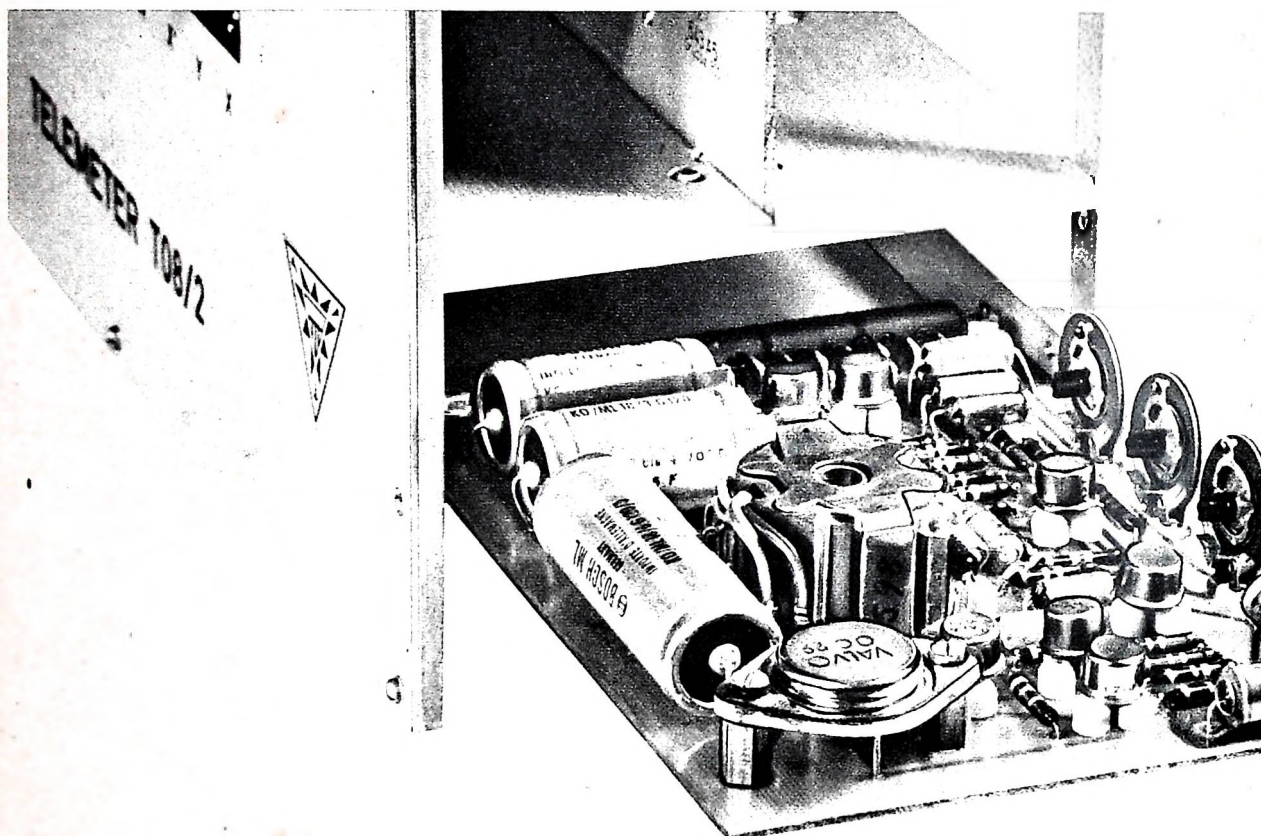
Die Frau ohne Schatten (Oper)

Versuchsendungen montags bis freitags 17.30–18.30 Uhr, sonneabends 10.45–11.45 Uhr

Stereo-Testfrequenzsendungen zum Decoderabgleich montags bis sonneabends 9.00–9.30 Uhr



**Fehlerortung  
in Kabeln  
schnell und sicher  
... auch hier  
BOSCH-Kondensatoren**



Das Telemeter der Kieler Howaldtswerke AG, Abteilung Apparatebau, erlaubt als Impuls-Echo-Meßgerät (Radarprinzip) die genaue Ortung der verschiedenen vorkommenden Fehler in pupinisierten Kabeln, ohne daß dabei zusätzliche Meßschaltungen notwendig sind.

Das Gerät ist das einzige seiner Art und hat sich ausgezeichnet bewährt. Selbstheilende BOSCH ML-Kondensatoren sind wichtige Bestandteile des Telemeter und tragen wesentlich zur Zuverlässigkeit des Geräts bei. BOSCH MP- und ML-Kondensatoren heilen bei Durchschlägen selbst und sind unempfindlich gegen kurzzeitige Überspannungen. Sie sind kurzschlußsicher und praktisch induktionsfrei. Für BOSCH-Kondensatoren gibt es eine mehrjährige Garantie. Bitte benutzen Sie den nebenstehenden Coupon, wir übersenden Ihnen dann ausführliche Unterlagen über BOSCH MP- und ML-Kondensatoren, oder schreiben Sie uns, unsere Spe-

zialisten beraten Sie jederzeit gerne. BOSCH hat die älteste Erfahrung mit MP-Kondensatoren.

# BOSCH

**An ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART** **Coupon**

Kondensatorenbau 26  
7000 Stuttgart 1 Postfach 50  
Bitte senden Sie mir Ihre Druckschriften über  
BOSCH MP- und ML-Kondensatoren für die  
Nachrichtentechnik

Name/Abt. \_\_\_\_\_

Firma \_\_\_\_\_

Anschrift \_\_\_\_\_

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

## Technik und Forschung · Zukunft des Amateurfunks

Zu den Höhepunkten des Amateurfunks gehören auf internationaler Ebene weltweite Tagungen und Wettbewerbe. Im deutschen Raum sind es die traditionellen Deutschlandtreffen und das jährliche Bodenseetreffen in Konstanz. Man hat gerade die deutschen Repräsentativ-Veranstaltungen als große Familienfeste bezeichnet. Hier holt der Funkamateure nach, was ihm im allgemeinen der Funkbetrieb zu Hause vorenthält: persönliches Kennenlernen, internationale Freundschaft und Geselligkeit.

Mit diesen Meetings sind aber auch Industrieausstellungen verbunden. Die führenden Lieferanten und Vertreter ausländischer Industrien auf dem Sektor Amateurfunk stellen hier ihr Neuheitenangebot vor. Gerade in letzter Zeit gab es interessante Neuentwicklungen, über die unser Bericht aus Konstanz in diesem Heft gesondert berichtet. Was der Amateur sucht, sind hochempfindliche Empfänger, die sich den Sonderbedingungen seines Funkbetriebs anpassen, und leistungsfähige Sender in SSB-Technik. Die amerikanischen Fabrikate führten zum heutigen technischen Standard. Der moderne Amateurempfänger ist ein Spitzensuper mit Bandabstimmung und genauer Frequenzzeichnung für die Bänder 10...80...160 m. Er ist spezialisiert für AM, SSB und CW und hat Konverteranschluß für 2 m. Komforteinrichtungen sind regelbare Trennschärfe, Quarzfilter oder mechanisches Filter im ZF-Teil, Störbegrenzer und dergleichen mehr. Ebenso hochwertig wird der moderne Amateurfunksender ausgeführt. Man verlangt von ihm AM, SSB- und CW-Betrieb, leichte Umschaltbarkeit und Abstimmung für die Bänder 10...80 m und frequenzgenaue Skaleneichnung. Das Leistungsproblem ist durch PEP-Werte von 120...200 W gelöst. Für DX-Betrieb stehen Linear-Endverstärker mit Leistungen von etwa 1 kW zur Verfügung. Mit einer solchen Anlage gelingen Spitzenleistungen im Amateurfunkverkehr.

Allerdings muß man für eine solche Stationsausrüstung rund 6000 DM ausgeben, wenn man auf Qualität und Betriebssicherheit Wert legt. Nur wenige Funkamateure können sich auf einmal solche Traumstationen leisten. Der Markt ist in Deutschland für billigere Geräte offen. Das neue japanische Angebot scheint hier die bestehende Lücke zu füllen. Japanische SSB-Sender werden zum Beispiel etwa um ein Drittel billiger als äquivalente USA-Erzeugnisse verkauft.

Zu den Wünschen des Funkamateurs gehört es, seine technischen Einrichtungen dem neuesten Stand der Technik anzupassen. Mit der technisch perfektionierten Lösung des Transceivers, eines kombinierten Sende-Empfängergerätes, kommt der Funkfreund mit verhältnismäßig geringen Mitteln zum Ziel. Der außergewöhnlich große Absatz Erfolg eines solchen Gerätes auf dem deutschen Markt beweist, wie richtig dieser Weg tatsächlich ist, vor allem für die Übergangszeit der AM-Umstellung auf SSB-Betrieb.

Weit schwieriger wird es auf UKW, die vorhandenen Anlagen zu modernisieren. Wer beispielsweise auf 2 m tätig ist, muß oft seine Geräte selbst bauen, wenn er zu höheren Leistungen kommen will. An industriellen Empfängern und Sendern gibt es keine große Auswahl. Allerdings steht wohl die UKW-Technik im 2-m-Band in nächster Zeit vor einer entscheidenden Wandlung. Der traditionelle AM-Wechselverkehr auf verschiedenen Frequenzen hat betriebstechnisch große Nachteile. Wie zeitraubend ist es beispielsweise, in ein Rund-QSO einzuspringen, wenn sämtliche beteiligten Stationen auf verschiedenen Frequenzen arbeiten. Hier bietet sich die SSB-Technik an. Ein preisgünstiger SSB-Transceiver könnte ähnlich, wie es das Beispiel im 80-m-Band gezeigt hat, bahnbrechend wirken.

Für die Zukunft des Amateurfunks bildet die Frequenzbelegung ein ernstes Problem. Der Frequenzbedarf steigt in aller Welt rapide an. Wenn

es auch Ausweichmöglichkeiten im Innenverkehr durch Dezistrecken gibt, darf man nicht vergessen, daß in den letzten Jahren in aller Welt — vor allem in Afrika — neue Staaten mit eigener Funkhoheit entstanden sind. Sie alle bauen Funksysteme zur Verbindung mit anderen Ländern und Kontinenten auf. Es gilt hier, beim Einsatz von Kurzwellen manche Fragen des täglichen und jahreszeitlichen Frequenzwechsels zu lösen, sofern Entfernungen überbrückt werden sollen, wie sie die im Funkverkehr führenden Nationen bewältigt haben. Angesichts dieser Tatsache sind die Amateurbänder bedroht. Bei den ITU-Konferenzen zeigte sich erneut, daß viele Regierungen in Unkenntnis der Amateurfunkaufgaben kaum zu Konzessionen bereit sind. Hier ist die Public-Relation-Arbeit von besonderem Wert, die beispielsweise der International Amateur Radio Club in Genf zu leisten vermag. Von Mitarbeitern der International Telecommunication Union gestaltet, informiert das zweimal jährlich in englischer Sprache erscheinende Organ „4 UUIT Calling“ vor allem die Entwicklungsländer. Funkamateure werden sich ihre Kenntnisse vorwiegend durch Selbststudium aneignen und speziell in diesen Staaten den Weg von ihrem Hobby zum Lebensberuf finden. Wenn man hier erkennt, daß sich aus diesen Reihen ein bereits vorgebildetes Fernmeldepersonal rekrutieren läßt, wird man auch dort die Arbeit des Funkamateurs anders einschätzen.

Man erinnert sich gelegentlich der Tatsache, daß die Funkamateure zuerst die große Reichweite der Kurzwellen entdeckten. Diese einmalige Leistung verschaffte ihnen Kredit auf technischen und funkpolitischen Gebieten. Es gibt viele Beweise für diese Pioniertätigkeit auch auf dem Sektor Wissenschaft und Forschung der letzten Jahre. Je mehr sich Funkamateure an internationalen Forschungsprojekten beteiligen, um so mehr besteht Aussicht, ihre Arbeit offiziell anzuerkennen und entsprechend zu würdigen.

Eine besondere Leistung ist beispielsweise die erste Funkverbindung zwischen Europa und Mittelamerika auf 432 MHz. Sie kam in den Abendstunden des 13. Juni 1964 mit Station KP 4 BPZ in Arejibo (Puerto Rico) zustande und wurde von der Schweiz — hier war HB 9 QQ an der Taste — und von England aus gearbeitet. Bedeutsam sind ferner die Funkverbindungen via Mond der deutschen Stationen DJ 3 EN und DJ 8 PL mit KP 4 BPZ auf dem 2-m-Band am 14. Juni 1964. Dabei betrugen die irdischen Entfernungen rund 9000 km, und die über den Mond zurückgelegte Distanz war etwa 780 000 km. Die Schweizer EME-Gruppe mit HB 9 RF, HB 9 RG, HB 9 QQ, DJ 3 EN, DJ 4 AU und DL 9 GU war an den Hedingen bei Zürich aufgestellten Geräten versammelt und arbeitete mit einem 1296-MHz-Spiegel von 5 m Durchmesser. DJ 3 EN benutzte für seine EME-Funkverbindung mit Puerto Rico einen Sender von etwa 400 W Leistung und eine 10-Elemente-Yagi-Antenne. Wie Versuche anderer europäischer Amateurfunkstationen (in Schweden SM 7 BAE) beweisen, sind EME-Funkverbindungen und 70-cm-QSO's auf große Distanzen nur mit ausreichend hohen Leistungen möglich.

Nach der hervorragenden Leistungsprobe im sogenannten Geophysikalischen Jahr warten jetzt neue Beobachtungsreihen des Jahres der „Ruhigen Sonne“ auf den Funkamateure. Zu diesen Aufgaben kommen voraussichtlich Beobachtungen über troposphärische UKW-Überreichweiten, über Funksignale von Stratosonden des Astronomischen Instituts der Universität Tübingen und die schon routinemäßig gewordenen Satelliten-Beobachtungen einschließlich des weitergeführten Projektes „Oscar“. Aller Voraussicht nach werden die Beobachtungen im Jahr der Ruhigen Sonne wegen der geringeren Nordlichthäufigkeit zeitraubender sein als im abgelaufenen IGY.

Werner W. Diefenbach



# Der Transistor im Heim-Fernsehempfänger

DK 621.382.3-621.397.62

Bereits seit etwa fünf Jahren gibt es Fernsehempfänger, in denen die Röhre, das klassische Bauelement der Elektronik, in einzelnen Stufen des Gerätes oder sogar in der gesamten Schaltung durch Transistoren ersetzt wurde. Die hervorstechenden Merkmale des Transistors – geringe Größe, niedrige Betriebsspannungen, geringer Leistungsbedarf, Fehlen einer Heizung und sofortige Betriebsbereitschaft – ließen ihn zuerst in tragbaren Empfängern, die unabhängig vom Lichtnetz betrieben werden sollen, Verwendung finden. Die Bestückung von Heimempfängern mit Transistoren setzte jedoch nur zögernd ein. Die hier zu stellenden Anforderungen sind ungleich schärfer als bei tragbaren Geräten; die Vorzüge des Transistors in Bezug auf Größe und Energiebedarf fallen weniger ins Gewicht, um so mehr aber seine Nachteile, nämlich Temperaturanfälligkeit und Exemplantstreuungen.

Der Geräteentwickler will mit der Verwendung von Transistoren im Heim-Fernsehempfänger möglichst einen technischen Fortschritt erreichen. Aber nicht nur technische Gesichtspunkte spielen – im ganzen gesehen – eine Rolle, sondern beispielsweise auch Fragen der rationalen Fertigung, der Betriebssicherheit und des Service der Geräte.

Mit der Weiterentwicklung der Halbleiter-Bauelemente erobert sich der Transistor nun ganz ersichtlich Schritt für Schritt im Heim-Fernsehempfänger neue Anwendungen. Dieser Trend ist noch in vollem Fluß. Die nachstehenden Ausführungen können zum Teil wohl nur andeutungsweise manche dabei auftretenden Probleme und erreichten Lösungen streifen, geben aber eine gedrängte Übersicht über den heutigen Stand.

## 1. UHF-Tuner

Die Transistorisierung des Heim-Fernsehgerätes begann vor etwa zwei Jahren gewissermaßen mit einem Paukenschlag. Als Vorstufe des UHF-Tuners, im höchsten im Fernsehempfänger überhaupt vorkommenden Frequenzbereich, wurde der damals neu geschaffene Transistor AF 139 eingesetzt. Seine Verwendung stellte einen echten technischen Fortschritt dar: Neben der erheblichen Verkleinerung der Tunerabmessungen ließ sich die Rauschzahl des Empfängers im UHF-Bereich etwa halbieren und damit die Grenzfrequenz erhöhen; die Rauschzahl wurde der des VHF-Bereichs vergleichbar. Gleichzeitig transistorisierte man auch die UHF-Mischstufe, und zwar ebenfalls mit dem AF 139; die Rauschzahl konnte dadurch noch weiter vermindert werden.

Im UHF-Tuner erweist sich hiermit der Transistor der Röhre technisch überlegen. Der ihm anhaftende Nachteil des geringeren Aussteuerbereiches spielt bei den praktisch vorkommenden Antennenspannungen noch keine nennenswerte Rolle. Immerhin findet man in einigen Geräten auch eine Regelung der UHF-Vorstufe, so daß in der Gesamtsicht die Leistungsfähigkeit des Gerätes verbessert wird. Der Kostenaufwand ist für Transistor- und Röhrenbestückung etwa gleich. Durch den Fortfall der Hei-

zungssiebbmittel wird der Aufbau des Tuners vereinfacht und die Leistungsabnahme reduziert; der Tuner bleibt kalt.

## 2. Ton-ZF-Verstärker

Der nächste Schritt erfolgte mit der Transistorisierung des Ton-ZF-Verstärkers (DF-Verstärker). Die hier verwendeten Transistoren (AF 126 und ähnliche) sind in der Leistungsfähigkeit mit der bisher hauptsächlich verwendeten Röhre EF 80 bei leichtem Preisvorteil vergleichbar. Die Begrenzereigenschaften lassen sich durch eine zusätzliche Begrenzungsdioden am Basiskreis der Ratiostufe weiter verbessern. Der geringe Raumbedarf des Transistors erlaubt Freizügigkeit in der Konstruktion. Man gelangt zu einer kleinen gekapselten und damit störstrahlungssicheren Einheit, in der Verstärker und Ratiodiode zusammengefaßt sind und die zudem thermisch nicht sehr belastet ist. Die Vorteile der Transistorbestückung liegen hier also nicht so sehr in der Verbesserung der Leistungsfähigkeit des Gerätes, als vielmehr in einer Verbilligung sowohl direkt als auch indirekt als Folge der Verkleinerung und Vereinfachung von Bauteilen. Hinzu kommt, daß durch den geringen Energieverbrauch transistorisierter Stufen die thermische Belastung in der Nähe befindlicher Bauteile, vor allem Kondensatoren und Dioden, verringert und damit die Zuverlässigkeit des Gerätes erhöht wird.

## 3. Bild-ZF-Verstärker

3.1. Allgemeine Anforderungen  
Mit dem Bild-ZF-Verstärker wurde dem Transistor ein weiteres Anwendungsgebiet erschlossen, und zwar zunächst in den ungeregelten Stufen. Die hierfür zur Verfügung stehenden Typen – vorzugsweise AF 121 – sind einer Spanngitterröhre EF 184 durchaus vergleichbar. Die Situation ist etwa die gleiche wie beim Ton-ZF-Verstärker: leichter Preisvorteil bei gleicher Leistungsfähigkeit, indirekte Konstruktionsvorteile. Allerdings bestehen Einschränkungen, die bei der Auslegung beachtet werden müssen, vor allem bei der ZF-Endstufe. Normalerweise muß am Videogleichrichter ein Ausgangssignal von 2...4 V BAS zur Verfügung stehen, um einen röhrenbestückten Videoverstärker unmittelbar ansteuern zu können. Mit Rücksicht auf die hieran angeschlossenen Sch-

tungsteile (getastete Regelung, Synchronisierung) ist noch eine zusätzliche Aussteuerreserve zu fordern, so daß ein unverzerrtes Signal von 5...6 V BAS notwendig ist. Bei Luxusempfängern, deren ZF-Endstufe noch eine Reihe von Hilfsfunktionen über die reine Verstärkerfunktion hinaus ausüben muß (Zweidiodeschaltung, Ansteuerung von Abstimmautomatik und HF-Störaustattung) treten dabei ernsthafte Schwierigkeiten auf, die nur an der Grenze der thermischen Belastbarkeit der hierfür geeigneten Germaniumtransistoren zu beherrschen sind; man kommt hier zu Gleichstromleistungen von 100...120 mW. Zweifelslos wird noch eine Verbesserung durch Anwendung der Epitaxialtechnik in der Herstellung von Germaniumtransistoren möglich sein.

## 3.2. Spannungsversorgung

In allen nach HF-Gesichtspunkten zu dimensionierenden Verstärkerstufen ist ein gewisser Schaltungsstandard anzutreffen. Bedingt durch die Röhrenbestückung der Hauptleistungsverbraucher (Zeilen- und Bildkipp, Ton- und Video-Endstufe), steht

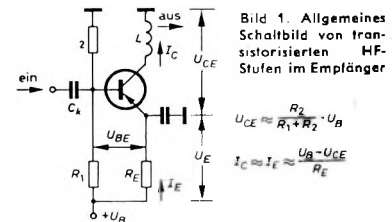


Bild 1. Allgemeines Schaltbild von transistorisierten HF-Stufen im Empfänger

im Empfänger eine hohe Betriebsgleichspannung  $U_B$  von etwa +200 V zur Verfügung. Sie muß über Teiler und Vorwiderstände größtenteils vernichtet werden, will man den zusätzlichen Aufwand zur Erzeugung einer (zumeist der Zeilen-Endstufe entnommenen) separaten, nur der Versorgung der Transistorstufen dienenden niedrigen Betriebsspannung vermeiden. Wie im Bild 1 dargestellt, sind die Transistoren (sämtlich vom pnp-Typ) collectorseitig über das zugehörige Koppelfilter  $L$  geerdet. Die Stromzuführung für den Emitter erfolgt über einen sehr großen Widerstand  $R_E$  (übliche Werte sind 47...200 kOhm), während das Basispotential durch einen relativ niederohmigen Spannungsteiler  $R_1, R_2$  bestimmt ist, dessen Quersumme groß gegen den Basisstrom ist. Da die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  nahezu unabhängig vom jeweiligen Arbeitspunkt etwa 0,2 V beträgt (also fast Null ist), ist das Potential der Basis gegenüber Masse praktisch mit der Collector-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  identisch.

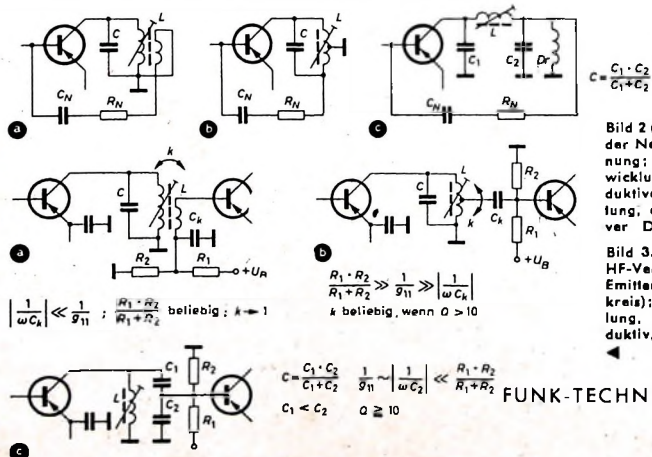


Bild 2 (oben). Erzeugung der Neutralisationsspannung: a) mittels Hilfsentwicklung, b) mittels induktiver Dreipunktschaltung, c) mittels kapazitiver Dreipunktschaltung

Bild 3. Ankopplung von HF-Verstärkerstufen in Emitterschaltung (Einzelkreis): a) induktive Kopplung, b) Anzapplung induktiv, c) Anzapplung kapazitiv



**Temperaturbedingte** Stromänderungen können, einem Temperaturdurchgriff von etwa  $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  entsprechend, nur zu geringfügigen Änderungen der Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  führen; sie sind im Verhältnis zum Spannungsabfall  $U_E$  am Emitterwiderstand  $R_E$  vernachlässigbar klein. Der Strom  $I_E$  durch den Emitterwiderstand und damit auch der Strom  $I_C$  durch den Transistor (der Basisstrom ist ja ebenfalls vernachlässigbar klein) bleibt also nahezu konstant.

Es ergibt sich damit eine ausgezeichnete Temperaturstabilisierung.

### 3.3. Ankopplung, Neutralisation

Mit Ausnahme der HF-Vor- und Mischstufen wird durchweg die Emitterschaltung angewendet. Kurvenformbestimmende Stufen des Bild-ZF-Verstärkers sind neutralisiert, während bei Ton-ZF-Stufen im allgemeinen darauf verzichtet werden kann. Vielfältige Möglichkeiten bestehen in der Ausführung der Koppelfilter; sie sind zu meist als Einzelkreis ausgebildet, wobei die Anpassung an den Folgetransistor sowohl mittels induktiver Ankopplung oder Anzapfung einer Kreisspule als auch mittels kapazitiver Anzapfung der Kreiskapazität erfolgen kann. Letzteres bietet den Vorteil, daß die Kreiskapazität gleichzeitig zur Gleichstromtrennung ausgenutzt werden kann und daß Streuungen von Eingangskapazität und -leitwert, die ja im allgemeinen in gleicher Richtung verlaufen, in gewissem Umfang kompensiert werden. Vereinzelt ist auch der Pi-Kreis als Anpassungsübertrager zu finden. Ebenso vielfältig ist auch die Art der Neutralisationsspannungserzeugung; sie reicht (Bild 2 und 3) von der induktiv gekoppelten Hilfswicklung bis zur induktiven oder kapazitiven Dreipunktschaltung.

### 3.4. Regelung

Das Hauptproblem bei der Transistorisierung des Bild-ZF-Verstärkers ist die Regelung. Je nach Empfindlichkeit des Gerätes ist ein Regelhub von 40 ... 60 dB erforderlich. Dabei sollen keine die Bildwiedergabe und die Selektion beeinträchtigenden Kurvenverformungen sowie keine Gradationsverzerrungen eintreten. Diese Forderungen sind mit Transistoren nur bedingt zu erfüllen. Man findet deshalb auch die verschiedensten Schaltungsarten von der Auf- und Abwärtsregelung bis zur Regelröhre. Andere Möglichkeiten – wie elektronische Gegenkopplung über einen Hilfstransistor oder die Benutzung eines aus Dioden bestehenden Regelvierecks (gewissermaßen eines elektronischen Potentiometers) – haben sich bisher nicht durchsetzen können.

#### 3.4.1. Stromregelung

##### 3.4.1.1. Abwärtsregelung

Bei der Abwärtsregelung wird vom Normalarbeitspunkt P (Bild 4a) ausgehend der Collectorstrom  $I_C$  längs der Linie A verringert. Dabei gehen Stelltheit und Eingangsleitwert zurück, während Ausgangsleitwert und Ein- und Ausgangskapazität sich nur mäßig ändern, so daß bei geeigneter Filterauslegung keine störenden Kurvenverformungen auftreten. Es ist ein Regelhub von 35 ... 40 dB erreichbar. Im heruntergeregelten Zustand ist die Aussteuerfähigkeit mit 10 ... 15 mV sehr klein, und die Kreuzmodulationsfestigkeit ist nicht zufriedenstellend. Auch die Regelkennlinie (Bild 4b) befriedigt nicht. Sie

verläuft nach flachem Beginn zunehmend steiler abfallend. Es ist daher praktisch unmöglich, bei Anwendung normaler Bauteiltoleranzen zu reproduzierbaren Spannungswerten zu gelangen, denen eine bestimmte Verstärkungsziffer zuzuordnen ist, und davon den Einsatz einer Tunerregelung abzuleiten. Man muß deshalb ein Trimpotentiometer zur individuellen Einstellung des Regulationseinsatzes verwenden. Die Schaltung ist damit empfindlich gegen Fehljustierung.

##### 3.4.1.2. Aufwärtsregelung

Bei der Aufwärtsregelung kann man eine Reihe dieser Nachteile vermeiden. Die Stelltheit eines Transistors läßt sich durch Vergrößern des Collectorstromes oder Verringern der Collector-Emitter-Spannung ebenfalls herabsetzen (Bild 4a, Linie A und Linie B).

Meistens wird eine Kombination beider Regelarten angewendet (Bild 4a, Linie C). Bei dieser Art der Regelung ist die Änderung von Ein- und Ausgangskapazität gering, der Eingangsleitwert nimmt mäßig zu, der Ausgangsleitwert dagegen stark. Es tritt eine Bedämpfung des Folgefilters ein, die zwar einen zusätzlichen Regelleffekt bewirkt, aber auch besondere Maßnahmen erforderlich macht, um Verformungen der Durchlaßkurve zu vermeiden. Am einfachsten erfolgt das unter Verzicht auf Selektivität durch eine so breite Auslegung des Folgefilters, daß eine Dämpfungszunahme keine wesentliche Änderung des Kurvenverlaufs innerhalb des ZF-Bandes zur Folge hat.

Eine elegante Methode besteht in der Verwendung eines Ringkernübertragers. Dabei ist infolge der festen Kopplung des Übertragers die Leistungsübertragung auch bei sehr geringer Kreisgüte optimal. Es ist ferner kein Streufeld vorhanden, so daß Abschirmmaßnahmen entfallen können. Bei einem Übersetzungsverhältnis von etwa 3:1 ergibt sich ohne Zuhilfenahme zusätzlicher Kapazitäten auf der Collectorseite eine Impedanz von etwa  $1 \text{ k}\Omega$  und eine wirksame Kapazität von  $8 \text{ pF}$ . Die Bandbreite bei beliebigem Regelzustand ist  $\geq 20 \text{ MHz}$ ; auf einen Abgleich dieses Kreises und die Neutralisation der Stufe kann daher verzichtet werden. Die Eingangsparameter-Änderungen sind beherrschbar, so daß sich Rückwirkungen auf das vor der Regelstufe liegende Filter vermeiden lassen.

Die Aufwärtsregelung hat drei Vorteile:

a) Großer Regelhub; es sind bei Verwendung geeigneter Transistoren (zum Beispiel AF 181, AF 200) 50 ... 60 dB erreichbar.  
b) Linearer Verlauf der Regelkennlinie (Bild 4b); das ist wichtig, wenn von der Regelspannung des ZF-Verstärkers der Einsatz der Tunerregelung abgeleitet werden muß.

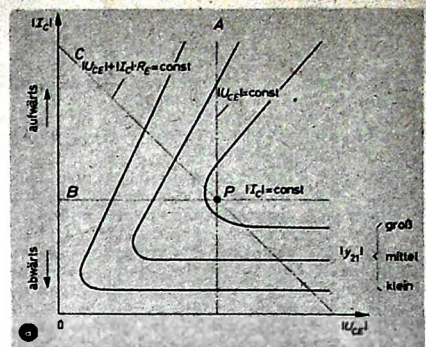
c) Aussteuerfähigkeit und (mit Einschränkung) Kreuzmodulationsfestigkeit nehmen im herabgeregelten Zustand zu.

Alle drei Punkte sprechen für die Aufwärtsregelung.

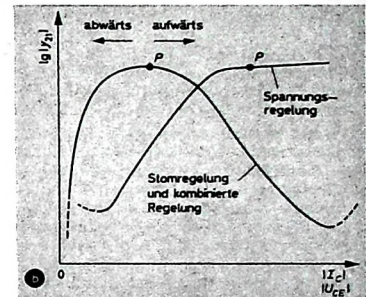
Bild 3. Schaltungsbeispiel einer ZF-Regelung mit Spannungsregelungskennlinie nach Bild 4b

##### 3.4.2. Spannungsregelung

Verläuft der Arbeitspunkt einer Regelstufe nach Bild 4a, Linie A oder C, so besteht sowohl bei der Abwärts- als auch



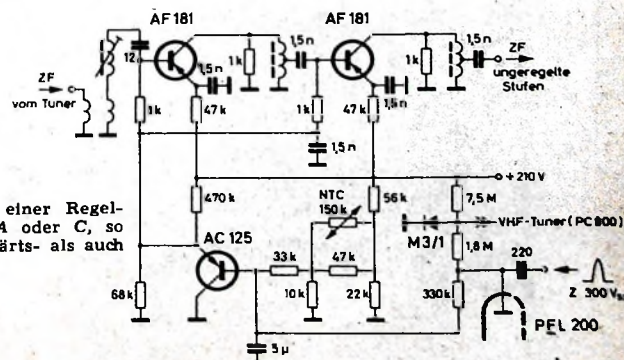
Typischer Verlauf der Ortskurven konstanter Stelltheit: Arbeitspunktverschiebung bei Stromregelung (Linie A), bei Spannungsregelung (Linie B) und bei kombinierter Regelung (Linie C)



Regelkennlinien bei Stromregelung und bei kombinierter Regelung sowie bei Spannungsregelung

Bild 4. Kennlinien der ZF-Regelung

bei der Aufwärtsregelung die Gefahr, daß bei (unvermeidbaren) Exemplarstreuungen der Ausgangspunkt der Regelung nicht mit dem Punkt maximaler Verstärkung zusammenfällt. Das bedeutet, daß entweder nicht die Maximalverstärkung erreicht wird oder daß die Regelschaltung instabil wird – je nachdem, auf welchem Kennlinienast der Ruhearbeitspunkt liegt. Man muß also von vornherein einen gewissen Sicherheitsabstand einhalten und damit auf mögliche Verstärkung verzichten. Dieser Nachteil läßt sich vermeiden, wenn man einen Regelverlauf nach Linie B wählt, den Transistor also mit konstantem Strom betreibt. Die Regelung erfolgt dann nur durch die Änderung der Collector-Emitter-Spannung, wobei die Regelkennlinie einen fast horizontalen Anfangsverlauf aufweist (Bild 4b). Von Vorteil ist dabei außerdem, daß die Änderung der Eingangsparameter entsprechend der Stromkonstanz klein bleibt; allerdings steigt der Aussteuerbereich nicht in gleichem Maße wie bei der Stromregelung. Die Schaltung (Bild 5) ist, wenn eine hohe Betriebsspannung zur Verfügung steht, gut realisierbar; der Spannungsabfall am Emitterwiderstand ist dann groß gegenüber der jeweiligen Collector-Emitter-









# Neue Rundfunkempfänger 1964/65

DK 621.396.62

Im Heft 13/1964 der FUNK-TECHNIK konnte auf den Seiten 462-463 über einige Einzelheiten der auf der Hannover-Messe vorgestellten Rundfunkempfänger und Musikmöbel berichtet werden. Die nachstehenden Angaben beziehen sich auf inzwischen eingegangene neue Informationen über das jetzige Fabrikationsprogramm verschiedener Hersteller.

## Blaupunkt

Die neuen Blaupunkt-Rundfunkempfänger wurden gründlich weiterentwickelt. Das Ergebnis dieser Bemühungen ist allerdings weniger an den technischen Daten oder der Formgestaltung der einzelnen Modelle zu erkennen. Man verwendet jetzt eine einzige, durchgehend gedruckte Platine und verzichtet auf gemischt gedruckte und verdrahtete Platten oder auf mehrere gedruckte Einheiten. Die Vorteile dieses Verfahrens sind größere Betriebssicherheit und geringere Fertigungsfehler.

Die Verbindungen zum Lautsprecher und zum Netztransformator wurden steckbar gemacht, so daß sich Servicearbeiten leichter vornehmen lassen. Neben dem eigentlichen Chassis ist der Netztransformator befestigt. Dadurch wird die Transport-sicherheit der Geräte erhöht.

Rationell ist auch die Schaltungstechnik ausgelegt. Im NF-Teil ergibt sich dabei durch Induktivitäten die gleiche Baßanhebung, die man sonst nur durch eine zusätzliche Verstärkerstufe und entsprechend stärkere Gegenkopplung erreicht. Bei den Radiofiltern sind sämtliche Teile auf einer

ist auch dann störungsfreier Empfang möglich, wenn die Empfänger im Bereich von Störfeldern aufgestellt sind, die die Ferritantenne aufnimmt.

Durch einen zusätzlichen Widerstand im Eingangsteil wird bei den Blaupunkt-Geräten erreicht, daß die Empfindlichkeit praktisch über den gesamten Empfangsbereich konstant bleibt. Ohne diesen Widerstand erhält man innerhalb eines Wellenbereiches Empfindlichkeitsänderungen bis 1:4.

Alle Empfänger haben eine justierbare AM-Unterdrückung. Jedes Gerät läßt sich auf Störminimum abgleichen. Beim Umschalten von AM auf FM und umgekehrt schaltet man auch die Tongegenkopplung um. Durch diesen Mehraufwand an Einzelteilen läßt sich auch bei AM-Empfang ein optimales Klangbild erreichen. Dabei sind bei voll aufgedrehten Klangreglern Bässe und Höhen stark betont. Die Geräte haben außerdem getrennt schaltbare Anschlüsse für TA und TB.

Bei den Vollstereo-Empfängern ist die Anzeige besonders empfindlich, weil der Pilotton in einer zusätzlichen Triode (EABC 80) verstärkt und dann dem Steuer-gitter der Anzeigeröhre zugeführt wird. Da sämtliche Geräte für Stereo-Empfang im Prüffeld mit einem Decoder-Normal abgeglichen werden, ist es möglich, die ohne Decoder ausgelieferten Empfänger später ohne irgend einen Abgleich nach-zubestücken. Die Decoder müssen nur ein-gesteckt und an einer vorbezeichneten Stelle angeschraubt werden.

In der neuen Saison haben die Blaupunkt-Tischempfänger die gleichen Bezeichnungen wie im Vorjahr, die auf dem Markt gut eingeführt sind.

## Loewe Opta

Mit technischen Neuheiten kann auch Loewe Opta aufwarten. In der Saison 1964/65 werden 15 verschiedene Typen und ein Stereo-Luxus-Steuergerät angeboten. Mit diesem umfangreichen Programm - einige Modelle unterscheiden sich nur durch Form oder Gehäuse - können alle Wünsche erfüllt werden.

Eine besondere Rolle spielen im Neuheitenprogramm die Stereo-Rundfunk-empfänger. Diese Geräte sind mit einem neuen Stereo-Decoder<sup>1)</sup> mit Schwellwert-Automatik ausgerüstet. Beim Gerät „Luna-Stereo“, einem mit sieben Röhren und drei Transistoren bestückten Gerät für UKML mit Decoder, ist der eine Stereo-Lautsprecher vom Empfängergehäuse leicht abnehmbar. Dadurch läßt sich die Abstrahlbasis der beiden Lautsprecher je nach den Wohnverhältnissen verändern. Dabei ist es gleichgültig, ob man den abnehmbaren oder den eingebauten Gehäuse-lautsprecher links oder rechts auf-stellt. Durch die Möglichkeit, beide Kanäle umzupolen, kann die Wiedergabe in jedem Fall seitenrichtig erfolgen.

Interessant ist auch der volltransistorisierte NF-Teil mit eisenloser Endstufe

<sup>1)</sup> Frank, E.: Stereo-Automatik-Decoder „52 841“. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 13, S. 464-465

beim Hi-Fi-Luxus-Steuergerät „LO 40“<sup>2)</sup>. Auch bei großer Ausgangsleistung - das Stereo-Luxus-Steuergerät „LO 40“ hat eine 2 x 20-W-Gegentakt-Endstufe - ist die Wärmeentwicklung minimal. Das Gehäuse kann dabei so klein sein, daß es noch gut in Regale paßt.

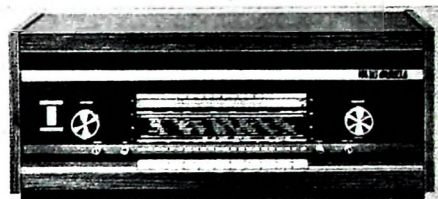


Bild 3. Stereo-Luxus-Steuer-gerät „LO 40“ (Loewe Opta)

Die kleine Empfängerklasse ist bei Loewe Opta in dieser Saison mit vier verschiedenen Modellen vertreten („Bella“, „Bella modern“, „Truxa“ und „Bella 65“). Sie haben vier Wellenbereiche (UKML) und 8/10 Kreise; Gehäuse und Linienführung sind jedoch verschieden.

## Philips

Im Baujahr 1964/65 stellt Philips insgesamt zwölf verschiedene Rundfunk-tisch-empfänger vor. Hinzu kommen zwei „Ton-meister“-Stereo-Steuergeräte.

Von den vier Geräten der „Philetta“-Gruppe sind „Philitina“ und „Philetta de Luxe“ Neukonstruktionen. Das preisgünstigste Gerät dieser Serie, „Philitina“, ist in der Gehäuseform eng an die bekannte „Philetta“ angelehnt. Es ist ein AM/FM-Gerät mit den Bereichen U und M. Der Ovallautsprecher (15 cm x 10 cm) sorgt für guten Klang, der sich mit dem Höhen-regler individuell beeinflussen läßt. Das Gehäuse kann in den Farben Schwarz oder

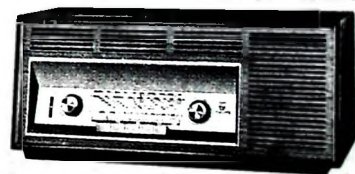


Bild 4. „Philetta de Luxe“ von Philips

Hellbraun mit heller Lautsprecherblende gewählt werden. „Philetta de Luxe“ entspricht schaltungs-mäßig den beiden anderen Paralleltypen der „Philetta“-Gruppe, schließt aber auf Grund des großen Edelholzgehäuses in der flachen Plano-Linie bereits an die größeren Tischempfänger an. Skala und Lautsprecher sind asymmetrisch eingegliedert. Das Gehäuse ist in dunkler oder heller Ausführung lieferbar.

Alle „Philetta“-Geräte werden in Leiter-plattentechnik gefertigt. Das Chassis ist

<sup>2)</sup> Sodtke, W.: Übertragerloser Transistor-NF-Verstärker für das Hi-Fi-Luxus-Steuergerät „LO 40“. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 14, S. 500-502

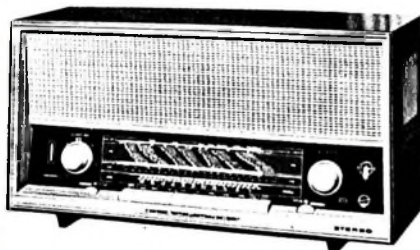


Bild 1. „Granada“, ein Stereo-Super von Blaupunkt

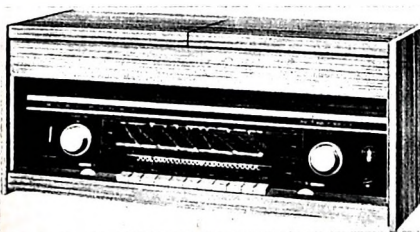


Bild 2. „Stereo-Steuergerät II“ von Blaupunkt mit eingebautem Plattenspieler

völlig abgeschirmten kleinen Platine untergebracht. Durch den gedrängten Aufbau und die Abschirmung werden parasitäre HF-Rückwirkungen vermieden, was insbesondere auch Interferenzstörungen beim Stereo-Empfang verhindert. Ferner läßt sich die Ferritantenne abschalten. Dadurch



servicegerecht und übersichtlich konstruiert. Neuartige Wellenschalter in Flachbauweise und Schnittbandkern-Netztransformatoren entsprechen der Miniaturtechnik. Die Geräte haben ferner getrennte AM/FM-Abstimmung, kontinuierliche Klangregelung und Tonband- und Tonabnehmeranschlüsse sowie Zweitlautsprecheranschlüsse. „Philetta de Luxe“ und „Philetta modern“ haben ein Magisches Band. Die drei „Philetta“-Modelle unterscheiden sich äußerlich durch Gehäuseform und -material. „Philetta“ wird in einem schlagfesten Polystyrolgehäuse in den Farben Braun, Elfenbein oder Graugeliefert, „Philetta modern“ hat ein Edelholzgehäuse in Birnbaum hell oder Ahorn (jeweils hochglanzpoliert), während „Philetta de Luxe“ mit einem Edelholzgehäuse in dunkel hochglanzpoliert oder Nußbaum seidenmatt lieferbar ist.

In der Klasse der Mono-Rundempfänger wurden die drei bekannten Geräte „Sagitta“, „Sirius“ und „Aladin“ technisch und in der Gehäuseausstattung unverändert aus dem Vorjahrsprogramm übernommen.

Die fünf Stereo-Tischempfänger von Philips kommen mit festeingebautem Decoder, automatischer Mono/Stereo-Umschaltung und automatischer Stereo-Anzeige auf den Markt. Die im Herbst vorigen Jahres neuentwickelten Geräte sind inzwischen weiter verbessert worden. „Pallas“ ist das einfachste Stereo-Gerät dieser Serie, es hat ein Flachgehäuse und seitlich strahlende Lautsprecher, einen dreistufigen ZF-Verstärker im FM-Kanal und zwei 3-W-Endstufen mit je einer EL 84. Die Modelle „Jupiter“ und „Uranus“ enthalten das gleiche Chassis und unterscheiden sich nur in der äußeren Form. Der NF-Verstärker ist für Breitbandwiedergabe ausgelegt. Klangtasten sowie Höhen- und Tiefenregler ermöglichen vielseitige Einstellungen des Klangbildes. Die beiden 4,5-W-Endstufen werden bei Mono-Betrieb parallel geschaltet. Weitergehende technische Details, wie automatische Scharf-Abstimmung für UKW, die sich abschalten läßt und eine einwandfreie Abstimmung benachbarter Stationen durch günstige Dimensionierung des Fang- und Haltebereichs möglich macht, weist das Spitzengerät „Saturn“ auf. Der NF-Teil in Hi-Fi-Technik hat zwei 9-W-Gegentaktstufen für AB-Betrieb in der bewährten Ultralinear-Schaltung mit je einem Duo-Konzertlautsprecher von 21 cm Korbdurchmesser. Mit einer Nachhalleneinrichtung wird „Capella-Reverber“ geliefert. Dieses Spitzengerät hat eine Elektrolumineszenz-Skala.

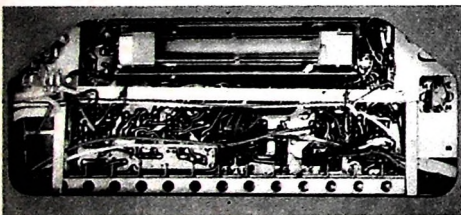


Bild 5. Unterseite des Steuergeräts „Capella Tonmeister“ (Philips); die Nachhalleneinrichtung ist federnd im Chassis (oben im Bild) eingehängt

Das Philips-Programm enthält ferner die „Tonmeister“-Stereo-Anlagen. Sie zählen zur Spitzenklasse und bestehen aus Steuergeräten mit dazugehörigen Lautsprecherboxen. In den Modellen „Saturn-Tonmeister“ und „Capella-Tonmeister“ werden weiterentwickelte Chassis der „Jupiter“- und „Saturn“-Tischgeräte verwendet. „Capella-Tonmeister“ hat außerdem eine auch bei Stereo-Betrieb wirksame Nachhalleneinrichtung. Die Steuergeräte passen gut in Regale und Nischen. Die zugehörigen Hochleistungs-Lautsprecherboxen kommen in zwei Ausführungen „KD 1031/1032“ (50 ... 16 000 Hz) und „KD 1033/1034“ (40 bis 20 000 Hz) auf den Markt. Die erste Gruppe hat einen 17-cm-Baßlautsprecher und ein 10-cm-Hochtönsystem für maximal 10 W Belastbarkeit, während die zweite Gruppe in Hi-Fi-Technik mit 21-cm-Baßlautsprecher und 10-cm-Hochtönsystem für maximal 15 W Ausgangsleistung dimensioniert ist und eine Frequenzweiche hat. Die Lautsprecherboxen können senkrecht oder waagrecht, stehend, liegend oder hängend angeordnet werden.

ster“ und „Capella-Tonmeister“ werden weiterentwickelte Chassis der „Jupiter“- und „Saturn“-Tischgeräte verwendet. „Capella-Tonmeister“ hat außerdem eine auch bei Stereo-Betrieb wirksame Nachhalleneinrichtung. Die Steuergeräte passen gut in Regale und Nischen. Die zugehörigen Hochleistungs-Lautsprecherboxen kommen in zwei Ausführungen „KD 1031/1032“ (50 ... 16 000 Hz) und „KD 1033/1034“ (40 bis 20 000 Hz) auf den Markt. Die erste Gruppe hat einen 17-cm-Baßlautsprecher und ein 10-cm-Hochtönsystem für maximal 10 W Belastbarkeit, während die zweite Gruppe in Hi-Fi-Technik mit 21-cm-Baßlautsprecher und 10-cm-Hochtönsystem für maximal 15 W Ausgangsleistung dimensioniert ist und eine Frequenzweiche hat. Die Lautsprecherboxen können senkrecht oder waagrecht, stehend, liegend oder hängend angeordnet werden.

#### Siemens

In dieser Saison ist Siemens mit drei neuen Rundfunkempfängern vertreten. Das preisgünstigste Gerät, der „Klangmeister 52“, ist ein flacher AM/FM-Regalempfänger mit ansprechend gestalteter Weichplastikfront. Das Gerät hat 6/10 Kreise, getrennte Höhen- und Tiefenregler sowie eine 3-W-Endstufe.

„Klangmeister 51“ heißt ein Stereo-Rundfunkempfänger in ebenfalls flacher Bauweise mit asymmetrisch angeordneten Bedienungselementen. Der eingebaute oder nachrüstbare Stereo-Decoder „RZ 5210“ ist mit drei Transistoren und acht Dioden bestückt. Die Stereo-Anzeige mit der Doppelanzeigeröhre EMM 803 ist auch bei monauralem Betrieb wirksam, so daß man Stereo-Sendungen beim Durchstimmen des Geräts in jedem Fall bemerkt.

Beim Spitzengerät „Klangmeister 50“ ist die Tendenz zur Transistorbestückung

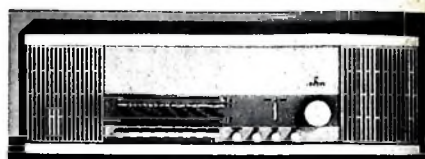


Bild 6. Stereo-Tischgerät „Klangmeister 51“ (Siemens)

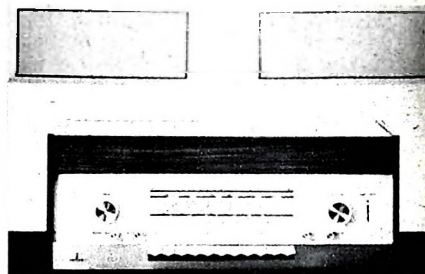


Bild 7. „Klangmeister 50“, Stereo-Steuergerät von Siemens

von Heimempfängern erkennbar. Dieses Stereo-Steuergerät für UKML hat neben fünf Röhren auch 17 Transistoren und sechs Dioden, wobei die Halbleiter des festeingebauten Stereo-Decoders nicht mitgerechnet sind. Eine Schwellwertautomatik zeigt nur hörwürdige (genügend rauschfreie) Stereo-Sendungen an.

Der übertragerlose Stereo-NF-Verstärker hat zwei Transistor-Gegentakt-Endstufen mit je 20 W Ausgangsleistung bei einem Klirrfaktor unter 1%. Die anspruchsvolle Ausführung des Gerätes in afrikanisch Birnbaum, Nußbaum oder Teak entspricht der hohen technischen Qualität.

## Persönliches

### H. Schulze 60 Jahre

Direktor Hans Schulze, geb. am 14. August 1904, trat 1925 als kaufmännischer Mitarbeiter in die von Dr. phil. Siegmund Loewe und David Loewe in Berlin gegründeten Loewe-Unternehmungen ein.

1933 wurde H. Schulze Vorstandsmitglied der Radio AG D. S. Loewe, der Vorgängerin der heutigen Loewe Opta AG, Berlin-Steglitz. Diesen Posten bekleidete er bis 1948, um dann als Geschäftsführer die in Düsseldorf von ihm 1946 gegründete Firma Opta-Spezial GmbH zu leiten.

Seit Anfang 1960 ist Direktor Schulze außerdem stellvertretender Aufsichtsratsvorsitzender der Loewe Opta AG, deren Werke sich in Berlin, Kronach und Düsseldorf befinden.

### G. Rotermann 50 Jahre

Direktor Gerhard Rotermann, Geschäftsführer der Daimon GmbH, Rodenkirchen, und Daimon-Werke GmbH, Berlin, vollendete am 18. Juli sein 50. Lebensjahr.

Er begann seine Laufbahn vor 33 Jahren bei Daimon als kaufmännischer Lehrling, wurde 1952 zum Prokuristen ernannt und 1954 in die Geschäftsleitung berufen. Heute ist er für den Gesamtvertrieb der Daimon-Erzeugnisse verantwortlich.



### F. Herriger stellvertretender Vorsitzender des Telefunken-Vorstandes

Dr.-Ing. Felix Herriger, Leiter des Geschäftsbereichs Bauelemente der Telefunken AG, wurde vom Aufsichtsrat des Unternehmens mit Wirkung vom 1. Juli 1964 zum stellvertretenden Vorsitzenden des Vorstandes bestellt. Nach seinem Studium an der Technischen Hochschule München trat er 1932 in das Berliner Röhren-Laboratorium von Telefunken ein und verwendete die Ergebnisse seiner Entwicklungsarbeiten an Hochfrequenz-Laufzeitröhren, um 1934 als Externer an der Technischen Hochschule Dresden bei Prof. Barkhausen zu promovieren. Von 1937 bis 1962 war F. Herriger bei der C. Lorenz AG, Berlin, und deren Rechtsnachfolgerin Standard Elektrik Lorenz AG tätig, zuletzt als Leiter des Rundfunk- und Fernsehgerätekabins. Seit 1955 gehörte er den Vorständen dieser Gesellschaften an. Im November 1962 kam F. Herriger wieder zu Telefunken und wurde in den Vorstand berufen. Im April 1963 übernahm er die Leitung des Geschäftsbereichs Bauelemente.

### R. Buchholz Generalbevollmächtigter von SEL

Direktor Rolf Buchholz wurde zum Generalbevollmächtigten von SEL ernannt. Direktor Buchholz ist als Leiter des Zentralbereichs Personal der Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart-Zuffenhausen, für die Personal- und Sozialpolitik des Unternehmens mit seinen 37 000 Mitarbeitern verantwortlich.

### E. Schaaff †

Am 22. 6. 1964 starb im Alter von 56 Jahren Dr. phil. nat. Ernst Schaaff. Seit 1952 leitete er bei der Valvo-GmbH in Hamburg die Empfänger-Entwicklung und -Probefertigung. In dieser Tätigkeit schuf er mit die Voraussetzungen für die Weiterentwicklung moderner Rundfunk- und Fernsehempfänger. Seine Firma verlor in ihm einen Fachmann mit großem Ruf, seine Mitarbeiter einen guten Freund und äußerst geschätzten Kollegen.



# Antennenwirkungsgrad und Übertragungswirkungsgrad

DK 621.396.67

Welcher Anteil der von einem Sender erzeugten Leistung von der Antenne abgestrahlt wird, hängt hauptsächlich von zwei Faktoren ab: von dem Antennenwirkungsgrad und der Antennenanpassung an das Energiekabel (Übertragungswirkungsgrad). Die den Klemmen der Sendeantenne zugeführte Leistung  $P$  wird bei einer verlustbehafteten Antenne nicht vollständig abgestrahlt, sondern ein Teil der Energie, den man als Verlustleistung  $P_v$  bezeichnet, in den Leitungswiderständen, Schaltelementen und Isolatoren in Wärme umgesetzt. Die abgestrahlte Leistung  $P_s$  ist dann die Differenz aus zugeführter Leistung  $P$  und Verlustleistung  $P_v$ .

$$P_s = P - P_v. \quad (1)$$

Rechnet man mit den Wirkwiderständen der Antenne, dann ergibt sich der Gesamtwiderstand (Eingangswiderstand)  $R_i$  der Sendeantenne zu

$$R_i = R_s + R_v. \quad (2)$$

Darin bedeutet  $R_s$  den Strahlungswiderstand und  $R_v$  den Verlustwiderstand. Für den Antennenwirkungsgrad gilt

$$\eta_a = \frac{R_s}{R_s + R_v} \quad (3)$$

oder, in Prozent ausgedrückt,

$$\eta_a = \frac{R_s}{R_s + R_v} \cdot 100 [\%]. \quad (3a)$$

Diese und die folgenden Betrachtungen beziehen sich aber nicht nur auf den Sendefall. Die gleichen Ergebnisse erhält man auch für den Empfangsfall, da der Eingangswiderstand einer Antenne unabhängig von ihrem Betrieb ist (Reziprozitätstheorem).

Ist die Antenne nicht an das Energiekabel angepaßt, das heißt, sind Eingangswiderstand der Antenne und Wellenwiderstand der Leitung nicht gleich, so wird ein Teil der Energie an der Stoßstelle reflektiert. Die Antenne nimmt daher nicht die bei Antenne maximal zugeführbare Leistung  $P$ , sondern nur den vom Grad der Fehlanpassung abhängigen Anteil  $P_f$  auf.

Das Verhältnis der von der Antenne bei Fehlanpassung aufgenommenen Leistung zu der bei Anpassung aufgenommenen bezeichnet man als Übertragungswirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_f}{P}. \quad (4)$$

Die Fehlanpassung  $m$  sei durch

$$m = \frac{R_a}{R_i} \quad (\text{für } R_a > R_i) \quad (5)$$

definiert, wobei  $R_a$  der Wellenwiderstand der Leitung und  $R_i$  der Eingangswiderstand der Antenne ist.

Zur Ableitung des Übertragungswirkungsgrades kann die Ersatzschaltung (Bild 1) dienen. Ist die Antenne nicht richtig an das Energiekabel angepaßt, so ist

$$R_i \neq R_a,$$

und nach dem Ohmschen Gesetz hat dann der Strom  $I$  den Wert

$$I = \frac{E}{R_i + R_a}. \quad (6)$$

Dabei wird der Antenne die Leistung

$$P_f = I^2 \cdot R_i$$

$$P_f = \frac{E^2}{(R_i + R_a)^2} \cdot R_i \quad (7)$$

zugeführt.

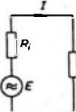


Bild 1. Ersatzschaltung zur Ableitung des Übertragungswirkungsgrades

Im Anpassungsfall ist der Antennenklemmenwiderstand gleich dem Leitungswiderstand

$$R_i = R_a. \quad (8)$$

Die der Antenne maximal zugeführbare Leistung ist dann

$$P = \frac{E^2}{4 R_a} \quad (9)$$

Mit Gl. (7) und Gl. (9) läßt sich nun der Übertragungswirkungsgrad berechnen

$$\eta = \frac{P_f}{P} = \frac{\frac{E^2}{(R_i + R_a)^2} \cdot R_i}{\frac{E^2}{4 R_a}} = \frac{4 R_a R_i}{(R_i + R_a)^2}$$

$$\eta = \frac{4 R_a R_i}{R_i^2 + 2 R_i R_a + R_a^2}$$

$$\eta = \frac{4 R_a R_i}{R_a^2 \left( \frac{R_i^2}{R_a^2} + 2 \frac{R_i}{R_a} + 1 \right)} \quad (10)$$

Mit der Definition Gl. (5) der Welligkeit  $m$  wird der Übertragungswirkungsgrad

$$\eta = \frac{4}{m \left( \frac{1}{m^2} + \frac{2}{m} + 1 \right)}$$

$$\eta = \frac{4}{2 + m + \frac{1}{m}} \quad (11)$$

Der Leistungsverlust  $v$  infolge Fehlanpassung wird oft in dB angegeben. Hierfür gilt

$$v = 10 \lg \eta [\text{dB}]. \quad (12)$$

Ist zum Beispiel die Fehlanpassung  $m = 2$ , so ergibt sich der Leistungsverlust zu

$$v = 10 \lg \frac{4}{2 + 2 + \frac{1}{2}} = 10 \lg 0,888$$

$$v = -0,5 \text{ dB}.$$

Die grafische Darstellung Bild 2 zeigt den Leistungsverlust in dB in Abhängigkeit von der Fehlanpassung. Diese Verluste

treten an jeder Stoßstelle eines Energieübertragungsweges auf.

Das Nomogramm Bild 3 dient zur schnellen Bestimmung der gesamten Antennenwirksamkeit. Wenn der Antennenwirkungsgrad und die Fehlanpassung bekannt sind, ist daraus leicht abzulesen, welcher

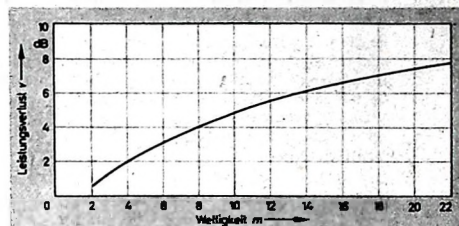


Bild 2. Abhängigkeit des Leistungsverlustes  $v$  von der Welligkeit  $m$

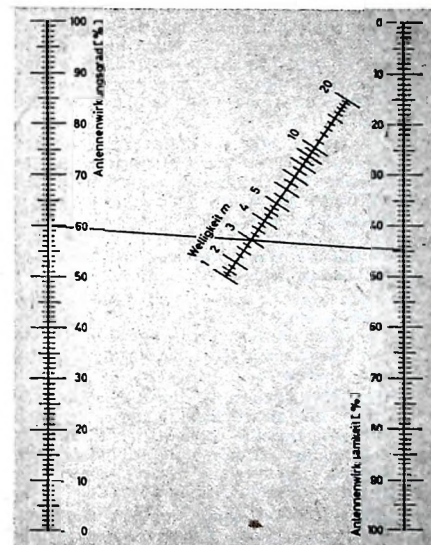


Bild 3. Nomogramm zur schnellen Bestimmung der gesamten Antennenwirksamkeit

Anteil der der Antenne zugeführten Leistung abgestrahlt wird. Bei Benutzung des Nomogramms sind die Werte für den Antennenwirkungsgrad und die Fehlanpassung auf den entsprechenden Skalen durch eine Gerade zu verbinden. Ihr Schnittpunkt mit der rechten Skala gibt dann die Antennenwirksamkeit an. Zum Beispiel strahlt eine Antenne mit 60 % Wirkungsgrad und einer Fehlanpassung von  $m = 3$  nur 45 % der zur Verfügung stehenden Leistung ab. Für Werte  $m < 1$  nach Gl. (5) ist der reziproke Wert  $1/m$  (der dann größer als 1 ist) auf der Skala für die Welligkeit aufzusuchen.

## Schrifttum

- Fränzl, K., u. Lassen, H.: Antennen und Ausbreitung. 2. Aufl., Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- Hatcher, B. R.: Antenna effectiveness. Electronic Industries, Oktober 1963, S. 87



# Fortschritte der Elektronik aus wirtschaftlicher Sicht

Technisch-geschichtliche und wirtschaftliche Fragen sind eng verflochten. Die Richtung der technischen Zukunft ist aus der zurückliegenden Entwicklung ablesbar; Intensität und Schnelligkeit des technischen Fortschritts hingegen sind vorwiegend wirtschaftlich bedingt.

In der 130jährigen Geschichte der elektrischen Nachrichtentechnik läßt sich eine langfristige Wellenbewegung nachweisen, der - wie in den Konjunkturwellen der Volkswirtschaftslehre - kürzere Oberschwingungen überlagert sind. Zur Verdeutlichung:

Die Jahre 1830-1890 standen im Zeichen der Telegrafie, das ist Nachrichtenübertragung mit kodierten Impulsen - heute Digitaltechnik genannt.

Die Jahre 1890-1950 brachten das Vorherrschen der Telefonie und Bildübertragung einschließlich Fernsehen mit signalproportionalen Strömen, das heißt Analogtechnik. Seit 1950 gewinnt die Digitaltechnik wieder an Bedeutung, nicht nur bei digitalen Elektronenrechnern, sondern auch für Übertragung und Verteilung von Sprache und Bild.

Wir stehen also zur Zeit in der interessanten Periode eines Umschwungs der langwelligen Pendelbewegung. Diese Phase soll durch Betrachtung ihrer „Oberwellen“ etwas verdeutlicht werden.

## Technische Hauptprobleme der Nachrichtentechnik in den letzten 50 Jahren

Wenn man in den letzten fünf Dekaden jeweils einen maßgebenden Nachrichtentechniker nach dem technischen Hauptproblem gefragt hätte, wäre folgendes genannt worden:

1920-1930: Steigerung der Reichweite durch Verstärkertechnik. Dieses Problem ist heute für alle terrestrischen Entfernungen gelöst (Commonwealth-Verbindung London - Neuseeland; auch Verkehr mit Mond grundsätzlich möglich).

1930-1940: Steigerung der Kanalausnutzung durch Trägerfrequenztechnik. Heute sind Bündel von 10 000 Sprechkanälen je Trasse realisiert.

1940-1950: Steigerung von Kanalweite und Übertragungswirkungsgrad durch Mikrowellen. Heutige Grenze bei 10 GHz nur durch Atmosphäre als Medium begrenzt; Halbleiter bis 100 GHz; Laser mit 500 000 GHz.

1950-1960: Datenverarbeitung und -verteilung mit logischen Schaltkreisen der Digitaltechnik.

1960-1970: Miniaturisierung elektronischer Bausteine und Systeme, Halbleitertechnik. Die Packungsdichte, die die Natur im menschlichen Gehirn entwickelt hat, war vor 10 Jahren zu  $\frac{1}{1000}$  % erreicht, heute zu etwa 1 %.

**Senkung der Kosten · Höhere Arbeitsgeschwindigkeit · Höhere Zuverlässigkeit**  
Diese technischen Fortschritte waren jeweils verbunden und werden auch weiterhin verbunden sein mit erheblicher Senkung der Kosten; hierfür drei Beispiele:

Weitfernsprechen (Anlagekosten je Sprechkreis-Kilometer)

1930: Niederfrequenz 7500 DM/km  
1960: Breitband-Richtfunk 60 DM/km  
Verbilligung in 10 Jahren = 5 : 1

Bauelemente (Kosten eines Festkörperschaltkreises)

1960: 240 DM  
1970: 6 DM  
Verbilligung in 10 Jahren = 40 : 1

Elektronenrechner (Anlagekosten bei fünfjähriger Amortisation für 1 Million Rechenoperationen)

1955: 15 DM  
1965: 0,02 DM  
Verbilligung in 10 Jahren = 750 : 1  
(Energiebedarf 1500 : 1)

Die schnelle Progression des wirtschaftlichen Effektes ist beachtlich.

## Miniaturisierung

Triebkräfte des Fortschrittes sind auf jedem Gebiet bestimmte Schrittmacher-Industrien. Für die Elektronik liegt heute die Rolle des Schrittmachers weitgehend bei der Raumfahrttechnik. Es kostet 200 000 DM, ein Kilogramm Nutzlast in eine Satellitenbahn zu bringen. Da Elektronik einen wesentlichen Anteil der Satelliten-Nutzlast ausmacht, besteht ein extremer Zwang zur Gewichts- und Raumeinsparung (Miniaturisierung). Neben diesem Primäreffekt werden wichtige Sekundäreffekte erreicht, die dem allgemeinen Stand der Technik zugute kommen. Solche Sekundäreffekte der Miniaturisierung sind:

höhere Arbeitsgeschwindigkeit: 30 cm Leitung entsprechen 1 ns;

höhere Zuverlässigkeit: Verschaltungsfehler, kalte Lötstellen und Berührungsschlüsse entfallen bei Dünnfilm- und Festkörperschaltungen;

Senkung der Herstellungskosten durch automatisierte Prozesse.

## Förderung der Schrittmachergebiete Förderung des Ausbildungswesens

Man muß leider bekennen, daß die großen technischen Durchbrüche der Elektronik in den letzten Jahrzehnten - von Einzelheiten abgesehen - nicht aus Deutschland, sondern aus den USA kamen. Das gilt sowohl für Fortschritte der Grundlagen-erkenntnis als auch für die Herstellertechnik. Noch vor 35 Jahren waren Göttingen, Berlin und München als führende Forschungsstätten Anziehungspunkte für Naturwissenschaftler aus aller Welt. Heute spielen amerikanische Hochschulen im Räume von Boston und in Kalifornien diese Rolle.

Technologisch, besonders in Fragen der Automatisierung, sind wir nach dem Ausspruch eines bekannten deutschen Wirtschaftsführers in Deutschland (mit Ausnahme der Chemie) um 5...10 Jahre hinter den USA zurück. Das geht unter anderem daraus hervor, daß wir heute fast 1 Million Fremdarbeiter in Deutschland beschäftigen und trotzdem nur die bescheidene Steigerung des realen Brutto-sozialproduktes von 3...4 % pro Jahr erreichen. Das ist alarmierend und sollte den neuzeitlichen Maschinenstürmern, die vom Fluch der Automatisierung reden, entgegengehalten werden.

Die Gründe für unseren relativen Rückstand wurden in letzter Zeit wiederholt diskutiert und sollten den Verantwortlichen bekannt sein. Trotzdem seien sie

wegen ihrer besorgniserregenden Auswirkungen hier nochmals genannt:

a) Die staatlichen Ausgaben zur Förderung gerade der Schrittmachergebiete in Forschung und Technik sind in Deutschland ganz unzureichend. Für Raumfahrtforschung betrugen beispielsweise die Staatsausgaben 1963 in

USA: 8 % des BSP (Bruttosozialproduktes) oder 20 Milliarden DM;

Frankreich: 0,7 % des BSP oder 200 Millionen DM;

Deutschland: 0,08 % des BSP oder 30 Millionen DM.

b) Das Ausbildungswesen an deutschen Ober- und Hochschulen - man sprach gelegentlich von der „Produktion von Produktivkräften“ - ist nicht in der Lage, quantitativ oder qualitativ den Nachwuchs heranzubilden, den wir für mit dem Ausland schritthaltende technisch-wissenschaftliche Weiterentwicklung dringend brauchen.

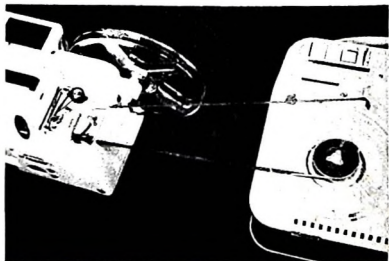
Quantitativ fällt die Anzahl der Abiturienten in Prozenten ihres Jahrgangs bis 1970 auf 6,8 %. Das ist  $\frac{1}{3}$  des Anteils, den Schweden, Norwegen und Frankreich aufweisen. Qualitativ sind die naturwissenschaftlichen Disziplinen durch mangelhafte Berücksichtigung in den Lehrplänen der Oberschulen und durch die nicht mehr zeitgemäße Struktur unserer Hochschulen benachteiligt. Die mit der Berufung des Nobelpreisträgers Mössbauer nach München verbundene Schaffung eines Lehr- und Forschungszentrums nach amerikanischem Vorbild ist ein Silberstreifen an dem trüben Horizont.

(Nach einem Vortrag von Dr.-Ing. habil. M. Kluge, Standard Elektrik Lorenz)

## Magnetton

### Tonbandgerät für Schmalbandvertonung

Das Grundig-Viertelspur-Tonbandgerät „TK 27 Stereo“ wird jetzt auch in der Sonderausführung „TK 27 Stereo Noris-System“ (speziell an die Plank-Projektoren „Synchrone TS“ und „TS Automatic“ angepaßt) für bildsynchrones Schmalbandvertonung geliefert. Beim „Noris“-System kann man alle Lauf-funktionen des Projektors (Vorlauf, Stillstand, Rücklauf) mit den Drucktasten des Tonbandgerätes steuern. Dabei bleibt der gemeinsame Rücklauf ohne Einfluß auf den Synchronismus zwischen Film und Tonband.



Das Tonband des neben dem Projektor aufgestellten Tonbandgerätes läuft in einer Schleife durch den im Projektor eingebauten Synchronisierungsteil. Hier umschlingt es eine Pendelrolle, die die Lauf-funktionen des Projektors steuert. Der Regelkreis für den Synchronlauf wird nach dem Einlegen des Tonbandes durch Betätigen eines Spannhelms geschlossen, der über eine Gummirolle das Band fest an eine Transportrolle des Synchronisierungsteils andrückt. Die Pläne des Tonbandgerätes trägt eine Startmarke, und der Multiplay-Regler hat einen verteilbaren Anschlag für das richtige Ablesen des Pegels der Musikunterteilung bei Spracheinblendungen.



Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 14, S. 517

## 4.2.3.4. Gegenkopplung

Um einen möglichst geradlinigen Frequenzgang des Verstärkers bis zu seiner durch die Grenzwerte von Treiber und Endstufe gegebenen Grenzfrequenz zu erreichen, wird das Gegenkopplungsnetzwerk als frequenzunabhängiger Spannungsteiler ausgebildet ( $R_1$  und  $R_2$  im Bild 16). Das Gegenkopplungssignal wird über den Kondensator  $C_1$  der Basis von T9 im Differenzverstärker zugeführt, die Gleichspannungskomponente des Ausgangssignals wird mit dem Widerstand  $R_3$  ungedämpft übertragen.

Bei der Bemessung des im Bild 17 dargestellten Gegenkopplungsnetzwerkes ist berechtigterweise angenommen, daß es aus

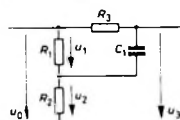


Bild 17.  
Gegenkopplungsnetzwerk

einem sehr kleinen Generatorwiderstand (dem Ausgang der Endstufe) gespeist wird und auf einen sehr hohen Lastwiderstand (den Eingangswiderstand des Differenzverstärkers) arbeitet.

### 4.2.3.4.1. Gleichstromgegenkopplung

Für  $f = 0$  ergibt sich die Übertragungsfunktion des Netzwerkes mit

$$\frac{1}{\omega C_1} = \infty \quad \text{zu} \quad \beta_{DC} = \frac{u_2}{u_0} = 1$$

und damit die gewünschte Dämpfung von

$$a_{DC} = 0 \text{ dB.}$$

Dies gilt nur unter der Voraussetzung, daß  $R_3$  sehr klein gegenüber dem Eingangswiderstand von T9 ist. Für den vorliegenden Fall wird daher  $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$  gewählt. Aus Symmetriegründen gilt dann auch  $R_{11} = 8,2 \text{ k}\Omega$  (Bild 16).

### 4.2.3.4.2. Wechselstromgegenkopplung

Für mittlere Frequenzen ( $f = 1000 \text{ Hz}$ ) ist die Übertragungsfunktion

$$\beta_{AC} = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

wenn angenommen werden kann, daß

$$\frac{1}{\omega C_1} \approx 0 \quad \text{und} \quad R_2 \gg R_1$$

ist. Das für die geforderte Spannungsverstärkung der Einheit notwendige Spannungsteilverhältnis errechnet sich aus der Formel für starke Gegenkopplung

$$\beta_{AC} = \frac{1}{v_u} \quad (6a)$$

mit  $v_u = 14,1$  (siehe auch Abschnitt 2.2.2.)

$$\text{zu } \beta_{AC} = \frac{1}{14,1}.$$

Damit ist auch für den kleinsten auftretenden Wert von  $k_\mu$  die Bedingung für

## starke Gegenkopplung

$$(k_\mu \beta)_{\min} = \frac{100}{14,1} = 7,1 > 2,5 \quad (6b)$$

erfüllt, wodurch die Zulässigkeit der Anwendung von Gl. (6a) bewiesen ist.

Aus

$$\beta_{AC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{14,1}$$

erhält man für die Widerstände des Spannungsteilers, die Beziehung

$$R_1 = 13,1 R_2.$$

Der Gesamtwiderstand  $R_1 + R_2$  soll mindestens eine Ordnung größer gewählt werden als  $R_L = 8 \text{ }\Omega$ , um den Ausgang des Verstärkers nicht unnötig zu belasten, andererseits aber etwa eine Ordnung kleiner als  $R_3$ , um eine gute Trennung von Gleich- und Wechselstromkreisen sicherzustellen. Die Werte der Widerstände wurden daher auf

$$R_1 = 680 \text{ }\Omega, \quad R_2 = 52 \text{ }\Omega$$

festgelegt. Zweckmäßigerweise bildet man  $R_2$  als Einstellregler aus, um den gewünschten Wert der Spannungsverstärkung exakt einstellen zu können.

Bei tiefen Frequenzen nimmt die Reaktanz von  $C_1$  zu, und  $u_2$  wird durch den wachsenden Einfluß von  $R_3$  größer als erwünscht, wodurch die Gegenkopplung stärker wird und die Verstärkung sinkt.  $C_1$  ist daher so zu dimensionieren, daß bei der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers  $f_u$  seine Spannungsverstärkung  $g_u^*$  nicht mehr als 3 dB unter dem Wert  $g_u$  bei mittleren Frequenzen liegt.

Mit

$$g_u - g_u^* = 3 \text{ dB}, \quad \left| \frac{v_u}{v_u^*} \right| = 1,4$$

$$\text{und } v_u = \frac{1}{\beta}$$

ergibt sich daraus für das Gegenkopplungsnetzwerk die Forderung

$$\left| \frac{\beta^*}{\beta} \right| = 1,4.$$

Aus dieser Bedingung läßt sich der erforderliche Wert für  $C_1$  ermitteln.

Der Gegenkopplungsfaktor für mittlere Frequenzen ist

$$\beta = \frac{u_2}{u_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

für tiefe Frequenzen gilt

$$u_2^* = u_2 + u_1 \frac{1}{1 + j \omega R_1 C_1}$$

$$u_1 = u_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad u_2 = u_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\beta^* = \frac{u_2^*}{u_0}$$

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + j \omega R_1 C_1} \right).$$

## Aus der Bedingung

$$\left| \frac{\beta^*}{\beta} \right| = 1,4$$

ergibt sich

$$\left| \frac{\beta^*}{\beta} \right| = \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 + \omega_u^2 R_2^2 C_1^2 R_1^2}{R_2^2 + \omega_u^2 R_2^2 C_1^2 R_2^2}} = 1,4$$

und daraus die gesuchte Bemessungsformel für  $C_1$

$$C_1 = \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\omega_u R_1}.$$

Mit den Werten

$$f_u = 10 \text{ Hz}, \quad R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega, \quad \beta = \frac{1}{14,1}$$

ergibt sich der erforderliche Minimalwert für  $C_1$  zu

$$C_1 = 27 \text{ }\mu\text{F}.$$

In der tatsächlichen Dimensionierung ist zweckmäßigerweise ein Kondensator etwas höherer Kapazität einzusetzen.

## 4.3. Dimensionierung für Si-Transistoren

Die Bemessung der Schaltung nach Bild 9 für die Verwendung von Si-Transistoren in der Endstufe erfolgt analog der angegebenen Dimensionierung für Ge-Transistoren. Es ergeben sich dabei nur geringfügige Änderungen, die im folgenden kurz erläutert werden.

### 4.3.1. Endstufe

In der endgültigen Ausführung des Endverstärkers für die Wiedergabeanlage des Autors wurde die Endstufe mit symmetrischen Si-Komplementär-Transistoren der Typen 2N3164 - STC1551 (Silicon Transistor Corporation) ausgerüstet. Die wichtigsten Daten dieses Paares sind

$$\begin{aligned} |U_{CE0}| &> 60 \text{ V} & P_{CE\max} &= 85 \text{ W} \\ |I_{C\max}| &= 3 \text{ A} & T_{j\max} &= 200 \text{ }^\circ\text{C} \\ |U_{BE}| &< 1,8 \text{ V} & R_{th} &= 2,2 \text{ }^\circ\text{C/W.} \end{aligned}$$

An der Dimensionierung der Endstufe nach Abschnitt 4.2.1. ändert sich prinzipiell nichts, die dort berechneten Betriebsgrößen gelten auch für Si-Transistoren.

### 4.3.1.1. Stromverstärkung, Eingangswiderstand, Verhalten bei hohen Frequenzen

Wegen der bei Si-Transistoren sehr hohen Grenzfrequenz ergibt sich ein im gewünschten Übertragungsbereich weitestgehend linearer Stromverstärkung. Der Betrag  $|y|$  in Abhängigkeit von der Signalfrequenz  $f$  wurde wieder durch Messung bestimmt und als Kurve b in das Diagramm Bild 13 eingezeichnet. Ein Vergleich mit Kurve a zeigt, daß die Stromverstärkung der verwendeten Si-Transistoren geringer ist als die der im Abschnitt 4.2. untersuchten Ge-Transistoren, ihre Grenzfrequenz aber wesentlich höher liegt, und zwar bei etwa 100 kHz. Durch die Konstanz der Stromverstärkung im Übertragungsbereich wird auch der ebenfalls aus Bild 13 ersichtliche Eingangswiderstand der Endstufe und damit die erforderliche Steuerleistung fre-



quenzunabhängig. Wie schon auf Grund der hohen Grenzfrequenz zu erwarten ist, sind die Schaltzeiten der Si-Transistoren außerordentlich kurz. Die Endstufe arbeitet daher im ganzen Übertragungsbereich in Klasse B.

#### 4.3.1.2. Wärmeableitung

Das Problem der Wärmeableitung wird durch die hohe zulässige Sperrschicht-Temperatur der Si-Transistoren stark vereinfacht. Die Gleichung

$$R_{E \max} = \frac{T_{j \max} - T_{a \max}}{P_{CE \max}} - (R_{th} + R_a) \quad (32a)$$

liefert mit den Werten

$$T_{j \max} = 200^\circ \text{C} \quad R_{th} = 2,2^\circ \text{C/W}$$

$$T_{a \max} = 45^\circ \text{C} \quad R_a = 1,0^\circ \text{C/W}$$

$$P_{CE \max} = 6,43 \text{ W}$$

den höchstzulässigen Wärmewiderstand des für jeden Leistungstransistor der Endstufe vorzusehenden Kühlers

$$R_{E \max} = \frac{200 - 45}{6,43} - (2,2 + 1) = 20,9^\circ \text{C/W.}$$

Dieser Wert läßt sich bereits sehr gut durch ein entsprechendes Stück Blech realisieren. In der Mustereinheit wurde je ein Paar der Ausgangstransistoren auf einen Kühler „2513“ (Astro Dynamics) montiert. Mit einem Wärmewiderstand  $R_{th} = 3 \cdot P_{CE}^{-0,171}$  sorgt dieser Kühlkörper dafür, daß die maximal auftretende Betriebstemperatur der Transistoren weit unter  $T_{j \max}$  liegt.

#### 4.3.2. Treiberstufe

Aus Bild 13, Kurve b ergibt sich der von der Treiberstufe gespeiste Eingangswiderstand der Endstufe für mittlere Frequenzen zu  $R_i = 320 \text{ Ohm}$ ; für  $f = 65 \text{ kHz}$ , den „ungünstigsten Betriebsfall“, ermittelt man  $R_i = 280 \text{ Ohm}$ . Dieser Wert liegt beträchtlich über dem für Ge-Transistoren und stellt geringere Anforderungen an die Treiberstufe. Trotzdem soll sie unverändert übernommen werden, da sie ja schon für den im Abschnitt 4.2.2. berechneten Fall überdimensioniert wurde. Die im ungünstigsten Betriebsfall für Vollaussteuerung benötigten Eingangsgrößen der Treiberstufe errechnen sich aus den entsprechenden Formeln zu

$$U_i = 20 \text{ V}, I_{i \max} = 1,5 \text{ mA},$$

und der minimale Eingangswiderstand ist

$$R_{i \min} = 13,3 \text{ kOhm.}$$

#### 4.3.3. Vorstufe und Eingangsstufe

Die Arbeitspunkte der Transistoren von Vorstufe und Eingangsstufe könnten etwas niedriger eingestellt werden als in Abschnitt 4.2.3.1. angegeben, da der größte vom Treiber geforderte Eingangsstrom hier nur 1,5 mA beträgt. Aus Bequemlichkeit soll auf diese unbedeutende Änderung jedoch verzichtet und die für Ge-Leistungstransistoren berechnete Dimensionierung unverändert beibehalten werden.

Wegen des höheren Eingangswiderstands des Treibers erhöht sich die Spannungsverstärkung der Vorstufe im ungünstigsten Fall auf

$$v_{uv \min} = \frac{-h_{21b} r_{L \min}}{h_{11b} + |h_{21b}| r_{L \min}} = \frac{0,98 \cdot 13,3 \cdot 10^3}{25 + 1,35 \cdot 10^{-4} \cdot 13,3 \cdot 10^3} \quad (33)$$

$$v_{uv \min} = 490$$

$$g_{uv \min} = 20 \log v_{uv \min} = 53,8 \text{ dB.}$$

Der Eingangswiderstand der Vorstufe und damit die Spannungsverstärkung der Eingangsstufe bleiben unverändert. Die Spannungsverstärkung der gesamten Einheit ist daher annähernd

$$g_{u \text{ ges} \min} = 47,0 \text{ dB;}$$

sie wird durch das ebenfalls unverändert übernommene Gegenkopplungsnetzwerk auf den gewünschten Wert von  $g_u = 23,0 \text{ dB}$  beschränkt.

#### 5. Stromversorgung

Zur Speisung des Stereo-Endverstärkers sind folgende maximale Betriebsspannungen und -ströme erforderlich:

$$+U_{CC}: 20 \text{ V}, 1,58 \text{ A}$$

$$-U_{CC}: 20 \text{ V}, 1,53 \text{ A}$$

$$+U_H: 50 \text{ V}, 56 \text{ mA}$$

$$-U_H: 50 \text{ V}, 48 \text{ mA.}$$

Der Höchstwert der benötigten Speiseleistung beträgt

$$P_{DC \text{ ges}} = 67,3 \text{ W.}$$

An die Siebung der Betriebsspannungen  $\pm U_{CC}$  werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Schwankungen oder Welligkeit der Speisespannungen bleiben bei einwandfreier Symmetrie des Verstärkers ohne Einfluß auf die Ausgangsspannung, was sich aus der Betrachtung der allgemeinen Brückenschaltung (Bild 1) ableiten läßt. Aus dem gleichen Grund sind Verkopplungen der beiden Kanäle über die

Stromversorgung so gut wie ausgeschlossen. Auch die Hilfsspannungen  $\pm U_H$  brauchen nicht besonders gesiebt zu werden, da sie nur zur Versorgung der sehr niederohmigen Zenerdioden dienen. Als Netzteil für den Endverstärker genügt demnach eine sehr einfache Anordnung aus Netztransformator, Vollweggleichrichtern und Ladekondensatoren (Bild 18).

Um die Erwärmung des Netztransformators, die in einem mit Halbleitern bestückten Gerät besonders störend ist, klein zu halten, soll er zweckmäßigerweise stark überdimensioniert werden und mit niedriger Induktion arbeiten. Damit - und durch Verwendung großer Ladekapazitäten - wird auch ein niedriger Innenwiderstand der Spannungsquellen erreicht, so daß die Betriebsspannungen auch im Leerlauf des Verstärkers (keine Aussteuerung, Klasse B) nicht unzulässig ansteigen. Die im Bild 18 eingetragenen Spannungswerte der Sekundärwicklungen sind Richtwerte, die der Netztransformator ist so auszulegen, daß die vorgeschriebenen Betriebsspannungen bei Vollaussteuerung beider Kanäle erreicht werden. Die erforderlichen Minimaldaten für Sperrspannung und Durchlaßstrom der Gleichrichter ergeben sich aus den Sekundärspannungen des Netztransformators und den benötigten Speiseströmen. In der Musteranlage wurden Si-Dioden von Motorola eingesetzt, die spannungs- und strommäßig um mehr als 100 % überdimensioniert sind.

Erwähnt soll noch werden, daß als Ladekondensatoren für die Betriebsspannungen der Endstufe unbedingt schaltfeste Typen verwendet werden müssen, da sie den vollen Ausgangsstrom führen (siehe Bild 2c).

#### 6. Endgültige Schaltung

Bild 19 zeigt die vollständig dimensionierte Schaltung des Endverstärkers (der zugehörige Netzteil ist im Bild 18 dargestellt). Wie bereits in den betreffenden Abschnitten ausführlich erläutert, ist es auf Grund der gewählten Schaltungsanordnung und der starken Gegenkopplungen wohl empfehlenswert, aber nicht unbedingt not-

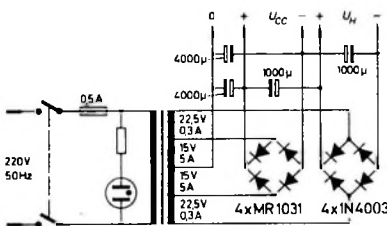


Bild 18. Stromversorgungsteil

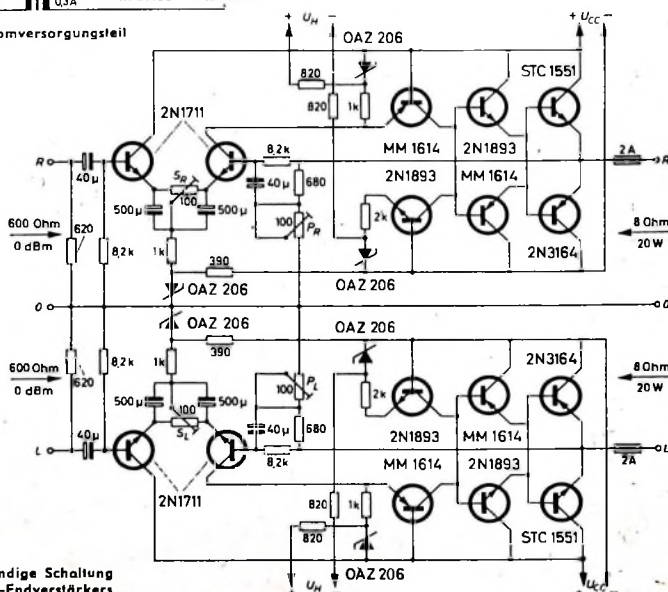


Bild 19. Die vollständige Schaltung des Stereo-Endverstärkers



wendig, ausgesuchte oder abgestimmte Transistor-Paare zu verwenden. Die Transistoren T 9 und T 10 des Differenzverstärkers sollen allerdings eine möglichst gute Übereinstimmung ihrer Stromverstärkung aufweisen. Eine sehr elegante, aber auch teure Möglichkeit wäre an dieser Stelle die Verwendung eines Doppeltransistors (zum Beispiel BFY 28 von SEL).

Vor Anschließen einer Last müssen mit Hilfe der Symmetrie-Einstellregler  $S_R$  und  $S_L$  die Ausgangsklemmen des Verstärkers auf Nullpotential gebracht werden. Die Spannungsverstärkung beider Kanäle wird mit den Pegel-Einstellreglern  $P_R$  und  $P_L$  auf genau  $g_H = 23,0$  dB bei  $f = 1000$  Hz eingestellt.

Während bei der Dimensionierung des Endverstärkers von einem Lastwiderstand  $R_L = 8$  Ohm ausgegangen wurde, können wegen der hohen Stabilität der Schaltung natürlich auch beliebige andere Lasten angeschlossen werden. Die höchste erreichbare Ausgangsleistung ergibt sich für einen optimalen Lastwiderstand von

$$R_{L\text{ opt}} = \frac{U_{CC} - U_{CE\text{ sat}}}{I_{C\text{ max}}} = \frac{20 - 2,2}{3} \approx 6 \text{ Ohm} \quad (28)$$

zu

$$P_{\text{opt}} = \frac{(U_{CC} - U_{CE\text{ sat}})^2}{2 R_{L\text{ opt}}} = \frac{(20 - 2,2)^2}{12} = 26,5 \text{ W.} \quad (26)$$

Für kleinere Werte des Lastwiderstandes  $R_L < R_{L\text{ opt}}$  wird die maximale Ausgangsleistung durch den höchsten zulässigen Collectorstrom der Leistungstransistoren  $I_{C\text{ max}}$  begrenzt, sie ist

$$P_0 = I_{C\text{ max}}^2 \cdot \frac{R_L}{2} = 4,5 \text{ W.}$$

Die Betriebsspannung  $U_{CC}$  bildet die Aussteuerungsgrenze für Lastwiderstände  $R_L > R_{L\text{ opt}}$ , die maximale Ausgangsleistung in diesem Bereich ist

$$P_0 = \frac{(U_{CC} - U_{CE\text{ sat}})^2}{2 R_L} = \frac{158}{R_L}$$

Sind die Ausgangsklemmen des Verstärkers zu niederohmig abgeschlossen, so werden bei entsprechend großer Aussteuerung der maximale Collectorstrom und unter Umständen auch die maximale Collectorverlustleistung der Ausgangstransistoren überschritten. Um dies zu verhindern, wird im Lastkreis eine passend bemessene flinke Feinsicherung vorgesehen.

Die mit der angegebenen Schaltung erreichbare unverzerrte Ausgangsleistung wird einzig und allein von den Grenzwerten der eingesetzten Transistoren bestimmt. Werden in der Endstufe Typen mit höherer Collector-Durchbruchspannung ( $U_{CE0} > 80$  V) und höherem zulässigen Collectorstrom verwendet (zum Beispiel 2N3177, STC1555 der Silicon Transistor Corporation), so lassen sich ohne Schwierigkeiten auch Ausgangsleistungen von  $P_0 = 100$  W an  $R_L = 8$  Ohm erreichen.

## 7. Messungen

### 7.1. Gleichstrommessungen

Für die Gleichstrommessungen wurde das Röhrevoltmeter „IM-10“ (Heathkit) mit einem Eingangswiderstand von 11 Mohm verwendet. Die Meßwerte der einzelnen Spannungen und Ströme stimmen mit den vorausgerechneten Werten auf  $\pm 5\%$  überein.

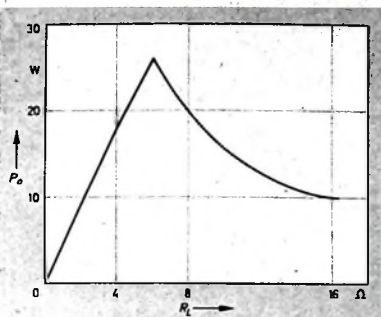


Bild 20. Ausgangsleistung  $P_0$  in Abhängigkeit vom Lastwiderstand  $R_L$

Der gesamte Speiseleistungsbedarf des Endverstärkers wurde mit

$$P_{DC\text{ ges}0} = 7,0 \text{ W}$$

für Leerlauf, und

$$P_{DC\text{ ges} \text{ max}} = 69,0 \text{ W}$$

für Vollaussteuerung beider Kanäle (Gesamt-Ausgangsleistung  $P_{\text{ges}} = 40$  W an  $R_L = 8$  Ohm) gemessen. Die gute Übereinstimmung von vorausgerechneten und gemessenen Werten beweist die Richtigkeit der gewählten Dimensionierung und die Zulässigkeit der bei den Berechnungen gemachten Vernachlässigungen.

## 7.2. Wechselstrommessungen

### 7.2.1. Meßgeräte

Für die Wechselstrommessungen und zur Aufzeichnung der Oszillogramme wurden folgende Meßgeräte verwendet:

RC-Generator	„AG-9A“ (Heathkit)
Impulsgenerator	„AG-10“ (Heathkit)
Klirrfaktor-Meßbrücke	„HD-1“ (Heathkit)
Intermodulationsfaktor-Meßgerät, Leistungsmesser und Röhrevoltmeter	„AA-1“ (Heathkit)
Oszillograf	„IO-30“ (Heathkit)
Kamera	„SR-3“ (Minolta)

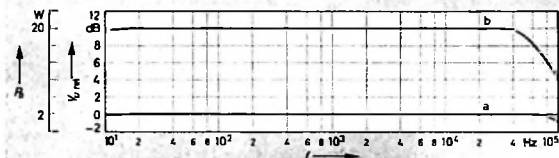


Bild 22. Frequenzgang (a) und Leistungsbandbreite (b) bei Bestückung mit Ge-Transistoren

### 7.2.2. Meßergebnisse

Für den gesamten Endverstärker ergeben sich je Kanal folgende Meßwerte:

#### 7.2.2.1. Von der Transistorbestückung unabhängige Meßwerte

Eingangswiderstand:  $R_i = 600$  Ohm, unsymmetrisch

Ausgangswiderstand:  $R_o < 0,5$  Ohm, unsymmetrisch

Dämpfungsfaktor:  $DF > 16$  für  $R_L = 8$  Ohm

Spannungsverstärkung:  $g_H = 23,0$  dB bei  $f = 1000$  Hz

Ausgangsleistung: Die erreichbare Ausgangsleistung in Abhängigkeit vom Lastwiderstand ist im Bild 20 dargestellt. Die maximale Ausgangsleistung für die Nennlast von  $R_L = 8$  Ohm beträgt  $P_{0\text{ max}} = 20$  W bei  $f = 1000$  Hz

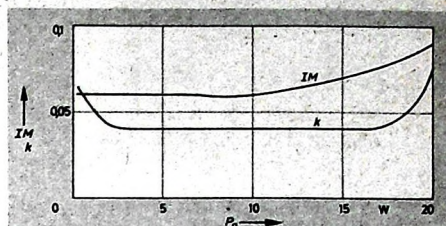


Bild 21. Klirrfaktor  $k$  (bei  $f = 1000$  Hz) und Intermodulation  $IM$  (50, 5000 Hz; 4:1) in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung  $P_0$

Verzerrungen:  $k \leq 0,08\%$  im Bereich 20 bis 20 000 Hz;  $IM \leq 0,1\%$  (50, 5000 Hz; 4:1). Bild 21 zeigt die Verzerrungen in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Fremdspannungsabstand:  $> 83$  dB, bezogen auf den Normalpegel

Übersprechdämpfung:  $> 66$  dB

Gleichheit der Kanäle:  $\pm 0,5$  dB

### 7.2.2.2. Meßwerte für

Ge-Leistungstransistoren

Frequenzgang:  $\pm 0,8$  dB im Bereich 10 bis 100 000 Hz bei  $P_0 = 2$  W an  $R_L = 8$  Ohm

Leistungsbandbreite:  $> 65$  kHz bei  $P_0 = 20$  W an  $R_L = 8$  Ohm; Frequenzgang und Leistungsbandbreite sind im Bild 22 dargestellt

#### 7.2.2.2.1. Impulsverhalten

Die Wiedergabe von Rechteckimpulsen bietet ein gutes Kriterium zur qualitativen Beurteilung der Übertragungseigenschaften des Verstärkers. Bild 23 zeigt die Ausgangsimpulse bei verschiedenen Pulsfolgenfrequenzen und Ausgangsleistungen; das Tastverhältnis der Eingangsimpulse ist  $v = 0,5$ , die Anstiegszeit  $t_r < 100$  ns. Der Einfluß der oberen Grenzfrequenz der Leistungstransistoren ist aus der Neigung der Impulsflanken deutlich zu erkennen.

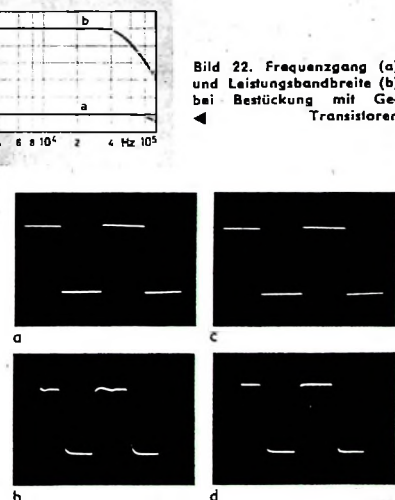


Bild 23. Impulsverhalten bei Bestückung mit Ge-Transistoren.  $P_0 = 2$  W,  $f = 1$  kHz (a);  $P_0 = 2$  W,  $f = 20$  kHz (b);  $P_0 = 20$  W,  $f = 1$  kHz (c);  $P_0 = 20$  W,  $f = 20$  kHz (d)



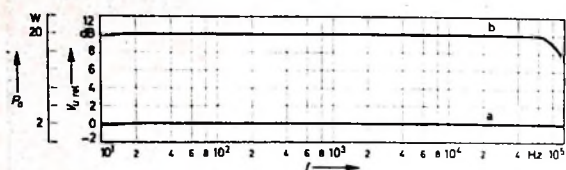


Bild 24. Frequenzgang (a) und Leistungsbandbreite (b) bei Bestückung mit Si-Transistoren

Die verschiedenen großen Anstiegszeiten der Ausgangsimpulse bei  $P_0 = 2 \text{ W}$  und  $P_0 = 20 \text{ W}$  erklären sich aus dem speziellen Verhalten der Darlingtonschaltung, deren obere Grenzfrequenz bei kleinen Leistungen vom Treiber bestimmt wird. Das völlige Fehlen von Spitzen oder Überschwängen auch bei Vollaussteuerung beweist die hohe Stabilität des Verstärkers.

#### 7.2.2.3. Meßwerte für Si-Leistungstransistoren

Frequenzgang:  $\pm 0,2 \text{ dB}$  im Bereich 10 bis 100 000 Hz bei  $P_0 = 2 \text{ W}$  an  $R_L = 8 \text{ Ohm}$

Leistungsbandbreite:  $> 100 \text{ kHz}$  bei  $P_0 = 20 \text{ W}$  an  $R_L = 8 \text{ Ohm}$ ; Frequenzgang und Leistungsbandbreite sind im Bild 24 dargestellt.

##### 7.2.2.3.1. Impulsverhalten

Die im Bild 25 gezeigten Oszillogramme der Ausgangsimpulse bei verschiedenen Folgefrequenzen und Ausgangsleistungen sprechen für sich selbst. Sie beweisen die hervorragenden Übertragungseigenschaften des mit Si-Leistungstransistoren bestückten Endverstärkers.

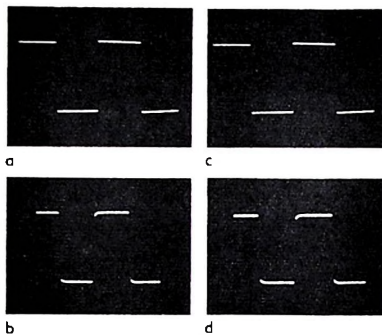


Bild 25. Impulsverhalten bei Bestückung mit Si-Transistoren.  $P_0 = 2 \text{ W}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$  (a);  $P_0 = 2 \text{ W}$ ,  $f = 20 \text{ kHz}$  (b);  $P_0 = 20 \text{ W}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$  (c);  $P_0 = 20 \text{ W}$ ,  $f = 20 \text{ kHz}$  (d)

#### 8. Aufbau

Für die Verwendung in der Musteranlage wurde der Endverstärker ähnlich den bereits beschriebenen Einheiten auf einem Einschub-Chassis aufgebaut. Der Aufbau ist in jeder Hinsicht unkritisch, so lange für ausreichende Kühlung der Leistungstransistoren gesorgt ist.

## Japanische Erzeugnisse auf dem deutschen Markt



Schon seit Jahren findet man japanische Waren auch auf dem deutschen Markt. Japanische Ferngläser, Fotoapparate, Schmalfilmkameras und Transistorgeräte sind in den Schaufenstern von Warenhäusern und Fachgeschäften, aber auch in branchenfremden Läden zu sehen und werden zu Preisen angeboten, die oft weit unter denen entsprechender deutscher Geräte liegen. Die niedrigen Preise, die manchmal geringe Qualität und die Tatsache, daß es oft unmöglich ist, für Reparaturen benötigte Einzelteile zu beschaffen oder die Reparatur überhaupt ausführen zu lassen, also der ungenügende Service, brachten den japanischen Waren den Ruf ein, daß es sich hier um billige Massenprodukte handele, an die man keine höheren Ansprüche stellen dürfe. Daran waren nicht zuletzt deutsche Importeure schuld, die die Mühe scheuten, für einen guten Service zu sorgen.

Daß dieser schlechte Ruf heute zu Unrecht besteht (wenigstens, soweit es die größeren japanischen Hersteller betrifft),

bewies die „Schwimmende japanische Industrie-Ausstellung“ auf der 12 628 Tonnen großen „Sakura Maru“, die auf ihrer Europareise vom 1. bis 3. Juli 1964 in Hamburg zu besichtigen war. Die Ausstellung zeigte, daß sich auch in Japan die Erkenntnis durchgesetzt hat, daß man sich auch auf dem Konsumgütersektor nur mit qualitativ hochwertigen Erzeugnissen auf dem Weltmarkt behaupten und bestehende Ressentiments abbauen kann, sie zeigte aber auch (soweit Preise genannt wurden), daß für Qualität ein entsprechender Preis bezahlt werden muß. Es ist also nicht mehr berechtigt, Japan generell als Niedrigpreisland zu bezeichnen. Wenn trotzdem die Preise japanischer Geräte manchmal unter denen gleichwertiger deutscher Geräte liegen, so dürfte das hauptsächlich auf die sehr großen Stückzahlen, jedoch nicht etwa auf außergewöhnlich niedrige Löhne und Gehälter zurückzuführen sein. (Ein einfacher Vergleich von deutschen und japanischen Löhnen und Gehältern führt hier zu falschen Ergebnissen, da es

in der japanischen Industrie vielfach üblich ist, 14 Monatsgehälter zu zahlen und darüber hinaus alle Betriebsangehörigen am Gewinn zu beteiligen; außerdem müßten dabei auch die von den Firmen für ihre Mitarbeiter geschaffenen sozialen Einrichtungen berücksichtigt werden.)

Japan hat kaum Bodenschätze, und daher muß der größte Teil der benötigten Rohstoffe importiert werden. Es ist deshalb verständlich, daß für den Export, mit dem ja die Importe bezahlt werden müssen, vor allem arbeitsintensive Güter in Frage kommen, die sich mit verhältnismäßig kleinem Materialaufwand herstellen lassen und bei denen die Transportkosten nicht ins Gewicht fallen. Das ist zum Beispiel bei Transistorgeräten der Fall, die in sehr großen Stückzahlen, vor allem in die USA, exportiert werden.

Auch nach Deutschland wird eine große Anzahl Transistorgeräte exportiert. Bei der für 1963 angegebenen Zahl von rund 1,2 Millionen importierten japanischen Rundfunkempfängern muß man aber berücksichtigen, daß davon etwa 1 Million auf 2-Transistoren-Geräte entfiel, die in der japanischen Exportstatistik als Spielzeug geführt werden und hier für etwa 16 DM erhältlich sind. Daraus erklärt sich auch der errechnete durchschnittliche Preis von weniger als 20 DM (!) je Importgerät aus Japan; hochwertige Empfänger sind erheblich teurer. Das zeigte auch eine Pressekonferenz, auf der die Transonic Elektrohandels-gesellschaft mbH, Hamburg, die deutsche Generalvertretung der Matsushita Electric (National), anlässlich des Besuchs des japanischen Ausstellungsschiffs einige neue Geräte vorstellte. Besonders hervorzuheben ist, daß man sowohl bei dem japanischen Hersteller als auch bei der deutschen Vertretung klar erkannt hat, daß es nicht nur genügt, Geräte anzubieten, die den Bestimmungen der Bundespost entsprechen, sondern daß man auch für einen entsprechenden Service sorgen muß. Dazu gehört nicht nur die Bereitstellung ausführlicher Service-Unterlagen, sondern es müssen auch sämtliche Einzelteile vom Gehäuse bis zur letzten Schraube am Lager gehalten und den Reparaturwerkstätten auf Anforderung schnellstens zugestellt werden.

Als Neuheiten wurden das Tonbandgerät „RQ-150“, das erste sprachgesteuerte Batterie-Tonbandgerät (Halbspurbetrieb, Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 4,75 cm/s, Frequenzbereich 100 ... 9000 Hz bei 9,5 cm/s und 100 ... 5000 Hz bei 4,75 cm/s), und das Funksprechgerät „RJ-1“ vorgestellt. Mit dem „RJ-1“, das im 27-MHz-Bereich arbeitet und von der Bundespost für die Verwendung bei bestimmten Bedarfsträgern (s. Heft 13/1964, S. 477) zugelassen ist, lassen sich Entfernungen bis 4 km in bebautem Gelände und bis zu 20 km über Wasser oder bei Sichtverbindung überbrücken. Die Sender-Endstufe gibt 100 mW HF-Leistung an die Teleskopantenne ab. Der Empfangsteil ist mit sieben Transistoren bestückt und hat eine Empfindlichkeit von 1  $\mu\text{V}$ . Aus dem Angebot an National-Geräten seien auch noch der Transistor-Fernsehkoffer „TT-21 RE“ mit 23-cm-Bildröhre für Batterie- und Netzbetrieb (Gewicht 4,8 kg), der UML-Reiseempfänger „RF-820 L“ sowie die transistorisierten Wechselsprechanlagen erwähnt.

Auch auf dem Gebiet der KW-Amateurgeräte drängt die japanische Industrie auf den deutschen Markt (s. S. 557-558). Ra.



# Rauscharme VHF-Eingangsschaltungen mit Transistoren

DK 621.382.3:621.396.62.029.62

Wegen ihrer Eigenschaften können Höchstfrequenztransistoren im VHF-Bereich bessere Rausch- und Verstärkungswerte liefern, als mit Röhren zu erreichen sind. Um die physikalischen Grenzen bei den Transistoren sinnvoll auszunutzen, empfiehlt sich eine genaue Dimensionierung der Eingangsschaltungen. Im folgenden wird an Hand von Rechnungen und Messungen gezeigt, daß die Zwischenbasis-schaltung optimale Ergebnisse liefert. Als Meßtransistoren werden AF 106, AF 139 und GM 290 verwendet.

## 1. Rauschverhalten des Transistors

Das Rauschen, das im Transistor infolge von thermischen Vorgängen entsteht, kann durch Ersatzspannungsquellen und Ersatzstromquellen dargestellt werden. Das reine Widerstandsrauschen gehorcht nach Nyquist der Beziehung

$$u_R^2 = 4 k T_0 dF \cdot R. \quad (1)$$

Ein Teil des Rauschens im Transistor ist durch feste Phasenbeziehungen zwischen Spannungen und Strömen gegeben. Man nennt solche Rauschspannungen miteinander korreliert und gibt dafür den Umrechnungsfaktor  $Y_{cor}$  an, der die Umrechnung

$$u = i_{cor}/Y_{cor} \quad (2)$$

erlaubt. Berücksichtigt man, daß ein am Eingang des Transistors angeschlossener Schwingkreis ( $Y_S$ ) und ein Signalgenerator ( $Y_G$ ) ebenfalls einen Rauschbeitrag liefern, so ergibt sich [1]

$$F = G_C + G_S + g_n + r_{eq} [(g_{cor} + G_C + G_S)^2 + (b_{cor} + g_C + g_S)^2]. \quad (3)$$

Darin ist der Generatorleitwert  $Y_G$  in Realteil  $G_C$  und Imaginärteil  $g_C$ , der Schwingkreisleitwert  $Y_S$  in  $Y_S = G_S + jg_S$  und der Korrelationsleitwert  $Y_{cor}$  in  $Y_{cor} = g_{cor} + jb_{cor}$  zerlegt.

Für den Fall der Rauschanpassung wird zunächst wegen der Forderung nach konjugiert komplexer Anpassung am Eingang  $g_S + g_C = 0$  gewählt. Das Rauschminimum ergibt sich dann für

$$b_{cor} + g_C + g_S = 0. \quad (4)$$

Dieser Fall der Rauschanpassung steht also im Widerspruch zur Leistungsanpassung am Eingang.

## 2. Eingangsschaltungen

Der Transistor wird im allgemeinen entweder in Basis- oder Emitterschaltung betrieben. Hierbei ist grundsätzlich zu beachten, daß der Eingangswiderstand der Basisschaltung induktiv, der der Emitterschaltung dagegen kapazitiv ist. Aus Gl. (3) kann man ablesen, daß die Eingangsschaltung unabhängig von der Schaltungsart immer leicht kapazitiv sein mußte.

Verwendet man verhältnismäßig niederohmige Antennen, zum Beispiel mit den üblichen Wellenwiderständen von 60 oder 240 Ohm, so ist am Eingang der Stufe ein Übertrager erforderlich, dessen Primärwicklung an das Antennenkabel angeschlossen wird; die Sekundärwicklung

wirkt als Schwingkreisspule. Ein derartiger Übertrager hat in dem hier behandelten Frequenzgebiet aber eine erhebliche Streuung, so daß beim Anschluß eines ohmschen Widerstandes an die Antennenklemmen nicht nur ein ohmscher Leitwert, sondern auch ein Blindleitwert in den Eingangskreis eingekoppelt wird. Durch Änderung der Eingangskreisabstimmung läßt sich der Blindleitwert zwar kompensieren, jedoch ist dann die Abstimmung von der Antennenankopplung abhängig. Daher schaltet man zweckmäßigerweise parallel zur Primärspule einen Festkondensator, mit dem sich Resonanz auf der Bandmittelfrequenz ergibt. Außerdem bildet dieser Kondensator noch einen wirkungsvollen Nebenschluß für höhere Harmonischen des Oszillators.

In Gl. (3) tritt auch der Leitwert des Eingangsschwingkreises auf. Dieser Kreis sollte eine möglichst hohe Leerlaufgüte haben, da sich der Gütewert, von dem auch die Vorselektion abhängt, bei Leistungsanpassung auf die Hälfte verkleinert. Auch in das Rauschen geht er stark ein, denn sein Ersatzwiderstand gehorcht der Nyquistschen Formel.

## 2.1. Eingangsschaltung in Basisschaltung

Bei der Basisschaltung läßt sich der Eingangswiderstand des Transistors für kleine Frequenzänderungen in guter Näherung durch die Parallelschaltung eines Widerstandes  $r_{bb'}$ ,  $r_d$  und einer Induktivität  $L_p$  darstellen. Beide Größen sind stark strom-

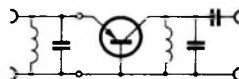


Bild 1. Transistorstufe mit Parallelresonanzkreis am Empfängereingang

jedoch nur wenig spannungsabhängig. Bild 1 zeigt einen Transistor in Basisschaltung mit einem Parallelschwingkreis am Eingang. Um minimales Rauschen zu erhalten, muß der Eingangskreis kapazitiv, also zu tieferen Frequenzen hin verstimmt sein. In der Schaltung nach Bild 2 wird

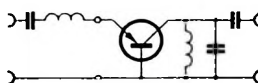


Bild 2. Reihenresonanzkreis am Eingang der Stufe

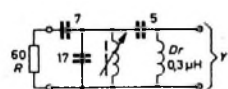
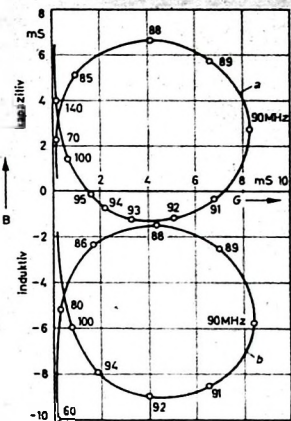


Bild 3. Eingangsschaltung mit abgestimmtem Vorkreis

dagegen zur Antennenankopplung ein Serienkreis benutzt, der, da hier ebenfalls ein kapazitiver Blindwiderstand erforderlich ist, nach höheren Frequenzen hin verstimmt werden muß. Beide Schaltungen sind also nicht ideal.

Im Bild 3 ist eine Eingangsschaltung mit abgestimmtem Vorkreis dargestellt [2]. Der Widerstand  $R$  ist der Ersatzwiderstand für die Antenne. Der Leitwert  $Y$  liegt am Transistoreingang; seine gemessene Ortskurve ohne die Drossel  $D_r$  zeigt Bild 4 (Kurve a). Weil der Transistoreingangs-

Bild 4. Ortskurve der Eingangsschaltung nach Bild 3; a ohne, b mit Kompensationsdrossel  $D_r$ 

widerstand induktiv ist, wird ein kapazitiver Leitwert im zu übertragenden Frequenzbereich (hier 88 ... 100 MHz) maximale Leistungsübertragung ergeben. Das Rauschverhalten einer solchen Stufe ist aber entsprechend schlecht.

Durch die Drossel  $D_r$  im Bild 3 wird die Ortskurve nach induktiven Werten hin verschoben, so daß  $Y$  im interessierenden Bereich induktiv bleibt (Kurve b im Bild 4). Der Abgleich auf größte Verstärkung fällt dann etwa mit der Rauschanpassung zusammen. Diese Schwierigkeit läßt sich zwar durch einen sehr breitbandigen Vorkreis beheben, jedoch verringert sich dann die Kreuzmodulationssicherheit. Die Breitbandigkeit bewirkt aber auch eine hervorragende Stabilität der Schaltung gegen Schwingneigung. Im Betrieb ist der wirksame Eingangsleitwert

$$Y_I = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{13}}{Y_{22} + Y_A} \quad (5)$$

und der Ausgangsleitwert

$$Y_{II} = Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{13}}{Y_{11} + Y_S}; \quad (6)$$

die resultierende Bandbreite des Eingangskreises ist gegeben durch

$$B_I = f_n \cdot \frac{\operatorname{Re}(Y_I)}{\omega C_S} \quad (7)$$

Für die Sicherheit gegen Selbsterregung wird man verlangen müssen, daß der Ausgangswiderstand  $1/Y_A$  nicht zu groß wird und daß der Verstärker bei nicht angeschlossener Antenne nicht schwingt.



Nach Cantz [3] läßt sich die Schwinggrenzbedingung für  $Y_A \ll Y_{22}$  berechnen, wenn man Gl. (5) folgendermaßen umformt:

$$Y_1 = \frac{Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}}{Y_{22}} \quad (8)$$

Die Grenzbedingung ist dann

$$Y_{11} Y_{22} = Y_{12} Y_{21} \quad (9)$$

Setzt man die Vierpolleitwerte in komplexer Schreibweise in Gl. (9) ein und teilt dabei nach Betrag und Phase auf, so erhält man die Beziehungen

$$\frac{G_{11}}{\cos \varphi_{11}} \cdot \frac{G_{22}}{\cos \varphi_{22}} = |Y_{12}| \cdot |S| \quad (10)$$

und

$$e^{j\varphi_{11}} e^{j\varphi_{21}} = e^{j\varphi_{12}} e^{-j\varphi_8} \quad (11)$$

oder

$$\varphi_{11} + \varphi_{21} = \varphi_{12} - \varphi_8 \quad (12)$$

die beide erfüllt sein müssen.

Gl. (9) ist eine Amplitudengleichung, die aussagt, daß zur Selbsterregung ein um so kleinerer Rückwirkungsleitwert  $|Y_{12}|$  ausreicht, je größer das Produkt der beiden Winkelfaktoren ist. Die Schwingneigung ist dann am größten, wenn

$$\cos \varphi_{11} \cdot \cos (\varphi_{12} - \varphi_8 - \varphi_{11}) \quad (13)$$

ein Maximum erreicht. Dabei kann man  $\varphi_{12}$  und  $\varphi_8$  innerhalb eines schmalen Frequenzbandes als konstant betrachten. In Gl. (13) muß also der zweite Faktor Null werden, und das ist für

$$\varphi_{11} = \frac{\varphi_{12} - \varphi_8}{2} \quad (14)$$

erfüllt. Setzt man diesen Wert in die Amplitudengleichung ein, so erhält man die Grenzbedingung

$$G_{22} = \frac{|Y_{12}| \cdot |S| \cdot \cos^2 \frac{\varphi_{12} - \varphi_8}{2}}{G_{11}} \quad (15)$$

Unter dem Einfluß von  $Y_{12}$  gilt für die Bandbreite des Eingangskreises folgendes: Mißt man die Bandbreite, indem man die Frequenz eines am Eingang angeschlossenen Meßsenders variiert, aber die Abstimmung des Collectorkreises nicht ändert, so ergibt sich eine scheinbar sehr schmale Resonanzkurve am Eingang. Wiederholt man diese Messung für verschiedene Resonanzfrequenzen des Ausgangskreises, so erhält man eine Schar von Eingangresonanzkurven, deren Maxima bei der jeweiligen Resonanzfrequenz des Ausgangskreises liegen. Die Verbindungslinie der Maxima ergibt eine Hüllkurve, die die tatsächliche Bandbreite des Eingangskreises wiedergibt. Die infolge der Rückwirkung auftretende Eingangsresonanzüberhöhung wirkt sich auf die Spannungsübersetzung am Eingang günstig aus, da sich die Spannungsverstärkung nicht ändert. Auf diese Weise lassen sich Eingangsüberhöhungen bis 1:2 erreichen. Je ausgeprägter die Überhöhung ist, um so genauer stimmen Rausch- und Leistungsspannung überein. Die Rückwirkungen sind also von großem Vorteil. Man sollte aber nicht so weit gehen, diese noch zu vergrößern, da sonst bei sich ändernder Antennenanpassung Selbsterregung auftritt.

## 2.2. Emitterschaltung

Die Emitterschaltung nach Bild 5 wird im Bereich hoher Frequenzen wegen der starken Rückwirkung über die Collectorsperr-

schichtkapazität  $C_{cb}$  nur selten angewendet. Die in der Basischaltung wirksame Collector-Emitter-Kapazität ist erheblich kleiner, und daher sind die Rückwirkungen in der Basischaltung etwa um den Faktor 5 niedriger als in der Emitterschaltung.

Der Eingangswiderstand in Emitterschaltung ist kapazitiv (da die Transistoreingangskapazität um den Stromverstär-

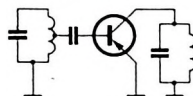


Bild 5. Transistorstufe in Emitterschaltung

kungsfaktor  $\beta$  vergrößert auftritt) und dem Betrage nach höher als in Basischaltung. Man unterscheidet im Ersatzschaltbild des Transistors für hohe Frequenzen am Eingang eine spannungsabhängige Sperrschichtkapazität und eine stromabhängige Diffusionskapazität, die eine Induktivität hat, die mit wachsender Frequenz kleiner wird. Die Rückwirkungsgröße  $Y_{12}$  ist in Emitterschaltung kapazitiv. Da ihr Realteil hier vernachlässigt werden kann, gelten die Stabilitätskriterien Gl. (8) bis Gl. (15).

Für die Rückwirkung ist jedoch folgendes zu beachten: Nimmt man an, daß am Ausgang ein Leitwert

$$Y_A = Y_{22}^* \quad (16)$$

(konjugiert komplexe Anpassung) angeschlossen ist, dann wird bei Emitterschaltung der Subtrahend in Gl. (5) negativ, das heißt, der Realteil des Eingangsleitwertes des nichtneutralisierten Transistors ist in Emitterschaltung größer als der des neutralisierten Transistors. Die gleichen Verhältnisse gelten auch für den Ausgang. Daher wird der Transistor insgesamt niederohmiger, und die Verstärkung sinkt erheblich ab. Eine richtige Neutralisation hat hier also einen Verstärkungsanstieg zur Folge. Dies gilt jedoch nicht für die Basischaltung.

Die Rückwärtssteilheit, die durch die Serienschaltung von Zuleitungsinduktivität  $L_S$  und Collectorkapazität  $C_{cb}$  entsteht [4], kann durch Messung mit der Transferbrücke (General Radio) leicht bestimmt werden. Die einfachste und günstigste Neutralisation ergibt sich, wenn man zu dem vorhandenen Rückwirkungsleitwert einen Leitwert parallel schaltet, der aus einer Induktivität und einer Kapazität in Serienschaltung besteht und die vorhandene Rückwärtssteilheit nachbildet. Dieses Neutralisationsnetzwerk muß so aufgebaut werden, daß es vom Collectorkreis mit einer gegenphasigen Spannung gespeist wird. Eine solche Neutralisation ist über weite Frequenzbereiche voll wirksam. Es läßt sich auch hier ein Grad der Überneutralisation erreichen, bei dem der Rückwirkungsleitwert induktiv ist. Im Gegensatz zur Rückwirkung des nichtneutralisierten Transistors bewirkt diese „dozierte“ Rückwirkung ein Ansteigen der Eingangs- und Ausgangswiderstände, also eine Zunahme der Verstärkung. Diese Maßnahme sollte aber keinesfalls übertrieben werden.

Nach der Theorie der rauschenden Vierpole [5] gilt für einen aktiven Vierpol mit Rückkopplung, daß sich das Rauschen mit zunehmender Rückkopplung verringert. Die beim Transistor das Rauschen erzeugenden Rauschleitwerte und Rauschwiderstände werden durch die Rückkopplung so

verändert, daß ein zusätzlicher Anteil des Rauschens korreliert wird. Wegen der Rückkopplung erhält dann der Realteil des Korrelationsleitwertes  $Y_{cor} = g_{cor} + j b_{cor}$  ein negatives Vorzeichen, und in Gl. (3) wird einer der Klammerausdrücke verringert. Man erreicht damit, daß Rausch- und Leistungsanpassung zusammenfallen.

In der nichtneutralisierten Emitterschaltung ist diese Bedingung ebenfalls teilweise erfüllt; allerdings wird sie durch einen Abfall der Leistungsverstärkung erreicht. Hier sei noch auf die manchmal nicht beachtete Tatsache hingewiesen, daß bei bestehender Rückwirkung auch der Ausgangskreis auf die Rauschzahl des Verstärkers einen Einfluß hat. Einerseits bestimmt dieser Kreis die Stufenverstärkung und damit den Rauscheinfluß der folgenden Stufe, andererseits beeinflusst er den Eingangsleitwert der Vorstufe und damit ebenfalls das Rauschen. Daher sollte auf keinen Fall auf eine Neutralisation verzichtet und die verschiedentlich vorgeschlagene Maßnahme der losen Ankopplung gewählt werden. Hierbei verschlechtert sich der Rauschabstand.

Eine ausführliche Rechnung [6] zeigt, daß man hier auch noch das Übersetzungsverhältnis beeinflussen kann, indem die resultierende Rückwirkung geeignet eingestellt wird. Man vermeidet damit Reflexionen am Eingang, die automatisch zu einer Abnahme der Leistungsverstärkung führen, ohne die Rauschzahl zu verändern.

Wenn die Emitterschaltung trotz der beschriebenen möglichen Maßnahmen nicht oft angewendet wird, dann liegt das zum großen Teil an den unvermeidlichen Parameterstreuungen. Nimmt man einen mittleren Wert für  $Y_{11e}$  an, dann sind Schwankungen um  $-50\% + 100\%$  keine Seltenheit, da hier vor allem die Streuung der Stromverstärkung  $\beta$  zum Ausdruck kommt. Die Emitterschaltung mag zwar bei einem Laboraufbau gute Resultate bringen, in der Serienfertigung muß sie aber versagen.

## 2.3. Zwischenbasischaltung

Die Eigenschaften der Zwischenbasischaltung nach Bild 6 hängen von dem Anzapf-

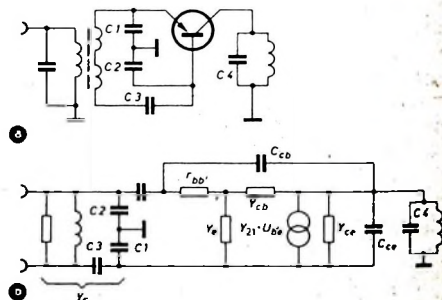


Bild 6. a) Transistorstufe in Zwischenbasischaltung, b) stark vereinfachtes Ersatzschaltbild

fungsverhältnis  $x$  ab und liegen zwischen denen der Basis- und der Emitterschaltung. Das Anzapfungsverhältnis ist durch das Spannungsverhältnis

$$x = U_{xM}/U_{BE} \quad (17)$$

( $U_{xM}$  = Spannung zwischen Anzapfung und Masse,  $U_{BE}$  = Spannung zwischen Basis und Emitter) definiert [7]. Damit entspricht  $x = 0$  der reinen Emitterschaltung und  $x = 1$  der reinen Basischaltung. Der Ein-



$$Y_{11} = \frac{G_s + jg_s + \frac{(Y_{cb} + Y_{cb})(1 + r_{bb'})}{1 + r_{bb'}} + (1 - x)^2 j \omega C_{cb} + x^2 \left( \frac{Y_{21} Y_{11}}{Y_{12}} + j \omega C_R \right) + x Y_{21}}{(18)}$$

$$Y_{12} = -(1 - x) j \omega C_{cb} + x \left( \frac{Y_{21} Y_{11}}{Y_{12}} + j \omega C_R \right) \quad (19)$$

$$Y_{21} = Y_{12} = -(1 - x) j \omega C_{cb} + x \left( \frac{Y_{21} Y_{11}}{Y_{12}} + j \omega C_R \right) \quad (20)$$

$$Y_{22} = Y_A + j \omega C_{cb} + \frac{Y_{21} Y_{11}}{Y_{12}} + j \omega C_R \quad (21)$$

$$Y_{11} = G_s + jg_s + j \omega [C_{ce} + (1 - x) C_{cb} + d C_E (Y_{11})] + x Y_{21} \left( 1 + x \frac{Y_{11}}{Y_{12}} \right) \quad (23)$$

$$g_s + \omega [C_{ce} + (1 - x) C_{cb} + d C_E (Y_{11})] + x Y_{21} \left( 1 + x \frac{Y_{11}}{Y_{12}} \right) \sin(-\varphi_s) = 0 \quad (24)$$

gangsleitwert  $Y_{11}$  steigt mit wachsendem Anzapfungsverhältnis.

Mit der gewählten Definition und bei Anzapfung der Spule ergeben sich die Größen der Vierpolmatrix nach Gl. (18) bis Gl. (21).  $C_R$  bedeutet darin die Paralelschaltung von Collectorkapazität  $C_{ce}$  und Neutralisationskapazität  $C_N$ . Wie in [7] gezeigt ist, lautet die Neutralisationsbedingung

$$C_N = \frac{1 - x}{x} C_{cb} - C_{ce} \quad (22)$$

Für den Fall der vollständigen Neutralisation erhält man Gl. (23) und für die weiteren Vierpolleitwerte analoge Resultate.

Diskutiert man nun die Zwischenbasisschaltung für verschiedene  $x$ -Werte, so ergibt sich ein ausgezeichneter Fall, bei dem die Antennenanpassung für das Rauschminimum mit der für Leistungsanpassung zusammenfällt. Ein weiterer wichtiger Fall ist das Zusammenfallen der betriebsmäßigen Resonanz am Eingang mit der Abstimmung für das Rauschminimum. Das sei in folgendem untersucht.

Setzt man zunächst einen kurzgeschlossenen oder niederohmigen Ausgang der Zwischenbasisschaltung voraus, dann gilt nach Gl. (18) für die Resonanz am Eingang obige Gleichung (24). Diese Forderung bedeutet, daß die Summe aller Imaginärteile Null wird. Der Ausdruck  $d C_E (Y_{11})$  bezieht sich auf den Betrag der Eingangskapazitätsänderung im Betrieb.

Bei der Beschreibung der Basisschaltung war auf die Möglichkeit hingewiesen worden, Rauschminimum und Resonanzabstimmung des Eingangskreises zusammenfallen zu lassen. Betrachtet man den Fall, bei dem die Emitterbasisschaltung keine Vorspannung erhält, dann werden die Steilheit  $Y_{21}$  und auch die Änderung der Eingangskapazität  $C_E$  Null. Es läßt sich nun rechnerisch zeigen, daß es einen Wert für  $x$  gibt, bei dem sich die Änderung durch  $Y_{21}$  und  $d C_E (Y_{11})$  nicht auswirkt. Hier fallen also Rausch- und Leistungsabstimmung zusammen.

Diese Überlegung wurde zwar unter der Annahme des fast kurzgeschlossenen Ausgangs angestellt, sie gilt aber auch für einen kleinen Wert von  $Y_A$ , allerdings mit dem Unterschied, daß die Rückkopplung über  $Y_{12}$  jetzt die wirksame Steilheit  $Y_{21}$  etwas verkleinert.

Ist die Schaltung nicht genau neutralisiert, so verschiebt sich der  $x$ -Wert, bei dem  $d C_E = 0$  wird, und zwar bei zu kleiner Kapazität  $C_N$  in Richtung größerer  $x$ -Werte und umgekehrt. Durch einen absichtlichen Dimensionierungsfehler bei der Wahl von  $C_N$  kann man also für jeden beliebigen  $x$ -Wert, bei dem die in bezug auf das Rauschen günstigste Antennenanpassung mit der Leistungsanpassung zusammenfällt, auch noch erreichen, daß das Rauschminimum und die exakte Antennenanpassung zusammen auftreten. Das bedeutet, daß sich bei der Zwischenbasisschaltung bei vorgegebenem  $Y_A$  diese Einstellung durch Wahl von  $x$  herbeiführen läßt.

Obwohl es im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich war zu untersuchen, wie stark sich hier Exemplarstreuungen auswirken, so scheint es doch sicher, daß in einem großen Bereich bei passender Wahl von  $C_N$  und  $Y_A$  ein stabiler Arbeitspunkt gefunden werden kann.

Aus der Gegenüberstellung der drei Betriebsarten kann man leicht die Überzeugung gewinnen, daß in manchen Fällen die Basisschaltung mit Rückwirkung ausreichen könnte. Da aber die Zwischenbasisschaltung, wie noch gezeigt wird, höhere Verstärkung und kleinere Rauschzahlen hat, ist ihr immer dann der Vorzug zu geben, wenn die Betriebsfrequenz nahe an  $f_T$  heranreicht.

### 3. Transistoren für höchste Frequenzen

In Deutschland werden zur Zeit zu verhältnismäßig günstigen Preisen die Transistortypen AF 102 (Valvo), AF 106 und AF 139 (Siemens, Telefunken, Valvo) sowie GM 290 (Texas Instruments) angeboten. Die Transistoren AF 102 und AF 106 sind in ihren Hochfrequenzeigenschaften gleichwertig; für Breitbandverstärker im Bereich weniger Megahertz ist der AF 102 jedoch etwas rauschärmer, und er hat dabei auch eine etwas größere Stromverstärkung. Im VHF-Bereich zeichnen sich AF 139 und GM 290 durch sehr hohe Verstärkung und geringes Rauschen aus, wobei der GM 290 wegen seines epitaxialen Aufbaues dem AF 139 in bezug auf Verstärkung und Rauschen überlegen ist. Für

alle Anwendungen im Bereich 50 bis 300 MHz sollte daher der GM 290 eingesetzt werden. Bei Frequenzen im UHF-Bereich muß der GM 290 mit etwas höheren Emittierströmen (etwa 3 mA) betrieben werden als der AF 139 (1,5 mA). Der höhere Strom ergibt aber ein besseres Kreuzmodulationsverhalten, so daß sich hier ein Gütevergleich nur sehr schwer durchführen läßt. Bild 7 zeigt das genaue Ersatzschaltbild eines VHF-Transistors.

Die Transistoren GM 290 und AF 139 haben bei 200 MHz folgende Vierpolparameter:

GM 290 (Arbeitspunkt  $U_{CE} = 12$  V,

$I_E = 3$  mA)

$Y_{11b} = (55 - j 40)$  mS

$Y_{21b} = (-55 + j 40)$  mS

$h_{21b} = (-0,95 + j 0,3)$  mS

$Y_{22b} = (0,2 + j 2)$  mS

AF 139 (Arbeitspunkt  $U_{CE} = 12$  V,

$I_E = 1,5$  mA)

$Y_{11b} = (37 - j 25)$  mS

$Y_{21b} = (-15 + j 32)$  mS

$h_{21b} = (-0,9 + j 0,3)$  mS

$Y_{22b} = (0,05 + j 1,2)$  mS

### 4. Schaltungen und Meßergebnisse

Um die errechneten Bedingungen auf ihre Richtigkeit zu untersuchen, wurden verschiedene Meßschaltungen aufgebaut. Bild 8 zeigt eine Basisschaltung, bei der das Kompensationsverfahren mit Eingangs-drossel angewendet wird. Die Meßfrequenzen lagen bei 100 MHz.

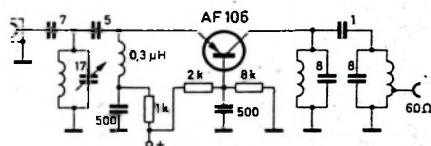


Bild 8. Meßschaltung für die Basisschaltung

Die Leistungsverstärkung (14 dB bei Eingangs- und Ausgangsabstimmung auf maximale Verstärkung) wird durch das Einschalten der Kompensationsdrossel nicht verändert. Ohne Kompensation ist die zusätzliche Rauschzahl  $F_z = 4$  kT<sub>s</sub>. Schließt man die Drossel an und stimmt den Verstärker nach, so ergibt sich die sehr niedrige Rauschzahl  $F_z = 1,8$  kT<sub>s</sub>. Ersetzt man den AF 106 durch einen AF 139 oder GM 290 (beide beim Arbeitspunkt  $I_E = 1,5$  mA), so erhält man zwar einen Verstärkungsanstieg von 3 dB, das Rauschen verbessert sich jedoch nicht spürbar.

In diesem Zusammenhang ist interessant, daß sich der AF 139 bereits hier wie ein Regeltransistor verhält. Erhöht man seinen Collectorstrom auf 3 mA, so sinkt die Verstärkung bereits spürbar ab. Beim GM 290 ergibt sich dagegen hierbei noch ein Verstärkungszuwachs. Zum Beispiel ist es unter bestimmten Voraussetzungen möglich, mit dem GM 290 in der Vorstufe 18...20 dB Verstärkung zu erhalten, ohne daß sich die Rauschzahl stark ändert. Dieser Betrieb kann aber nur als Grenzfall betrachtet werden, da man bei starken Eingangssignalen die Stabilitätsbedingungen nicht mehr beherrscht. Wird die Antenne mechanisch verändert und ändert sich daher ihr Fußpunkt Widerstand, so sind leicht wilde Schwingungen möglich. Das gleiche tritt bei bestimmten Eingangs-

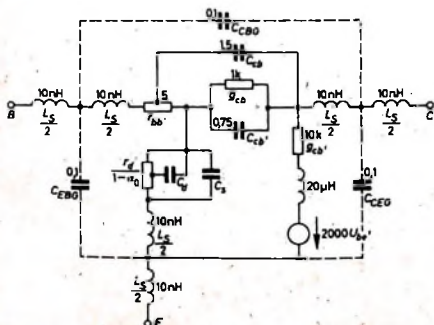


Bild 7. Ersatzschaltbild eines VHF-Transistors



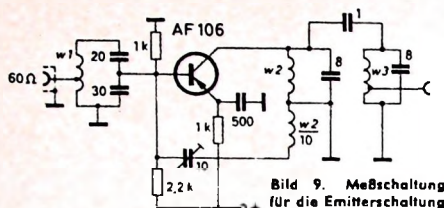


Bild 9. Meßschaltung für die Emitterschaltung

signalen auf. Die Collectorwechselspannung verändert dann periodisch die Collectorraumladungskapazität, und man erhält eine zeitabhängige Rückwirkungsadmittanz.

Das am Ausgang der Stufe angeschlossene Bandfilter verbraucht etwa 6 dB der Leistungsverstärkung. Dies kann man messen, wenn man den Ausgangskreis für die Messung sehr breitbandig dimensioniert (etwa 10 MHz) und den Verstärkungsunterschied bestimmt. Dabei erhöhen sich aber Weitabselektion und Spiegelfrequenzsicherheit. Allerdings geht das Rauschen der nachfolgenden Stufe stärker in das Grundrauschen ein. Unter den genannten Bedingungen wird man sich mit einer Leistungsverstärkung von 12 dB in der Vorstufe zufrieden geben.

In diesem Zusammenhang sei auch noch auf die maximale Stufenverstärkung

$$V_{L \max} = \frac{|Y_{11} - Y_{12}|^2 \cdot \left(1 - \frac{Q}{Q_0}\right)^2}{4 \operatorname{Re}(Y_{11}) \operatorname{Re}(Y_{22})} \quad (25)$$

hingewiesen. Da die Betriebsbandbreite den Wert der Betriebsgüte  $Q$  bestimmt, muß die Leerlaufgüte  $Q_0$  möglichst hoch sein, damit sich hohe Verstärkungen ergeben.

Der Verstärker in Emitterschaltung (Bild 9) ist durch Neutralisation stabilisiert. Der Neutralisationskondensator wurde dabei variabel ausgeführt, um die Neutralisation nach Wunsch einstellen zu können. Bei exakter Neutralisation liegen Rausch- und Leistungsabstimmung nahe beieinander, wobei die Rauschabstimmung zunächst recht breit ist. Verringert man die Neutralisation (Unterneutralisation), so fallen Rausch- und Verstärkungsabgleich fast zusammen, jedoch sinkt die Verstärkung ab. Bei Überneutralisation steigt die Verstärkung stark an, während sich das Rauschen nur wenig ändert. Stimmt man nun den Eingangskreis auf minimale Rauschzahl ab, so findet man, daß trotz der Überneutralisation die Verstärkung zwar wieder auf den ursprünglichen Wert zurückgegangen ist, Rauschminimum und Verstärkungsmaximum jetzt aber exakt zusammenfallen. Die Rauschzahlen entsprechen denen, die bei der Basischaltung gefunden wurden, lediglich die Verstärkung ist jetzt höher. Das gilt aber nur für Frequenzen  $< f_T$ .

Neben den beschriebenen Eigenschaften ergibt sich bei Überneutralisation auch eine erhebliche Eingangsüberhöhung. Der Eingangsleitwert  $Y_{11e}$  des Transistors sinkt nämlich stark ab und dämpft dann den Eingangskreis weniger. Daher kann die Kopplung noch so weit vergrößert werden, daß sich eine reflexionsfreie Ankopplung des Antennenkabels einstellen läßt. Mit einem Zg-Diagramm läßt sich dieser Punkt leicht finden. Bei den verschiedenen Messungen zeigte sich jedoch, daß die Emitterschaltung keinen nennenswerten Vorteil bringt. Wurde die Schaltung mit innerhalb des Streubereichs willkürlich gewählten Transistoren eines be-

stimmten Types bestückt, so war ein Neuausgleich erforderlich. In einigen Fällen trat sogar wildes Schwingen ein. Die theoretischen Voraussagen sind also weitgehend erfüllt.

Wie bei der Basischaltung, bei der durch eine HF-Kompensationsdrossel die Lage des Rauschminimums verschoben werden konnte, wurde auch bei der Emitterschaltung ein entsprechender Versuch unternommen. Es zeigte sich jedoch bald, daß die Drossel hier nur wenig Einfluß hat, da  $Y_{11e}$  immer kapazitiv ist und erst bei Frequenzen oberhalb  $f_T$  induktiv wird. Durch Wahl eines niedrigen Emittierstroms läßt sich diese Verschiebung zwar schon bei tiefen Frequenzen erreichen, allerdings fällt dann auch die Verstärkung stark ab.

Die Zwischenbasisschaltung wurde an der Vorstufe eines quartzesteuerten Konverters für das Amateurband 144 ... 146 MHz untersucht [8]. Für die Wahl dieses Frequenzbandes war bestimmend, daß der Konverter unter extremen Forderungen bezüglich Rauschabstand, Rauschzahl, Stufenverstärkung und Weitabselektion erprobt werden sollte. Legt man die Quarzfrequenz mit 116 MHz fest, so ergibt sich als Störband das Rundfunkband von 80 bis 100 MHz. Da die Rundfunksender dabei Antennenspannungen in der Größenordnung von 100 mV an 60 Ohm erzeugen, muß man an die Spiegeldämpfung und die Weitabselektion hohe Anforderungen stellen. Die Grenzpfeindlichkeit des Konverters sollte 0,1  $\mu$ V sein. Das bedeutet, daß bei voller Empfindlichkeit die Spiegelselektion so gut sein muß, daß die Rundfunksender vollständig unterdrückt werden.

Zunächst wurde die Zwischenbasisschaltung in konventioneller Weise ausgeführt, das heißt, durch Anzapfung der Spule und Änderung des  $x$ -Wertes. Dabei ergaben sich für die Transistoren AF 139, AF 106 und GM 290 zwar sehr gute Rausch- und Verstärkungszahlen, jedoch waren die Unterschiede bei den einzelnen Transistoren nur gering. Die Rauschzahlen lagen bei  $F_Z = 1,7$   $kT_0$  (Mischstufe nicht berücksichtigt), die Verstärkungen bei 12 dB. Obwohl diese Werte bereits eine Verbesserung gegenüber denen bei Basis- und Emitterschaltung bedeuteten, wurde der Versuch unternommen, sie noch weiter zu verbessern. Die Tatsache, daß der AF 106 nur um etwa 0,3  $kT_0$  mehr rauschte und etwa 1,5 ... 2 dB weniger Verstärkung hatte, ließ darauf schließen, daß die Dimensionierung noch nicht richtig getroffen war. Bei den folgenden Versuchen wurden daher sowohl das Ankopplungsverhältnis als auch der  $x$ -Wert verändert. Dies ergab jedoch keine zufriedenstellende Lösung.

Daraufhin wurde nach Bild 6a ein Serienresonanzkreis als Eingangskreis versuchsweise angeschlossen. Er brachte eine bedeutende Verstärkungszunahme und gleichzeitig ein Absinken der Rauschzahl. Jetzt trat auch ein erheblicher Unterschied zwischen den Transistoren AF 106, AF 139 und GM 290 auf. Während beim AF 106 keine Einstellung gefunden werden konnte, die gegenüber der vorher verwendeten Zwischenbasisschaltung einen Gewinn brachte, stiegen die Verstärkungszahlen beim AF 139 und GM 290 erheblich an. So konnte mit der angegebenen Dimensionierung [8] eine Stufenverstärkung von 15 dB erreicht werden. Auch AF 139 und GM 290 unterschieden sich jetzt stark. Obwohl der AF 139 nur 2 dB weniger Verstärkung hatte, war er dem GM 290 mit einer Rauschzahl von  $F_Z = 0,8$   $kT_0$  erheblich un-

terlegen. Mit dem AF 139 ergab sich eine Zusatzrauschzahl von 1  $kT_0$ . Prozentual ist das ein erheblicher Unterschied.

Der Konverter hatte folgende technische Daten:

Frequenzbereich	144 ... 146 MHz
Ausgangsfrequenz	28 ... 30 MHz
Grenzpfeindlichkeit	$F_Z = 1,9$ $kT_0$
Durchgangsverstärkung	27 dB
Maximale Eingangsspannung	3 V

Da dieses Gerät aber eigentlich einem Spezialzweck dient, wurde noch der Versuch unternommen, einen Verstärker in Zwischenbasisschaltung aufzubauen, bei dem sich Eingangskreis und Ausgangsbandfilter kontinuierlich im Bereich 30 bis 300 MHz durchstimmen lassen. Dazu war ein Variometer notwendig, um die bewährte Schaltung mit kapazitiver Eingangsteilung anwenden zu können. Bild 10 zeigt einen Ausschnitt aus dem mecha-

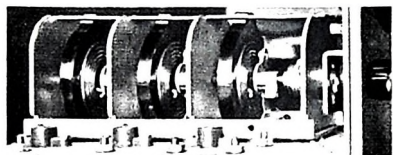


Bild 10. Teilschnitt des Aufbaues eines Verstärkers in Zwischenbasisschaltung mit kontinuierlich abstimmbarem Eingangskreis und Ausgangsbandfilter

schen Aufbau; im Vordergrund sind die Spezial-Meßfassungen der Transistoren sichtbar.

Hier zeigte es sich, daß es möglich war, den gesamten Bereich zu erfassen, ohne daß die Verstärkung um mehr als  $\pm 1,5$  dB schwankte; die Rauschzahl war  $F = 2$   $kT_0$ . Eine solche Gleichmäßigkeit konnte aber nur mit dem GM 290 erreicht werden, beim AF 139 waren die Toleranzen größer.

Aus diesen Versuchen geht die Überlegenheit der Zwischenbasisschaltung einwandfrei hervor. Man kann damit die besonderen Eigenschaften des Transistors voll ausnutzen. Dies wird besonders am Beispiel des GM 290 gut sichtbar.

Der Verfasser möchte Herrn Prof. Dr. O. Zinke für die an seinem Institut durchgeführten Messungen und Diskussionen sowie Herrn Dipl.-Ing. Blankenburg für viele interessante Anregungen danken.

#### Schrifttum

- [1] Der Transistor II (Telefunken Fachbuch). München 1962, Franzis-Verlag
- [2] Technische Mitteilung Halbleiter der Siemens & Halske AG: Übersteuerungsfester UKW-Tuner (Bestell-Nr. 1-6300-075), 106 312
- [3] Cantz, R.: Die Technik rauscharmer Eingangsschaltungen im 100-MHz-Gebiet. Die Telefunken-Röhre Nr. 33a (1960) S. 114-115
- [4] Rohde, U. L.: Eine Entwicklung von rauscharmen UHF-Verstärkern mit Nuvistoren und Transistoren. Internat. Elektron. Rdach. Bd. 18 (1964) Nr. 2, S. 74-78
- [5] Theorie rauschender Vierpole und deren Anwendung. Die Telefunken-Röhre Nr. 33 (1956) S. 1-145
- [6] Sittner, R.: Das Rauschen und die Stabilität einer nichtneutralisierten Triode als Hochfrequenzeingangsstufe. Die Telefunken-Röhre Nr. 33a (1960) S. 147-204
- [7] Cantz, R.: Hochfrequenzverstärkung mit Trioden. Die Telefunken-Röhre Nr. 30 (1953) S. 62-69
- [8] Rohde, U. L.: 2-m-Konverter mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 11, S. 412, 414



# Ohmsche Geber für die Messung nichtelektrischer Größen

## 1. Allgemeines

Die in zunehmendem Maße angewendeten großen Geschwindigkeiten und Beschleunigungen sowie die Klein- und Leichtbauweise von Geräten und Maschinen führen zu steigender Bedeutung elektrischer Meßverfahren zur Messung nichtelektrischer Größen [1]. Neben induktiven Gebern [2] und kapazitiven Gebern [3] haben ohmsche Geber und Meßverfahren eine größere Bedeutung. Zunehmend werden für ohmsche Geber Halbleiter verwendet, die es ermöglichen, eine nichtelektrische Größe in eine elektrische umzuwandeln. Von welchen Wirkungen man dabei für den Bau elektrischer Meßfühler ausgehen kann, zeigt Bild 1. Bei Sperrschicht-Halbleitern stehen der Temperatur- und der Lichteffekt im Vordergrund, wäh-

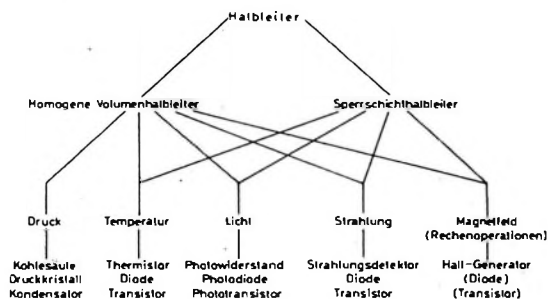
Nach Gl. (1), Gl. (2) und Gl. (3) könnten die ohmschen Geber und Meßverfahren nach Widerstandsänderung durch Längenänderung  $\Delta l$ , Flächenänderung  $\Delta A$ , Leitfähigkeitsänderung  $\Delta \rho$ ,  $\Delta \kappa$  und Temperaturänderung  $\Delta \theta$  unterschieden werden. Da sich jedoch bei der Meßwandlung oftmals mehrere der widerstandsbestimmenden Größen ändern, ist es sinnvoller, nach den Wirkungen zu unterscheiden. Danach lassen sich die ohmschen Meßverfahren in solche mit mechanischen, Leitfähigkeits-, Temperatur-, Licht- und sonstigen Gebern gliedern.

## 2. Mechanische Geber und Meßverfahren

### 2.1. Schleifdraht

Schleifdrahtgeber werden als veränderbare Widerstände oder als Potentiometer

Bild 1. Mögliche Halbleiterwirkungen zur Messung nichtelektrischer Größen mit Meßführern



rend sich Volumenhalbleiter zusätzlich noch für die Erfassung weiterer Größen verwenden lassen. Für die ohmsche Meßwertgabe eignen sich feste, flüssige und gasförmige Körper beziehungsweise linienhafte, flächenhafte und volumenhafte Leiter. Für die zu messende nichtelektrische Größe kann oftmals der Stoff, an dem gemessen wird, selbst als Meßwertgeber verwendet werden. In den meisten Fällen wird jedoch ein metallischer Leiter oder ein Halbleiter zur Meßwertbildung herangezogen. Von besonderer Bedeutung ist der Widerstand linienhafter metallischer Leiter. Der elektrische Widerstand eines Drahtes ist von seinen geometrischen Abmessungen, dem mechanischen Spannungszustand, der Temperatur, dem Werkstoff und zusätzlichen Fremdstoffen abhängig. Für nichtmetallische Leiter gilt Analoges. Alle Einflußgrößen werden von Fall zu Fall für die Meßgrößenwandlung und damit zum Messen nichtelektrischer Größen genutzt. Der elektrische Widerstand eines Drahtes ist

$$R = \frac{l \cdot \rho}{A} = \frac{l}{\kappa \cdot A} \quad (1)$$

Für die Widerstandsänderung mit den drei widerstandsbestimmenden Größen gilt das totale Differential

$$dR = \frac{\partial R}{\partial l} dl + \frac{\partial R}{\partial \rho} d\rho + \frac{\partial R}{\partial A} dA \quad (2)$$

Für die Widerstandsänderung durch Temperaturänderung gilt

$$dR = R_0 \alpha d\theta \quad (3)$$

Ein besonderes Anwendungsgebiet hat der Schleifdrahtgeber auch in der Fernstell- und Regelungstechnik als Soll- und Istwertgeber, etwa bei der Fernverstellung und -regelung von Hydraulikpumpen [5].

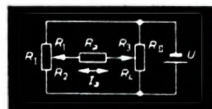


Bild 2. Brückenschaltung mit zwei Schleifdrahtgebern

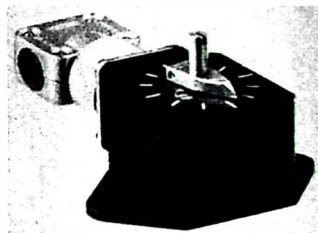


Bild 3. Präzisions-Feindrahtpotentiometer der Bauart „A 200“ (Stellungsgeber für die Verwendung bei rauen Betriebsbedingungen) von Navatechnik

In einer Brückenschaltung nach Bild 2 wirken zwei Meßpotentiometer (Bild 3) als Soll- und Istwertgeber. An den beiden Schleifern wird die Meßspannung abgenommen, die im Falle der Gleichheit von Soll- und Istwert Null ist. Der Meßstrom  $I_x$  ist von der Brückenspannung  $U$ , den Potentiometerwiderständen  $R_1$  und  $R_2$ , den Schleiferstellungen  $a$  und  $b$  und dem Außenwiderstand  $R_0$  abhängig. Mit den Bezeichnungen im Bild 2 gilt

$$I_x = \frac{U(a-b)}{a(1-a)R_1 + b(1-b)R_2 + R_0} \quad (4)$$

$$a = \frac{R_1}{R_1}, \quad b = \frac{R_2}{R_2}$$

In Verbindung mit Brückenschaltungen lassen sich Schleifdrahtgeber sehr vielseitig anwenden, da es dadurch möglich ist, einer Meßwertfolge praktisch jeden beliebigen Funktionsverlauf zu geben [6]. Von zunehmender Bedeutung ist auch der Einsatz von Meßpotentiometern in der elektronischen Analogrechenstechnik.

Für Umlaufgrößen werden sogenannte Ring- oder Umlaufpotentiometer verwendet. Diese Umlaufpotentiometer haben eine geschlossene Ringwicklung mit drei oder vier auf 360° verteilten symmetrischen Anzapfungen sowie zwei gegenüberliegende, aber voneinander isolierte Schleifkontakte. Mit Hilfe eines Umlaufpotentiometers als Geber und eines Drehmagnetmeßwerkes als Empfänger ist es möglich, kleine und mittlere Drehzahlen mit synchroner Stellungsanzeige sowie beliebige Winkelstellungen > 360° zu übertragen [4].

### 2.2. Dehndraht

Wird ein Draht in seiner Längsrichtung durch eine Kraft mechanisch beansprucht,



so ändern sich alle drei widerstandsbestimmenden Größen nach Gl. (1) und Gl. (2). Durch Messung der durch eine Längenänderung bewirkten Widerstandsänderung lassen sich nach vorangegangener Eichung mechanische Spannungen und Kräfte bestimmen. Dieser bereits 1856 von Kelvin entdeckte Effekt führte vor etwa 25 Jahren zur Erfindung des Dehnungsmeßstreifens (DMS). Um bei einem Widerstandswert von 100...300 Ohm die Drahtlänge eines etwa 20 µm dicken Drahtes auf möglichst kleiner Geberlänge (5...30 mm) unterzubringen, wird ein Widerstandsdraht (meistens Konstantan) spulen- oder mäanderförmig gewickelt. Diese Wicklung wird im einfachsten Fall zwischen zwei Blatt dünnen Papiers verklebt. Bild 4 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines DMS mit Mäanderformwicklung.

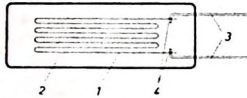


Bild 4. Prinzipieller Aufbau eines Dehnungsmeßstreifens: 1 mäanderförmige Wicklung, 2 Trägerblättchen, 3 Anschlußdrähte, 4 Löt- oder Schweißstellen

bau eines DMS mit Mäanderformwicklung 1, die zwischen zwei Trägerblättchen 2 verklebt ist. Die Drahtenden 3 werden über zwei Löt- oder Schweißstellen 4 verstärkt herausgeführt. Die Mäanderform ist jedoch wenig geeignet, wenn die Wicklungslänge bei weniger als 10 mm liegen soll. Die ausgeprägten Umkehrstellen bei der Mäanderformwicklung machen den DMS meßunempfindlicher und verringern außerdem auch die Richtungsempfindlichkeit. Eine Spulenwicklung dagegen wird nach dem Kleben gepreßt, so daß ausgesprochene Knickstellen entstehen, die besonders bei kleiner Wicklungslänge die Nachteile einer gleich langen Mäanderwicklung weitgehend aufheben.

In den letzten Jahren haben verschiedene Hersteller ihr DMS-Angebot ständig erweitert. So stehen heute DMS-Gruppen für Mehrrichtungsaufnahme, Spiral-DMS und Miniatur-DMS mit etwa 2 mm Meßbasis zur Verfügung. Besonders erweitert wurde der Temperaturbereich. Während sich DMS mit Papierträgern für statische Messungen bis etwa 70 °C Umgebungstemperatur verwenden lassen, eignen sich DMS mit Kunststoff-, Glasfasergewebe- oder Keramikträgern bis 200, 400 beziehungsweise 600 °C. In letzter Zeit konnte man sogar eine Temperaturbeständigkeit bis zu 1000 °C erreichen.

Besondere Aufmerksamkeit verdient das Aufkleben des DMS und die Kompensation von Temperatureinflüssen. Bis 100 °C lassen sich Gummi- und Lederkleber verwenden. Hochtemperatur-DMS werden jedoch mit Epoxiharz aufgeklebt beziehungsweise aufgekittet oder aufzementiert. Temperaturänderungen werden zweckmäßigerweise durch paarweises Verwenden von DMS kompensiert, wobei nur ein DMS die jeweils zu messende Größe mißt und der andere entweder die gleiche Größe, einen bekannten Teil dieser Größe oder gar keinen Anteil aufnimmt.

Die Dehnung, die ein auf Zug oder Druck belasteter Stab erfährt, ist

$$\epsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{F}{EA} = \frac{\sigma}{E} \quad (5)$$

Dabei ist  $l$  die Stablänge,  $A$  der Stabquerschnitt,  $F$  die wirkende Kraft,  $E$  der Elastizitätsmodul und  $\sigma$  die Spannung.

Tab. I. k-Faktoren für verschiedene Widerstandswerkstoffe

Werkstoff	k
Platin	6,10
Iso-Elastic	3,60
Chrom-Nickel	12,63
Konstantan	2,15
Manganin	0,50
Nickel	-12,10

Analoges gilt für Biegung, Knickung und Verdrehung. Die Querdehnung  $\epsilon_q$ , die bei Zug und Druck entsteht, ist (mit  $\mu$  als Querkontraktionszahl)

$$\epsilon_q = -\mu \epsilon \quad (6)$$

Die Dehnung kann auch mit Hilfe der widerstandsbestimmenden Größen nach Gl. (2) geschrieben werden

$$\epsilon = \frac{dR}{R} \cdot \frac{1}{1 + 2\mu + \frac{1}{\epsilon} \cdot \frac{d\epsilon}{\epsilon}} \quad (7)$$

Da der Nenner des zweiten Faktors eine experimentell nachweisbare Konstante  $k$  ist, ergibt sich die Widerstandsänderung  $dR$  als Folge einer vom DMS aufgenommenen Dehnung zu

$$dR = k \epsilon R \quad (8)$$

Für den sogenannten k-Faktor der bekannten Widerstandswerkstoffe gelten die in Tab. I zusammengestellten Werte.

Der DMS ist ein über seine Wicklungslänge integrierender Dehnungsmeßfühler. Alle mechanischen Größen, die sich auf Dehnungen zurückführen lassen, wie Kraft, statisches Moment, Drehmoment, Druck, Normalspannung, Tangentialspannung und Temperatur, lassen sich mit DMS messen [7]. Für eine ganze Reihe nichtelektrischer Größen gibt es spezielle

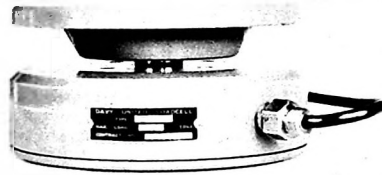


Bild 5. 50-Tonnen-Lastzelle von Davy-United

Meßfühler, die bereits mit DMS ausgerüstet sind. Bild 5 zeigt beispielsweise eine Kraftmeßdose. Die DMS sind dabei auf einen dickwandigen Rohringaufnahme geklebt, so daß sich (trotz der verhältnismäßig geringen Bauhöhe) eine weitgehende Unabhängigkeit von Kraftextrimitäten ergibt.

### 2.3. Kohlesäule

Schon seit Jahrzehnten werden aus Kohlescheiben oder Kohlekörnern bestehende Säulen als Meßwertgeber für Kraft- und Druckmeßfühler verwendet. Der Widerstand  $R_m$  einer aus Kohlescheiben zusammengesetzten Säule nach Bild 6 setzt sich aus dem ohmschen Widerstand dieser Kohlescheiben  $R_k$  und dem sich zwischen



Bild 6. Prinzipieller Aufbau eines Kohlesäulengebers

den Scheiben ausbildenden Übergangswiderstand  $R_g$  zusammen. Der ohmsche Widerstand  $R_k$  ist weitgehend konstant, während  $R_g$  auf Grund des Grenzflächen-effektes druckabhängig ist. Da aber das Produkt aus Druck  $p$  und Übergangswiderstand konstant gesetzt werden kann ( $p \cdot R_g = k$ ), gilt für den Gesamtwiderstand der Kohlesäule

$$R_m = R_k + \frac{k}{p} \quad (9)$$

Kohleldruckgeber sind ab etwa 50 °C etwas temperaturabhängig und nicht ganz hysteresefrei. Um Meßfehler infolge Temperaturänderungen auszugleichen, werden Kohlesäulen für Kraft- und Druckmeßfühler fast immer paarweise verwendet. Die Bauweise wird dabei so gewählt, daß sich die Meßempfindlichkeit verdoppelt. Kohlesäulenmeßfühler sind niederohmig, sehr robust, überlastungsfähig und benötigen keine verstärkenden Meßgeräte. Wegen ihrer Feuchte- und Alterungsanfälligkeit eignen sie sich jedoch nicht für Feinmessungen.

### 2.4. Druckkristall

Bei einigen Halbleitern ist der ohmsche Widerstand in einer bestimmten Richtung des Kristallgitters druckabhängig. Dieser sogenannte Elastowiderstandseffekt läßt sich an p- und n-leitenden Halbleitern nachweisen und für Kraft- und Druckmeßfühler nutzen. Widerstandsänderungen infolge Änderung der Umgebungstemperatur werden mit Hilfe eines Kompensationskristalls ausgeglichen. Die Widerstandsänderung ist linear zur Druckbelastung und so groß, daß nur geringe Ansprüche an den Meßverstärker zu stellen sind. Fast immer wird die Meßspannung in einer Brückenschaltung gewonnen, die mit Gleichspannung gespeist ist. Ein besonderer Vorzug des Kristallgebers ist seine hohe Eigenfrequenz.

### 2.5. Verdrängungsbad

Die Anwendung von Verdrängungsstrecken mit leitenden Flüssigkeiten ist sehr vielseitig, sie erstreckt sich jedoch mehr auf die Labormesstechnik als auf die Betriebsmesstechnik. Um beispielsweise die Ungleichmäßigkeit eines Fadens auf ohmscher Basis zu messen, kann dieser nach Bild 7 durch eine mit Quecksilber ge-

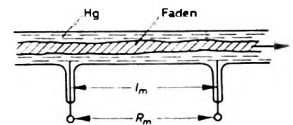


Bild 7. Quecksilberverdrängungsbad für Ungleichmäßigkeitsmessungen

füllte Glaskapillare gezogen werden. In dem Glasköhrchen sind zwei Elektroden mit dem Meßabstand  $l_m$  eingeschmolzen. Ungleichmäßigkeiten innerhalb der Meßstrecke  $l_m$  werden integriert, so daß  $l_m$  so kurz wie möglich sein muß beziehungsweise den zu erwartenden Schwankungen anzupassen ist. Wird der an den Elektroden abgegriffene Meßwiderstand  $R_m$  in einer Brückenschaltung gemessen und diese auf einen vorgegebenen Mittelwert abgeglichen, so lassen sich Abweichungen vom mittleren Substanzvolumen anzeigen. Bei nichthygroscopischen Stoffen kann statt Quecksilber eine geeignete wässrige Lösung benutzt werden. (Fortsetzung folgt)



# Preisgünstiger KW-Großsuper »HQ 100 AE«

## Technische Daten

Frequenzbereich: 540 kHz...30 MHz in 4 Bereichen

Geeichte Bandspreizung: Skalenteilung für das 80-, 40- und 20-m-Band 10 kHz, im 15-m-Band 20 kHz, im 10-m-Band 50 kHz; zusätzliche Linearskala von 0...100

Wirksamkeit der ALR (AVC): auf HF- und erste ZF-Stufe

Trennschärfe: Schalterstellungen für Empfang mit Rundfunkqualität und für den kontinuierlichen von  $\pm 100$  Hz... $\pm 3$  kHz Bandbreite regelbaren Q-Multiplier

Empfindlichkeit: 1,75  $\mu$ V für Signal-Rausch-Verhältnis 10:1

Antenneneingang: 100 Ohm, symmetrisch und unsymmetrisch

BFO: einstellbar auf  $\pm 4$  kHz

S-Meter: geeicht von S 1...S 9 in 6-dB-Stufen, zusätzliche Skala bis 40 dB über S 9

Störbegrenzer: mit minimaler Beeinträchtigung des Signals

NF-Ausgangsleistung: max. 1 W

Ausgangsleistung: 3,2 Ohm (EIA-Norm)

Bestückung: 6BZ6 (HF-Verstärker), 6BE6 (Mischer), 6C4 (Oszillator), 6BA6 (1. ZF-Stufe), 6BA6 (2. ZF-Stufe), 6BV8 (Demodulator, Störbegrenzer, BFO), 12AX7 (NF-Vorstufe, Q-Multiplier), 6AQ5 (NF-Endstufe), 5Y3 (Gleichrichter), OB 2 (Spannungsstabilisator)

Stromversorgung: 110...220 V, 50...60 Hz; 68 W

Abmessungen und Gewicht: 41,8 cm x 23,1 cm x 23,2 cm, etwa 11,6 kg

Neben dem Spitzensuper mit allen denkbaren technischen Feinheiten in der Preisklasse von 1700 bis über 2000 DM findet heute auf dem Amateurfunk-Markt der leistungsfähige KW-Großsuper in der Preislage um 1000 DM besonderes Interesse. Ein in Technik und Ausstattung modernes Gerät dieser Klasse, der Hammarlund „HQ 100 AE“, ist für den KW-Amateur und für den KW-Rundfunkhörer gleichermaßen interessant, denn mit seinem in vier Bänder aufgeteilten durchlaufenden Frequenzbereich 540 kHz bis 30 MHz können alle Amateurbänder 10 bis 160 m, sämtliche KW-Rundfunkbänder und auch der MW-Bereich empfangen werden.

## HF-Teil

Das Antennensignal wird über einen abstimmbaren Vorkreis an die HF-Eingangsröhre R6 1 gekoppelt (Bild 1). Von dort gelangt es nach ausreichender Verstärkung zum Mischgitter der Röhre R6 2. Der hohe Eingangsspannungspegel am Mischgitter trägt wesentlich zu dem sehr guten Signal-Stör-Verhältnis bei. Der von der Frontseite bedienbare Antennentrimmer gestattet es, optimale Anpassung zwischen Vorkreis und Antenne einzustellen.

Die für hochwertige Empfänger erforderliche große Oszillatorstabilität wird außer durch besondere Kompensationsmaßnahmen auch durch Verwendung getrennter Oszillator- und Mischröhren erreicht. In R6 2 werden Eingangssignal und Oszillatorsignal gemischt, wobei die Zwischenfrequenz 455 kHz entsteht. Der Oszillator R6 3 schwingt auf allen Bereichen oberhalb der Eingangsfrequenz.

## Q-Multiplier

Durch den Q-Multiplier R6 4a kann die ZF-Bandbreite zwischen  $\pm 3$  kHz und

$\pm 100$  Hz verändert werden. Optimale Trennschärfe wird erreicht, wenn der Q-Multiplier kurz vor der Selbsterregung steht. Die Selbsterregung erkennt man daran, daß das S-Meter einen großen Ausschlag zeigt, ohne daß ein Sender zu hören ist. Mit dem Kern der Spule L 1 läßt sich die Frequenz des Q-Multipliers und mit P 1 die Trennschärfe regeln.

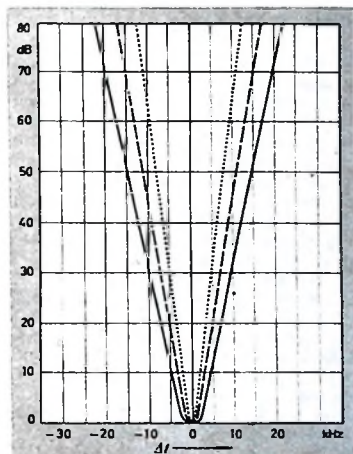
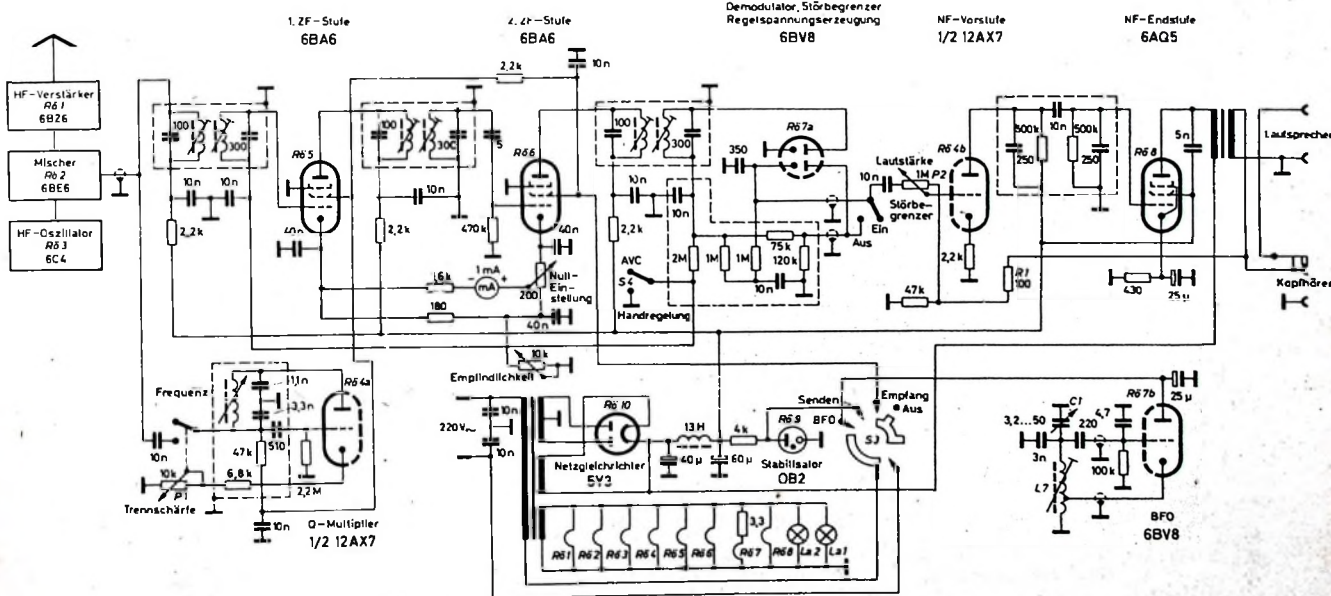


Bild 2. Selektionskurven des ZF-Teils für verschiedene Einstellungen des Q-Multipliers

## ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker ist zweistufig und hat sechs Kreise. Die erste ZF-Verstärkerstufe R6 5 wird geregelt. Die Katodenkreise der beiden ZF-Röhren R6 5 und R6 6 bilden eine Brückenschaltung, in





deren einem Zweig das S-Meter (1-mA-Instrument) liegt. Von der Anode der zweiten ZF-Röhre gelangt die ZF-Spannung über ein zweikreisiges Bandfilter zum Störbegrenzer und Demodulator. Bild 2 zeigt Selektionskurven des gesamten ZF-Teils für drei verschiedene Einstellungen des Q-Multipliers.

#### Demodulator und Störbegrenzer

Ein Diodensystem der Röhre 6BV8 arbeitet als AM-Demodulator und Regelspannungserzeuger. Die Demodulationsschaltung ist für minimale Verzerrungen dimensioniert. Die zweite Diodenstrecke wirkt als Störbegrenzer nach dem Prinzip der Serienbegrenzung und unterdrückt impulsartig auftretende Störspitzen, zum Beispiel Zündfunken-Störungen.

#### NF-Teil

An dem Demodulator schließt sich der zweistufige NF-Teil an. Von der Katode der Demodulatordiode gelangt die NF über den Lautstärkeregler P2 zur Triode R64b. Die NF-Endstufe R64 liefert eine unverzerrte Ausgangsleistung von etwa 1 W.

Eine Besonderheit dieser NF-Schaltung ist die variable Gegenkopplung, die niederohmig von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers über den 100-Ohm-Widerstand R1 zum Fußpunkt des Lautstärkereglers P2 verläuft. Bei stark einfallenden Sendern braucht der Lautstärkeregler nur wenig aufgeregt zu werden, so daß dann die Gegenkopplungsspannung hoch und daher die Klangqualität gut ist. Bei schwachen Signalen muß man dagegen den Regler weiter aufregeln. Die Gegenkopplungsspannung ist jetzt weniger wirksam und die NF-Bandbreite beschneitten. Bild 3 zeigt zwei NF-Band-

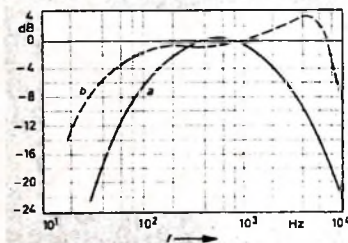


Bild 3. Frequenzgang des NF-Teils bei niedrigen (a) und hohen (b) NF-Eingangsspannungen

breitkurven für verschiedene NF-Eingangsspannungen. Kurve a gilt für 0,1 V und Kurve b für 1,4 V NF-Eingangsspannung.

#### BFO und SSB-Empfang

Für Telegrafsempfang ist ein ZF-Überlagerer mit dem Triodensystem der 6BV8 angeordnet. Mit dem Drehkondensator C1 läßt sich die BFO-Frequenz um  $\pm 4$  kHz verändern.

Der BFO-Oszillator wird durch den Betriebsartenschalter S3 ein- und ausgeschaltet. Bei eingeschaltetem BFO ist gleichzeitig SSB-Empfang möglich. Dazu ist der BFO-Drehkondensator C1 so geeicht, daß man - von der Mittelstellung ausgehend - bei Linksdrehung das obere und bei Rechtsdrehung das untere Seitenband empfangen kann. Der Bandpreis-drehkondensator erlaubt eine zusätzliche Feinabstimmung auf optimale Sprachverständlichkeit.

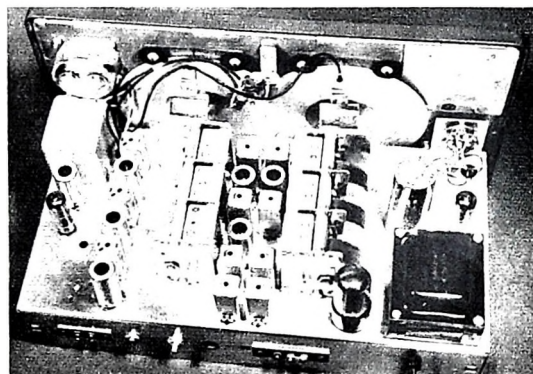
#### Konstruktionsmerkmale

Der Empfänger ist in einem Gehäuse mit den Abmessungen 41,8 cm  $\times$  23,1 cm  $\times$  23,2 cm untergebracht. Die Bedienungselemente sind in der Frontplatte übersichtlich angeordnet (Bild 4). Im mittleren Skalenfeld ist links die Hauptskala und rechts die Skala für die Bandspreizung sichtbar. Symmetrisch zum S-Meter (rechts neben der Skala) kann eine elektrische Schaltuhr eingebaut werden.



Bild 4. Ansicht des modern ausgestatteten KW-Empfängers

Bild 5. Die Chassis-Rückansicht zeigt die übersichtliche Konstruktion des „HQ 100 AE“



Auch die Baugruppen des Chassis sind klar gegliedert (Bild 5). In der Mitte zwischen den beiden Abstimm-drehkondensatoren liegen die Abschirmbecher für den Eingangs-, Zwischen- und Oszillatorkreis. Rechts davon erkennt man den Netzteil und links den ZF-Teil. An der Chassis-Rückseite sind die Anschlußklemmen für Lautsprecher, Antenne und Erde sowie die Buchse für den Kopfhörer angeordnet. Die Antennenklemmenleiste ist für symmetrische und unsymmetrische Antennen umschaltbar.

#### Beurteilung

Für Amateurfunkzwecke erwies sich der „HQ 100 AE“ als zuverlässiger und stabiler Betriebsempfänger, der sich mit dem in Frequenzen geeichten Bandpreis-kondensator einfach abstimmen läßt. Auch das Einstellen des Hauptdrehkondensators bei der Bereichwahl auf den jeweiligen Bandanfang macht keine Schwierigkeiten, da die Hauptskala eindeutige rote Markierungen hat. Beim Amateurfunkempfang fielen die für einen Einfachsper beachtlichen Empfangsleistungen auf. Die Empfindlichkeit ist sehr gut. Mit dem Q-Multiplier kann man die Trennschärfe den jeweiligen Empfangsverhältnissen anpassen. Auch der SSB-Betrieb genügt hohen Anforderungen. Allerdings wäre es vorteilhaft, den BFO-Regler für die Seitenbandwahl an günstigerer Stelle der Frontplatte anzuordnen sowie einen größeren Drehknopf und Feintrieb zu

wählen, ähnlich wie es beim Hammarlund-Spitzensuper „HQ 170 AE“ der Fall ist.

Bei KW-Rundfunkempfang sind die einfache Bandabstimmung und die verhältnismäßig hohe Klangqualität beachtenswert. Der Q-Multiplier ist im allgemeinen für Rundfunkempfang nicht vorgesehen. Er bringt bei Störungen durch Nachbar-sender aber zusätzliche Selektionsmöglichkeiten bei entsprechender Verringerung der Klanggüte.

Auch die Empfangsleistung im Mittelwellenbereich ist ausgezeichnet, und wenn man einen hochwertigen Lautsprecher verwendet, überrascht die Klangqualität. Mit einer guten Antenne gelingt bei günstigen Bedingungen Empfang aus anderen Kontinenten. Wie in Amerika üblich, endet der MW-Bereich schon bei 540 kHz.

Der Hammarlund-Großsuper „HQ 100 AE“ erweist sich damit als ein wertvoller All-round-Empfänger. Er ist für jene Funkfreunde besonders vorteilhaft, die nicht nur Amateurfunk betreiben, sondern auch am KW- und MW-Rundfunkempfang teilnehmen wollen.

## KW-Kurznachrichten

### Das „ARBA“-Projekt

Das Referat für Amateurfunkbeobachtungen (AFB-Referat) des DARC begann in Zusammenarbeit mit Professor Mühleisen (Astronomisches Institut der Universität Tübingen) und der Sternwarte Todtmoos mit der Durchführung eines neuen wissenschaftlichen Projekts, das der Erforschung des Tropopausen-Effektes dient.

Hierfür werden Ballone mit entsprechenden Sendern an Bord, die auf UKW-Frequenzen in Amateur-bereichen arbeiten, bis zu einer Höhe von etwa 18 km aufgelassen. Die Funksignale werden beobachtet, die Registrierungen nach Wiesbaden geleitet und nach Vorauswertung den wissenschaftlichen Auswertstellen zur Verfügung gestellt. Das Projekt hat den Namen „ARBA“ (Amateur-Radio-Ballon) erhalten.

Als erster Versuchsballon startete „ARBA 1“, und mit „ARBA 2“ wurde schließlich am 12. Juli 1964 das „ARBA“-Projekt offiziell eröffnet. Der Start fand auf dem Gelände der Sternwarte Todtmoos statt.

### Neue Hammarlund-Empfänger

Hammarlund kündigte als neue Geräte kürzlich unter anderem an den „AMR 52-X“ (AM-Monitor-Empfänger; 108...135 MHz, 136...137 MHz, 143,91 MHz, 148,41 MHz, 144...148 MHz; erhältlich in Einkanal- oder Mehrkanalausführung), den „HQ 170A-VHF“ (Amateurempfänger, 2...160 m, 2- und 6-m-Band mit Nuvistoreingang) und den „HQ 180A“ (Empfänger, kontinuierlich von 540 kHz ... 30 MHz durchstimmbar, Bandspreizung in allen Amateurbändern innerhalb des Abstimmbereichs, Dreifachüberlagerung von 7,85 MHz ... 30 MHz, Zweifachüberlagerung im Bereich 540 kHz ... 7,85 MHz).



# Internationales Bodensee-Treffen der Funkamateure

Am 27. und 28. Juni fand das bereits zur Tradition gewordene Bodensee-Treffen der Funkamateure in Konstanz statt. Diese Veranstaltung, die in diesem Jahr von etwa 2500 Teilnehmern besucht wurde, hat im Gegensatz zu den offizielleren Meetings des DARC (zum Beispiel Arbeitstagungen oder Distriktsversammlungen) fast den Charakter eines Familienfestes. Viele Funkfreunde nutzten die Gelegenheit, mit ihren Familien ein Wochenende am Bodensee zu verbringen.

Das diesjährige Bodensee-Treffen begann am Samstag, dem 27. Juni, mit der Eröffnung der Gerätemesse im unteren Saal des Konzilgebäudes. Für die aus allen Richtungen anfallenden Mobil-Stationen war von 14.00-16.30 Uhr ein Mobilwettbewerb ausgeschrieben, aus dem OM Nie-syto, DL 3 VU (80-m-AM), DL Ø DU vom Dolmetscher-Institut in Düsseldorf (80-m-SSB) und OM Ellgering, DL 9 MH (2-m-Wettbewerb), als Sieger hervorgingen.

Als Neuerung, die im Ernstfalle nützlich sein kann, wurde ein Notrufdienst auf dem 80- und 2-m-Band eingeführt. Er war für in eine Notlage geratene anfahrnde Station bestimmt und hatte vor allen Wettbewerben Vorrang. Er wurde aber glücklicherweise nicht in Anspruch genommen.

Am Nachmittag empfing Oberbürgermeister Dr. Helmlie im Namen der Stadt Konstanz die Repräsentanten der ausländischen Amateurverbände, der Presse sowie offizielle Gäste des DARC. Er hob in seiner Ansprache den Beitrag der Funkamateure zur Völkerverständigung hervor und wünschte diesem internationalen Hobby weiterhin eine fruchtbare Entwicklung. Anschließend bedankte sich der Vorsitzende des Ortsverbandes Konstanz, OM R. Kühne, DJ 8 PO, für die großzügige Förderung des Funkamatortreffens durch die Stadt. Der Präsident des DARC, K. Schultheiß, überreichte dem Oberbürgermeister eine Schrift über den Amateurfunk und betonte, daß sich viele Ortsverbände ein so großes Verständnis für den Amateurfunk wünschten.

Um 20 Uhr begann das große HAM-Fest in den oberen Räumen des Konzilgebäudes. Der mit Blumen und Fahnen festlich geschmückte Saal war überfüllt. Der offizielle Teil des Abends wurde kurz gehalten, so daß ausreichend Zeit für Gespräche und Erfahrungsaustausch blieb. Einer der Höhepunkte des HAM-Festes war die Tombola. Neben mehreren Rundfunkgeräten wurden ein Fernsehempfänger, Senderöhren, wertvolle Bauelemente usw. verlost. Großen Beifall fand ein „HW-12“-Bausatz, den der Vertreter der deutschen Niederlassung dem glücklichen Gewinner überreichte.

Der Sonntag war hauptsächlich den Fuchsjagden vorbehalten. Die 80-m-Fuchsjagden (zu Fuß und mobil) gewannen OM Dornbusch, DJ 5 DO, und ein Schweizer Gast (HB 9 IR). Bei der 2-m-Fuchsjagd waren zwei Sieger zu verzeichnen. In fairer Weise begnügte sich jedoch OM Kühn, DL 3 LY, mit dem zweiten Platz, und so gewann OM Cudoc, DJ 3 WS, einen wertvollen Kofferempfänger.

Der DARC-Präsident, ► K. Schultheiß, dankt dem Oberbürgermeister der Stadt Konstanz; v.l.n.r.: Präsident Schultheiß, Oberbürgermeister Helmlie, Ortsverbandsvorsitzender R. Kühne



Großes Interesse fand eine Amateur-Funkfernsehreisanlage, die von OM Mayer, DL 9 FN, gebaut wurde. Der Sender hat eine Ausgangsleistung von 150 W. In den zwei Tagen des Treffens konnten viele Fernsehreibverbindungen auf dem 80-m-Band hergestellt werden.

Besonderer Dank gebührt OM Kühne und seinen Helfern für die ausgezeichnete Organisation des diesjährigen Bodensee-Treffens. Viele Besucher freuen sich schon auf das nächste Treffen, das am 26. und 27. Juni 1965 wieder im Konzilgebäude in Konstanz stattfinden wird.

## Neues für den Funkamateure

Auf der Gerätemesse waren viele Firmen für Amateurbedarf vertreten. Neben Bauelementen und Stationszubehör sah man auch verschiedene neue Geräte.

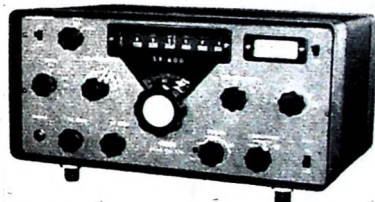
Die ausstellenden Firmen waren bemüht, einen repräsentativen Querschnitt durch ihr Programm zu zeigen. Zum Beispiel stellte die Firma Hannes Bauer, Bamberg, neben einer großen Anzahl von Einzelteilen wie Tastenbauseätzen, Heizdrosseln für SSB-Sender, Pi-Filtern usw. den neuen SSB-Sender „HT-44“ von Hallicrafters aus. Das Gerät ist mit 17 Röhren und 3 Dioden bestückt und gibt eine SSB-Leistung von 200 W PEP ab. Für die Träger- und Seitenbandunterdrückung werden mehr als 50 dB angegeben. Automatische Sprachsteuerung (Vox), CW-, SSB- und AM-Betrieb sind auf allen fünf KW-Bändern möglich.

Interessant für Mobilstationen ist das neue Tauchspulenmikrofon „M 57“ von Beyer, ein robustes Handmikrofon, das weitgehend stoßgesichert und mit einem „push-to-talk“-Schalter ausgerüstet ist. Der Frequenzgang ist für gute Sprachverständlichkeit eingeeignet (300 ... 4000 Hz). Unter der Typenbezeichnung „DT 98“ wurde die Kombination eines Kopfhörers mit einem dynamischen Mikrofon vorgestellt. Der Operator kann damit arbeiten, ohne seine Nachbarn zu stören, und hat außerdem die Hände frei. Für lärmgefüllte Räume werden auch Ohrumschleifer geliefert.

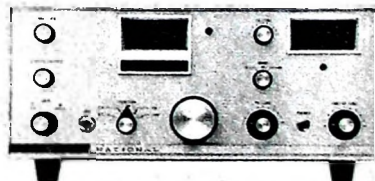
Ein umfassendes Angebot an Neuheiten stellte die Firma Conrad, Hirschau, vor. An den Newcomer ist mit dem KW-Empfänger-Bausatz „KWB 10/80“ gedacht, der für rund 150 DM angeboten wird. Hierbei handelt es sich um einen 5-Röhren-Super mit Bereichswahl durch Steckspulen. Für den anspruchsvolleren Amateur dürfte der japanische Empfänger „SR 600“ (Resco) interessant sein, ein Dreifachsuper mit quartzgesteuertem 1. Oszillator. Weitere technische Daten: regelbares Notchfilter, regelbare Zeitkonstante des Schwundausgleichs, umschaltbare Selektivität (0,5, 1,2,

2,5 und 4 kHz), eingebauter 100-kHz-Eich-generator und Störbegrenzer. Der Preis wird mit 1248 DM angegeben. Sechs Empfangsquarze und der 100-kHz-Eichquarz werden mitgeliefert.

Die automatische Morsetaste „DA 1“ von Resco ist mit sieben Transistoren, fünf Dioden und zwei Zenerdioden bestückt und arbeitet nach dem Prinzip der Digital-Rechenmaschinen. Das Strich-Punkt-Verhältnis wird im gesamten Geschwindigkeitsbereich konstantgehalten. Der Amateur-Transceiver „NCX 3“ von National ermöglicht AM-, SSB- und CW-Betrieb auf den Bändern 80, 40 und 20 m. Der Empfangsteil hat eine Empfindlichkeit von 1 µV und eine Trennschärfe von 2,5 kHz bei 6 dB. Der Input des Senders wird bei SSB mit 200 W und bei AM mit 100 W angegeben.



KW-Amateur-Dreifachsuper „SR 600“ von Resco



SSB-Transceiver „NCX 3“ für 80, 40 und 20 m (National)

Collins zeigte einen Weg, auch auf dem 2-m-Band in SSB mit etwa 65 W PEP senden zu können. Der VHF-Konverter „62 S-1“ wird mit einem Sendersignal im Bereich 14,0 ... 14,2 MHz angesteuert. Er hat in Abständen von 200 kHz gerastete Frequenzen, so daß sich Gleichwellenbetrieb leicht durchführen läßt. Neben SSB ist auch CW-, AM- und RTTY-Betrieb möglich. Bei Empfang wird eine Empfindlichkeit von etwa 1,2 µV bei 145 MHz erreicht. Die Ausgangsfrequenz des Konverters für den nachgeschalteten Empfänger ist 14,0 ... 14,2 MHz.

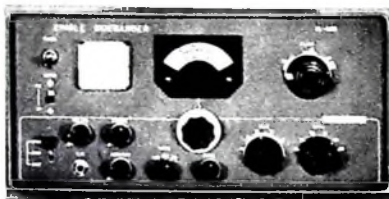
Heath zeigte erstmals in Europa eine neue leistungsfähige SSB-Station, die aus dem SSB-Sender „SB-400 E“ und dem SSB-Empfänger „SB-300 E“ besteht. Mit diesen



Geräten war auch die Tagungsstation DL Ø IM ausgerüstet. Der „SB-400 E“ hat alle Merkmale eines modernen SSB-Senders wie 55 dB Träger- und Seitenbandunterdrückung, Sprachsteuerung usw. Die SSB-Leistung ist 180 W PEP.

Der Empfänger „SB-300 E“ arbeitet als Doppelsuper mit der 2. Zwischenfrequenz 3,395 MHz. Es können verschiedene Quarzfilter mit Bandbreiten von 2,1, 3,75 und 0,4 kHz sowie ein 100-kHz-Eichgenerator eingesetzt werden. Im Zusammenhang mit dem Empfänger ist der Panoramaadapter „HO-13 E“ interessant, den man für verschiedene Zwischenfrequenzen, unter anderem auch 455, 1600 und 3395 kHz, umschalten kann. Die Horizontalablenkung läßt sich von 10 ... 50 Hz einstellen.

Die Firma Sommerkamp Elektronik GmbH, Düsseldorf, brachte in Zusammenarbeit



SSB-Sender „FL-100 B“ (Vertrieb: Sommerkamp)

mit einer japanischen Firma den SSB-Sender „FL-100 B“ zum Preis von 1295 DM auf den Markt. Das Gerät ist für CW, SSB und AM ausgelegt und liefert bei SSB-Betrieb etwa 130 W PEP. Die Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes durch ein mechanisches Filter ist besser als 50 dB.

D. Stoy

Anziehen der Rückkopplung (Einstellung mit R7 „Peak Adj.“) bis kurz vor dem Schwingungseinsatz erhält man eine ausgeprägte Resonanzspitze mit steil abfallenden Flanken. Es ergibt sich damit der bei CW gewünschte sehr schmale Durchlaßbereich und vor allem auch ein Trägergewinn, der sich leicht am S-Meter ablesen läßt. Bei Empfang von Fonesendungen wird die Wiedergabe durch die schmalere Bandbreite und die damit verbundene Abschneidung der höheren Modulationsfrequenzen je nach Einstellung der Rückkopplung mehr oder weniger dunkel, so daß man hier mit der Entdämpfung nicht so weit gehen kann. Trotzdem wird bei Verwendung des Q-Multipliers die Lesbarkeit des Fonesignales durch die Ausschaltung von Störsignalen aus den Nachbarbänken wesentlich verbessert.

In Stellung „Broad“ liegt der Q-Multiplikerkreis über den Widerstand R1 (27 kOhm) parallel zum ZF-Kreis. Dadurch wird bei Kurzwellenempfängern ohne CW-Überlagerer der Empfang von tonlosen Telegrafiesendungen ermöglicht. Die Rückkopplung ist mit R7 in diesem Fall bis kurz nach dem Schwingungseinsatz einzustellen. Da hier der entdämpfte Q-Multiplikerkreis nicht so stark an den ZF-Kreis angekoppelt ist, wird die Durchlaßkurve kurz vor dem Schwingungseinsatz weniger schmal, so daß diese Einstellung auch für Fone brauchbar ist.

In Stellung „Null“ (oft auch als „Notch“ bezeichnet) wirkt der Q-Multiplier als ein Saugkreis hoher Güte. Er wird ebenfalls mit den Knöpfen „Tuning“ auf das Störsignal innerhalb des ZF-Durchlaßbereiches abgestimmt und leitet dieses zur Erde ab. Das Bild 4 zeigt die ZF-Durchlaßkurve und die mit dem Q-Multiplier eingeblendete Nullstelle. Bei dieser Betriebsart liegt

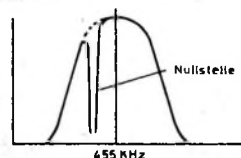


Bild 4. ZF-Durchlaßkurve mit Nullstelle zur Störausblendung

der Q-Multiplikerkreis nicht mehr parallel zum ZF-Kreis, sondern am Gitter von R6 1a, dem anderen Triodensystem der 12AX7, dessen Anode ihrerseits mit dem ZF-Kreis verbunden ist. Dieses Triodensystem ist als ein sehr hochohmiger, dem ZF-Kreis parallel liegender Widerstand zu betrachten, der nur für die abgestimmte Frequenz des Q-Multipliers niederohmig ist. Die Rückkopplung (Einstellung durch „Null-Adj.“-Regler R8) wirkt also im negativen Sinne. Die Abstimmung bei Stellung „Null“ ist äußerst scharf, und man braucht etwas Fingerspitzengefühl und eine gewisse Übung, um hier zurechtzukommen.

Als recht vorteilhaft erweisen sich die getrennten Regler „Peak Adj.“ und „Null Adj.“. Ohne ihre Einstellung zu verändern, kann man im Betrieb zwischen den einzelnen Stellungen „Sharp“, „Null“ und „Broad“ rasch wechseln. Auch der Feintrieb am Drehkondensator des Q-Multiplikerkreises ist angenehm, wenn man das scharfe Maximum oder Minimum einer bestimmten Frequenz einstellen möchte.

E. Koch, DL1HM

## Q-Multiplier

Ein Zusatzgerät zur Erhöhung der Trennschärfe und zur Unterdrückung von Störsignalen

In manchen Kurzwellenempfängern – auch industrieller Herkunft – ist die Trennschärfe nicht zufriedenstellend. Man könnte hier zwar durch den Einbau eines Quarzfilters oder eines mechanischen Filters den notwendigen schmalen ZF-Durchlaßbereich und eine Filterkurve mit steil abfallenden Flanken schaffen, jedoch macht dies einen nicht unerheblichen Umbau des ZF-Verstärkers erforderlich. Dabei wird es sich meistens nicht umgehen lassen, zum Ausgleich der vom Filter verursachten Dämpfung und zur Anpassung des Filters noch eine zusätzliche ZF-Verstärkerröhre einzubauen. Weiter ist zu berücksichtigen, daß die Filter verhältnismäßig teuer sind und daß der Umbau neben technischen Kenntnissen

doch einen nicht geringen Arbeitsaufwand erfordert. Oft scheut man sich auch davor, einen Eingriff in das Gerät vorzunehmen. Auf einfachste Weise läßt sich nun bei einem Kurzwellenempfänger mit einer Zwischenfrequenz von 450 ... 460 kHz die Trennschärfe erheblich steigern und ein Störsignal unterdrücken, wenn ein Q-Multiplier verwendet wird. Beispielsweise liefert Daystrom ein solches Zusatzgerät „Heathkit HD-11“ (Bild 1) als Bausatz oder betriebsfertig, das nur über ein Koaxialkabel mit der Anode der Mischröhre (ZF = 450 ... 460 kHz) des Empfängers zu verbinden ist. Die durch das Kabel verursachte Schaltkapazität wird durch die Induktivität L1 (Bild 2) im Q-Multiplier wieder herausgestimmt, so daß keine Minderung der Verstärkung eintritt. Für die Stromversorgung enthält der „HD-11“ einen eingebauten Netzteil.

### Schaltung und Wirkungsweise

Mit einem Umschalter sind vier Stellungen wählbar: „Off“ (Aus), „Sharp“ (Schmal), „Null“ (Nullstelle) und „Broad“ (Breit). Die Schaltung hat in Stellung „Sharp“ eine gewisse Ähnlichkeit mit einem einfachen Überlagerungsempfänger mit ZF-Rückkopplung. Der auf die ZF abgestimmte Kreis L2, C5 ... C8 – einstellbar mit den Knöpfen „Tuning“ (s. Bild 1) – hat im Leerlauf eine Güte von etwa 200 und liegt dem ersten ZF-Kreis im KW-Empfänger parallel. Durch die positive Rückkopplung

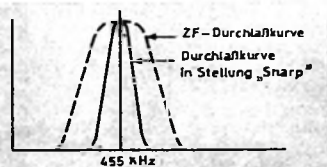


Bild 3. ZF-Durchlaßkurve in Stellung „Sharp“

(Entdämpfung) in R6 1b, einem Triodenteil der 12AX7, wird die Güte auf annähernd 4000 gesteigert und ist damit etwa mit der eines Quarzes vergleichbar. Bild 3 zeigt schematisch die ursprüngliche breite ZF-Durchlaßkurve eines KW-Empfängers. Bei Abstimmen des Kreises und

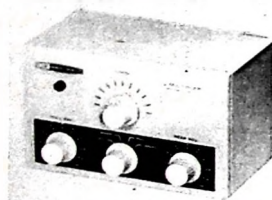
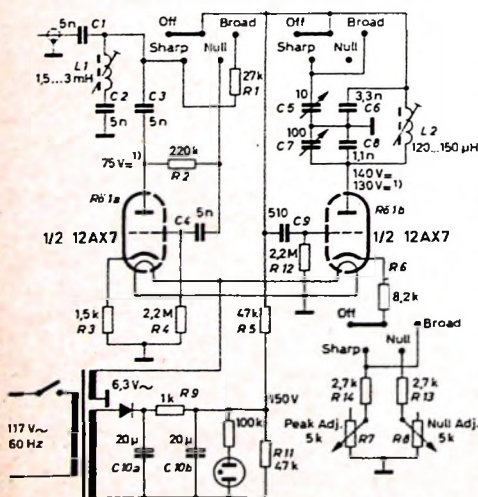


Bild 1. Q-Multiplier „HD-11“

Bild 2 (unten): Schaltung des Q-Multipliers



1) Spannungen in Stellung „Null“

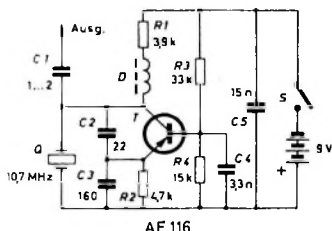


## 10,7-MHz-Quarzoszillator mit Transistor

Als Markengeber beim Wobbeln von ZF-Durchlaufkurven bei FM-Empfängern und auch als Prüfgenerator beim einfachen ZF-Abgleich ist ein 10,7-MHz-Quarzoszillator gut geeignet. Man erhält sehr geringe Abmessungen, wenn die Schaltung mit einem Transistor aufgebaut wird und die Stromversorgung aus einer Batterie erfolgt.

Bei der im Bild 1 gezeigten aperiodischen Colpitts-Oszillatorschaltung schwingt der Quarz  $Q$  nahezu in Parallelresonanz. Diese wird aber nicht ganz erreicht, weil der Quarz in dieser Schaltung als Induktivität wirkt, die zusammen mit der Reihenschaltung von  $C_2$  und  $C_3$  einen Resonanzkreis ergibt. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung (die Basis liegt über  $C_4$  auf Nullpotential), so daß infolge der dann hohen Grenzfrequenz die meisten HF-Transistortypen (zum Beispiel AF 115 bis AF 118, OC 169, OC 170 usw.) brauchbar sind.

Ein sicheres Anschwingen des Quarzes erreicht man mit Hilfe der im Collector-Kreis eingefügten HF-Drossel  $D$  (etwa 100 ... 150  $\mu$ H). Der Reihenwiderstand  $R_1$  verhindert parasitäre Schwingungen, die sich sonst leicht bilden.  $D$  bildet nämlich mit  $C_2$  und  $C_3$  ebenfalls einen Schwingkreis, dessen Güte mit  $R_1$  so weit zu vermindern ist, daß nur die Quarzfrequenz angeregt werden kann.



AF 116

Bild 1. Schaltung des Quarzoszillators

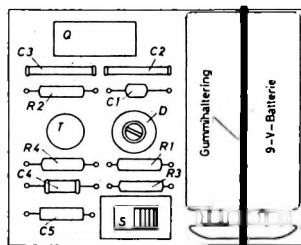


Bild 2. Beispiel für den Aufbau

Die Auskopplung des HF-Signals erfolgt über  $C_1$ , dessen Kapazität nicht größer als angegeben sein sollte, um eine Verstärkung oder Bedämpfung des Quarzes zu vermeiden. Man kann aber auch am Emitter auskoppeln, wobei sich infolge Spannungssteilheit über  $C_2$  und  $C_3$  eine niedrigere HF-Spannung ergibt. Der Kopplungskondensator darf in diesem Fall um eine Ordnung größer gewählt werden.

Auf einer Hartpapierplatte mit den Abmessungen 65 mm  $\times$  55 mm läßt sich der

Quarzoszillator zusammen mit der 9-V-Batterie leicht aufbauen. Wählt man eine kupferkaschierte Platte, dann kann man die einfache und wegen der niederohmigen Schaltung unkritische Verdrahtung ätzen. Hierzu skizziert man den Schaltungsverlauf mit einem Bleistift auf der Kupfer-

## Kleines Gleichspannungs-Speisegerät „PE 4818“ mit einstellbarer Strombegrenzung

Philips Industrie Elektronik (Elektro Spezial GmbH) hat ihr Vertriebsprogramm an Speisegeräten durch das neue, besonders kleine Gleichspannungs-Speisegerät „PE 4818“ erweitert.

Bei der Entwicklung von Transistorschaltungen bei Meß- und Registriergeräten, von Verstärkern sowie Steuer- und Regelschaltungen in der Verfahrenstechnik ist nicht selten zu beobachten, daß die Arbeitsplätze in den Entwicklungslabors von einer großen Zahl von Speisegeräten, die

stellten Wert geregelt, während die Ausgangsspannung sich entsprechend verringert. Nach Beseitigung der Überlast oder des Kurzschlusses kehrt der eingestellte Spannungswert selbsttätig wieder. Durch die Begrenzungsschaltung ist es ohne weitere Maßnahmen möglich, mehrere Geräte parallel zu schalten, um höhere Belastungsströme zur Verfügung zu haben; auch die Reihenschaltung von Geräten für höhere Ausgangsspannungen ist möglich.

Die genannten Eigenschaften ermöglichen den Einsatz des Speisegerätes auch dort, wo die Prüfung und Instandsetzung von Geräten erfolgt, die im praktischen Gebrauch mit Trockenbatterien betrieben werden, wie beispielsweise Reiseempfänger, Elektrophone, Hörgeräte usw.



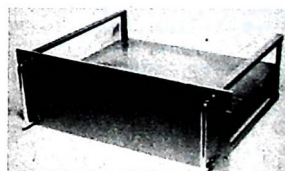
– jedes für sich – oft nur geringfügig belastet werden, eingeengt sind. Auf Grund dieser Erfahrungen hat Philips das neue Gleichspannungs-Speisegerät „PE 4818“ in sehr kompakter Bauweise, mit hoher Betriebssicherheit – auch für die angeschlossene Schaltung – und einfacher Bedienung entwickelt. Die Abmessungen betragen nur 68 mm  $\times$  120 mm  $\times$  190 mm; das Gewicht ist 1 kg.

Die konstante Ausgangsspannung des Gerätes ist kontinuierlich in einem Bereich von 0,7 ... 35 V für einen Belastungsstrom von 0 ... 150 mA einstellbar. Netzspannungsänderungen von  $\pm 10\%$  bewirken eine Änderung der Ausgangsspannung von höchstens  $\pm 0,3\%$ . Der überlagerte Wechselspannungsanteil der Ausgangsspannung ist geringer als 1,5 mV, die Ausregelzeit bei einem Lastsprung von 20% kleiner als 25  $\mu$ s. Auf der Frontplatte ist über den Klemmen für die Ausgangsspannung das Potentiometer für die Einstellung der Ausgangsspannungswerte (gekuppelt mit dem Netzschalter) angeordnet. Daneben befindet sich der Bedienungsknopf zur Einstellung der Ansprechschwelle der elektronischen Strombegrenzung auf Werte zwischen 6 und 180 mA. Hierdurch ist es möglich, die angeschlossene Schaltung gegen Überlastung zu schützen, indem die maximale Stromaufnahme am Speisegerät vorgewählt wird.

Ist die Belastung größer als vorgesehen, wird der Ausgangsstrom auf den einge-

## 19-Zoll-Einschübe mit verstellbarer Chassishöhe

Zeissler liefert jetzt unter anderem Einschübe mit Hauptabmessungen, die dem internationalen 19-Zoll-System entsprechen und eine Tiefe von 260 mm oder 360 mm haben. Der Rahmen ist an der Frontplatte befestigt und trägt die in der Höhe verstellbaren Auflegewinkel für das



Chassis aus 1-mm-Stahlblech. Die Winkel können in vier Stufen zu je 20 mm verstellbar werden. Dadurch kann man die Chassishöhe den jeweils verwendeten Bauelementen anpassen und das Gehäusevolumen optimal ausnutzen.

## MIL-Vorschriften für Festkondensatoren

Eine von Cornell-Dubilier Electronics (Deutsche Vertretung: Amphenol-Borg GmbH, München-Deisenhofen) herausgegebene kurze Zusammenstellung aller MIL-Vorschriften für Festkondensatoren gibt dem Entwicklungsingenieur wertvolle Hinweise für die Verwendungsmöglichkeit der verschiedenen Kondensatortypen. In übersichtlicher Form sind die wichtigsten Eigenschaften der MIL-Kondensatoren zusammengestellt sowie Angaben für die Entschlüsselung gemacht.





P. ALTMANN

## Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 14, S. 529

### 4. Einige Grundversuche aus der elektronischen Schaltungstechnik

Für diesen Schlußabschnitt wurden fünf Hauptgebiete ausgewählt, die Versuchen leicht zugänglich sind: Stabilisierungsschaltungen, Schaltungen zur Frequenzteilung, photoelektronische Schaltungen, Schaltungen mit Halbleitern und Schaltungen mit Thyristoren oder Relaisröhren. Diese Grundschaltungen kommen in der allgemeinen Elektronik immer wieder vor, und wenn man sie versteht, kann man auch die Wirkungsweise komplizierter elektronischer Einrichtungen gut übersehen.

#### 4.1. Stabilisierungsschaltungen

Anordnungen zur Stabilisierung von Spannungen und Strömen sind in der elektronischen Praxis sehr wichtig. Besonders bei Meß- und Prüfgeräten, zum Beispiel bei Tongeneratoren, Meßsendern, Röhrenvoltmetern usw., braucht man sehr stabile Speisespannungen. Einfache Netzgleichrichter reichen bei weitem nicht aus, weil sie den Netzspannungsschwankungen folgen und außerdem verhältnismäßig große Innenwiderstände haben. Eine wechselnde Belastung solcher Gleichrichter führt also ebenfalls zu stark schwankenden Ausgangsspannungen.

Elektronische Stabilisierungsschaltungen machen nicht nur von Schwankungen der Speisespannung unabhängig, sondern liefern auch sehr kleine Innenwiderstände, so daß sich Belastungsschwankungen nur geringfügig auf die Ausgangsspannung auswirken. Allerdings ergeben sich bei Stabilisierungsschaltungen stets gewisse Verluste, da sie einen Eigenverbrauch haben, der sich nicht vermeiden läßt. Indessen tritt dieser Nachteil gegenüber den großen Vorteilen stabilisierter Spannungsquellen weit in den Hintergrund.

Einfache Stabilisierungsschaltungen arbeiten mit Zenerdioden oder Glühlampen. Zenerdioden (die Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung läßt sich durch verschiedene Maßnahmen kompensieren) verwendet man vorzugsweise zur Stabilisierung niedriger, Glühlampen zur Stabilisierung hoher Gleichspannungen.

Auch Wechselspannungen lassen sich gut mit diesen Anordnungen stabilisieren, wenn man gewisse Kurvenverzerrungen in Kauf nimmt. Höhere Ansprüche erfüllen die elektronischen Stabilisierungsschaltungen mit Röhren und Transistoren. Man kann diese Anordnungen bei sehr guter Stabilisierung nicht nur höher belasten, sondern auch ihre Ausgangsspannung ohne Vergrößerung des Innenwiderstandes stufenlos regeln. Zusätzlich benötigt man ein Spannungs-Vergleichsnormale, wofür wiederum Zenerdioden oder Glühlampen stabilisierten können. Bei einfachen Netzgeräten erhöht die Regelbarkeit dagegen den Innenwiderstand im allgemeinen beträchtlich.

Eine andere Art von Stabilisierung finden wir in der Radiotechnik in Form der automatischen Verstärkungsregelung. Auch davon wird noch kurz die Rede sein.

#### 4.1.1. Zenerdioden-Stabilisierungsschaltungen

Wir haben uns bereits für frühere Versuche eine Zenerdiode Z 3 beschafft und wollen mit dieser nun die einfache Stabilisierungsschaltung nach Bild 39 aufbauen. Wir verwenden zwei hintereinander geschaltete Taschenlampenbatterien, so daß sich eine Spannung von 9 V ergibt. Die

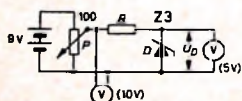


Bild 39. Stabilisierung mit Zenerdiode

Zunächst messen wir die am Potentiometer P abgegriffene Spannung und merken uns die Stellungen des Drehknopfes für die Spannungen 6 V und 8 V. Dann legen wir das Instrument parallel zur Zenerdiode und beginnen unsere Versuche mit verschiedenen Werten für R. Ändern wir die Spannung zwischen 6 und 8 V, so erhalten wir bei Widerstandswerten

zwischen 100 und 1 kOhm für R die in der nachstehenden Tabelle angegebenen Spannungswerte  $U_D$  an der Zenerdiode. In der dritten Spalte der Tabelle ist jeweils die Spannungsschwankung  $\Delta U_D$  angegeben.

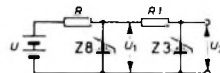
R [kOhm]	$U_D$ [V]	$\Delta U_D$ [V]
100	2,0 ... 2,12	0,12
50	2,15 ... 2,32	0,17
10	2,7 ... 2,9	0,2
1	3,55 ... 3,8	0,25

Schwankt also die Spannung am Eingang um 2 V, so ergeben sich am Ausgang Spannungsschwankungen, die stets nur Bruchteile eines Volt betragen. Das erklärt sich aus dem Zenereffekt, der bereits im ersten Teil der Beitragsreihe ausführlich besprochen wurde.

Interessant ist, daß die Spannungsschwankungen am Ausgang mit abnehmendem Vorwiderstand R immer größer werden. Während  $\Delta U_D$  bei 100 kOhm nur 0,12 V ist, erhält man bei 1 kOhm bereits 0,25 V, also mehr als das Doppelte. Daraus kann man leicht folgern, daß die Güte der Stabilisierung einer solchen Schaltung mit zunehmendem Vorwiderstand (genauer gesagt mit zunehmendem Wert des Verhältnisses zwischen Vorwiderstand und Widerstand der Zenerdiode) wächst. Allerdings hat ein zu großer Vorwiderstand bei gegebener Spannung den Nachteil, daß man der Stabilisierungsschaltung nur niedrige Ströme entnehmen kann, weil dann auch der Strom durch die Zenerdiode niedrig ist. Der Strom durch den angeschlossenen Verbraucher verringert nämlich den Zenerstrom entsprechend, und man kann der Schaltung, wenn sie noch stabilisieren soll, niemals höhere Ströme als den Zenerstrom entnehmen. Der entnommene Strom muß sogar stets niedriger als der Zenerstrom sein. Will man also eine gute Stabilisierung gegenüber Schwankungen der Eingangsspannung und außerdem Unabhängigkeit von größeren Belastungsschwankungen erreichen, also verhältnismäßig hohe Ströme entnehmen, so muß man unter Beibehaltung eines günstigen Verhältnisses zwischen Vorwiderstand R und Widerstand der Zenerdiode die Speisespannung so lange erhöhen, bis bei fehlender Belastung der maximal zulässige Zenerstrom der Diode erreicht ist. Die Güte der Stabilisierung ist also letzten Endes eine Frage des Aufwandes und auch des Wirkungsgrades.

Eine besonders wirksame Stabilisierung ergibt sich mit der Kaskaden-schaltung nach Bild 40, die zwei Zenerdioden mit abgestuften Zenerspannungen erfordert. Die erste Stabilisierung erfolgt durch die Zener-

Bild 40. Kaskadenstabilisierung mit Zenerdioden



diode Z 8 (Zenerspannung rund 8 V) in Verbindung mit R. Die von Schwankungen der Eingangsspannung U noch etwas abhängige Spannung  $U_1$  wird nochmals mit Z 3 stabilisiert. Selbstverständlich muß dann die Speisespannung U noch höher sein, da jetzt durch R noch zusätzlich der Zenerstrom der Zenerdiode Z 3 fließt. Eine solche Schaltung ist bei richtiger Bemessung allerdings nahezu unabhängig von Schwankungen der Eingangsspannung. Für die Spannungsänderung bei Belastungsschwankungen gelten die bei Bild 39 besprochenen Überlegungen.

Wir können mit der Zenerdiode Z 3 auch niedrigere Spannungen stabilisieren, wenn wir die Diode im Bild 39 umpolen. Dann arbeitet sie in Durchlaßrichtung, und man erhält eine stabilisierte Spannung von etwa 0,6 V, die ebenfalls weitgehend unabhängig von Änderungen der Speisespannung ist. Die Diode hat jetzt einen sehr kleinen Innenwiderstand in Durchlaßrichtung, der sich ebenfalls zur Stabilisierung eignet. Allerdings ist dieses Verfahren wenig gebräuchlich.

Der Vollständigkeit halber seien noch drei kleine Schaltungen angegeben, die die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten von Zenerdioden veranschaulichen sollen. Im Bild 41 bewirkt beispielsweise die Zenerdiode die Unterdrückung des Nullpunktes bei einem Voltmeter. Wir haben

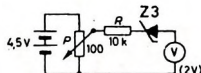


Bild 41. Voltmeter mit unterdrücktem Nullpunkt

wieder eine mit dem Potentiometer P einstellbare Spannung, die wir über den Schutzwiderstand R und die Zenerdiode Z 3 an das Voltmeter legen. Regeln wir die Spannung hoch, so ergibt sich zunächst kein Ausschlag. Erst wenn die Zenerspannung der Diode erreicht ist, beginnt das Voltmeter auszuschnagen, und zwar kann man nun einen kleineren Meßbereich von beispielsweise 2 V verwenden, obwohl die gesamte Speisespannung 4,5 V ist. Da an der Zenerdiode etwa 3 V abfallen, wird das Voltmeter nie mehr als etwa 1,5 V anzeigen. Kleine Änderungen der Speisespannung machen sich jedoch in dem kleineren Meßbereich wegen



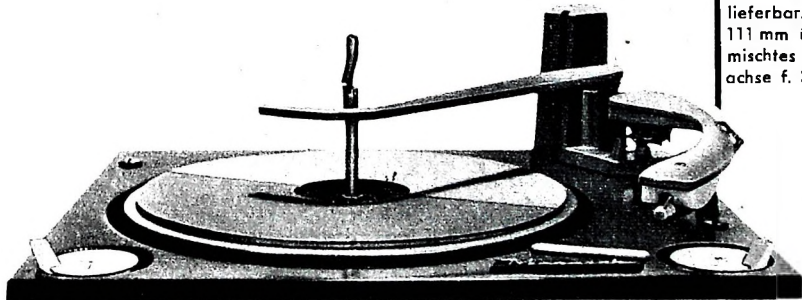


## - in 5 Kontinenten beliebt!

Dieser Plattenwechsler hat sich in der ganzen Welt bewährt. Seine moderne Form – ein Werk Raymond Loewys – paßt sich allen Möbeln, besonders denen unserer Zeit, harmonisch an. Er ist sichtbar nach funktionellen und ästhetischen Gesichtspunkten entwickelt, dabei durch Verzicht auf komplizierte Mechanismen robust und langlebig (Einknopf-Bedienung).

Technische Stichworte:

Für 16,5, 33, 45 und 78 U/min; Monaural- und Stereo-Tonkapsel – der Frequenzbereich des Kristallsystems gewährleistet gehörgerechte Wiedergabe; Klirrfaktor Wow < 0,2 %, Flutter < 0,06 % (Gaumont-Kalee). Auflagegewicht 7 g (variabel). A. W. Lieferung m. Keramik-Tonkapsel (4 g variabel). Außerdem a. W. auch mit Tonkopfwiege lieferbar, die System und Platte gegen Beschädigungen durch Druck und Stoß schützt. Automatische Freistellung des Reibrades in ausgeschaltetem Zustand. Für alle Spannungen und Batteriebetrieb lieferbar. Extrem flache Bauweise: betriebsbereit 111 mm über und 57 mm unter Einbauniveau. Gemischtes Spielen von 17-, 25-, 30-cm-Platten, Stapelachse f. 38-mm-Mittelloch.



Führende Einbaufirmen in der ganzen Welt nutzen seit vielen Jahren die äußeren und inneren Vorzüge dieses erfolgreichen Modells.

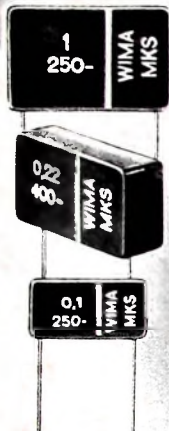
## BSR (Germany) GmbH.



3011 Laatzen/Hann. · West Germany  
Münchener Straße 16



# WIMA-MKS



## Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren.

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

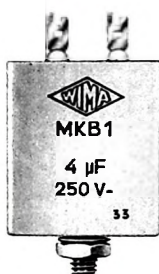
Vorteile:

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte.
  - Exakte geometrische Abmessungen.
  - Genaue Einhaltung des Rastermaßes.
  - Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten.
  - Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbstheilungseffekt.
  - HF-kontaktsicher und induktionsarm.
  - Verbesserte Feuchtesicherheit.
- Betriebsspannungen: 250 V— und 400 V—;  
 $U_N = 100$  V— in Vorbereitung.



## Moderne Bauelemente für die Elektronik

# WIMA-MKB



## Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren in Becherausführung.

Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

Zwei Ausführungen:

**MKB 1:** Im rechteckigen Alu-Becher mit Lötösen und Schraubbolzenbefestigung. Gießharzverschluß.

**MKB 2:** Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher.

Betriebsspannungen: 250 V— (bis 16 µF) und 400 V— (bis 6 µF).

**Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.**

**WIMA WILH. WESTERMANN**  
 SPEZIALFABRIK F. KONDENSATOREN  
 68 MANNHEIM POSTFACH 2345

des im Zenergebiet sehr kleinen Innenwiderstandes der Diode stark bemerkbar, so daß man eine sehr empfindliche Anzeige erhält. Durch Wahl entsprechend abgestufter Zenerdioden lassen sich Voltmeter mit unterdrücktem Nullpunkt für beliebige Meßbereiche schaffen.

Im Bild 42 ist angedeutet, wie man die Zenerdiode auch als Koppelglied zwischen zwei Transistorstufen verwenden kann. Dabei muß die Zenerdiode so bemessen sein, daß sie die sonst durch einen Kondensator blockierte Gleichspannungsdifferenz zwischen dem Collector des ersten und der Basis des zweiten Transistors aufnehmen kann. Die Vorspannung der Diode wird also so eingestellt, daß sie gerade das Zenergebiet mit dem kleinen Innenwiderstand erreicht, wobei dann die zu übertragende Wechselspannung fast verlustfrei zur Basis des zweiten Transistors gelangt. Trotzdem erfolgt dabei aber eine wirksame Abriegelung der Gleichspannung. Der kleine Innenwiderstand der Diode kommt hier besonders dann vorteilhaft zur Geltung, wenn tiefe Frequenzen übertragen werden müssen. Es liegt praktisch Gleichstromkopplung vor, so daß man Zenerdioden als Koppelglieder auch in Gleichstromverstärkern verwenden kann.

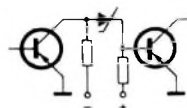


Bild 42. Zenerdiode als Koppelglied zwischen zwei Verstärkerstufen

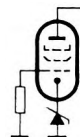


Bild 43. Zenerdiode als Katodenwiderstand

Bild 43 zeigt eine Zenerdiode im Katodenkreis einer Röhre zur Erzeugung der Gittervorspannung. Hier ergeben sich ähnlich günstige Verhältnisse wie bei Bild 42. Ist der Katodenstrom so hoch, daß die Zenerspannung der Diode erreicht wird, so stellt sie einen sehr kleinen Wechselstromwiderstand im Katodenkreis dar. Man kann dann in den meisten Fällen auf den Katodenkondensator verzichten, der bei tiefen Frequenzen eine sehr große Kapazität haben muß. Trotzdem ergibt sich die richtige Gittervorspannung durch die an der Zenerdiode abfallende Zenerspannung. Natürlich muß man eine Diode mit passender Zenerspannung vorher auswählen.

Neben den einfachen Stabilisierungsschaltungen nach den Bildern 39 und 40 kann man auch Brückenschaltungen verwenden (Bild 44). Der Verbraucher liegt in der Diagonale der Brücke, an der die Spannung  $U_a$  herrscht. Wenn sich  $R_2$  zu  $R_3$  wie  $R_1$  zum Widerstand der Zenerdiode

121

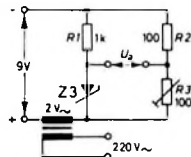


Bild 44. Brückenstabilisierung mit Zenerdiode

verhält, so bleibt die Ausgangsspannung weitgehend konstant. Der Abgleich der Schaltung kann mit dem veränderbaren Widerstand  $R_3$  erfolgen. Hält man die im Bild 44 angegebenen Werte ein, so kann man die Arbeitsweise der Schaltung gut nachweisen. Dazu schaltet man in Reihe mit der Speisespannung von 9 V eine niedrige Wechselspannung von 2 V, die man einem Netztransformator entnehmen kann. Die Brücke wird nun mit der Summe der Gleichspannung und der Wechselspannung gespeist. An die Anschlüsse für  $U_a$  legt man einen Kopfhörer und regelt  $R_3$  so ein, daß das Brummgeräusch ein Minimum erreicht. Dieses Minimum ist verhältnismäßig scharf und weist darauf hin, daß die Brücke jetzt so abgeglichen ist, daß kleine Änderungen der Eingangsspannung (die hier durch die Wechselspannung hervorgerufen werden) die Ausgangsspannung praktisch nicht mehr beeinflussen. Allerdings ist die an sich hochwertige Stabilisierung nur innerhalb eines relativ kleinen Bereiches der Speisespannung wirksam. Bei größeren Schwankungen kommt die Brücke aus dem Gleichgewicht.

### 4.1.2. Glühlampen-Stabilisierung

Das Prinzip der Glühlampen-Stabilisierung wurde ebenfalls bereits im ersten Teil dieser Beitragsreihe (Abschnitt 4.4.1.) ausführlich erörtert, so daß wir uns hier auf die Wiedergabe des grundsätzlichen Schaltbildes



(Bild 45) beschränken können. Die Glühlampe  $Gl$  wird über den Widerstand  $R$  von der schwankenden Spannung  $U$  gespeist. Dabei bleibt die Spannung an der Glühlampe trotz schwankender Eingangsspannung  $U$  annähernd konstant. Durch die gestrichelt angedeutete Kaskodenschaltung läßt sich die Stabilisierung, ähnlich wie in der Schaltung nach



Bild 40, wesentlich verbessern. Man kann außerdem mehrere Glimmlampen in Reihe schalten, so daß sich ihre Brennspannungen addieren. Dann lassen sich entsprechend hohe Spannungen stabilisieren. Die Parallelschaltung von Glimmlampen ist allerdings nicht möglich. Es gibt heute im Handel verschiedene Stabilisatorröhren für unterschiedliche Spannungen, besonders auch für sehr hohe Werte, wie man sie zum Beispiel für Oszillografen usw. benötigt.

Auch der Glimmlampenstabilisierung haften gewisse Nachteile an. Zum Beispiel muß der entnehmbare Höchststrom stets niedriger als der Querschnitt durch die Glimmstrecke sein, da sonst die Glimmentladung abreißt und die Stabilisatorröhre unwirksam wird. Weiterhin ergibt sich beim Betrieb der Stabilisatorröhre, besonders wenn es sich um höhere Ströme handelt, eine erhebliche Verlustleistung. Schließlich ist die Spannung nicht ohne weiteres regelbar, sondern durch die Eigenschaften der Glimmlampe festgelegt. Auch der Innenwiderstand solcher Stabilisierungsschaltungen ist nicht immer ausreichend, und die Stabilisierungswirkung ist beschränkt. Deshalb geht man immer mehr zu den zwar größeren Aufwand erfordernden, aber sehr wirksamen elektronischen Stabilisierungsschaltungen über, die im folgenden Abschnitt besprochen werden sollen.

#### 4.1.3. Elektronische Stabilisierung mit Röhren

Elektronische Stabilisierungsschaltungen mit Röhren erlauben nicht nur eine kontinuierliche Regelung der Ausgangsspannung ohne Beeinträchtigung des kleinen Ausgangswiderstandes, sondern man kann sie auch so dimensionieren, daß sie sowohl gegenüber Schwankungen der Eingangsspannung als auch gegenüber schwankender Belastung unempfindlich sind. Um das Grundprinzip zu verstehen, gehen wir von der einfachen Schaltung Bild 46 aus, die wir leicht aufbauen können. Wir

1122

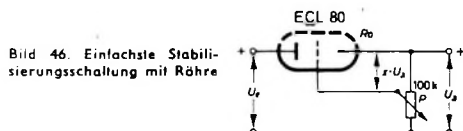


Bild 46. Einfachste Stabilisierungsschaltung mit Röhre

verwenden dazu den Triodenteil der ECL 80 und schalten in die Katodenleitung das Potentiometer P; das Gitter wird mit dem Schleifer des Potentiometers verbunden. Als Eingangsspannung verwenden wir die Spannung unseres Netzgerätes, in diesem Fall etwa 200 V. Legt man nun an die Ausgangsklemmen ein Voltmeter, so wird man, wenn der Schleifer des Potentiometers am unteren Anschlag steht, keinen Ausschlag feststellen. Der geringste Stromfluß in der Röhre würde nämlich sofort gesperrt werden, weil dann an P eine sehr hohe Spannung abfällt. In der Praxis ist dieser Reststrom jedoch so niedrig, daß sich an P keine so hohe Spannung ausbildet, wie sie zur Sperrung der Röhre benötigt wird. Wir werden daher eine Ausgangsspannung von etwa 20 V messen. Nun drehen wir den Schleifer von P so lange nach oben, bis 100 V Ausgangsspannung erreicht sind. Je niedriger nämlich die Spannung  $x \cdot U_a$  wird, die die Gittervorspannung der Röhre darstellt, um so höher wird der Anodenstrom und um so höher also auch die Spannung  $U_a$ .

1123

Jetzt ändern wir die Eingangsspannung  $U_e$ , und zwar erhöhen wir sie zunächst auf 250 V. Dann messen wir eine Spannung  $U_a$  von etwa 130 V, und wenn wir  $U_e$  auf 150 V erniedrigen, so sinkt  $U_a$  auf etwa 70 V ab. Einer Spannungsänderung am Eingang von jeweils 50 V entspricht also nur eine Spannungsänderung von 30 V am Ausgang. Es liegt demnach bereits eine, wenn auch nur sehr schwache, stabilisierende Wirkung vor. Sie erklärt sich folgendermaßen: Hat zum Beispiel die Spannung  $U_e$  die Tendenz zu steigen, so steigen zunächst auch der Strom und der Spannungsabfall an P. Dadurch erhöht sich aber auch die negative Gittervorspannung der Röhre, so daß diese den Strom wieder auf den alten Wert zu verringern versucht. Das gelingt jedoch nur sehr unvollständig, weil wir nur den kleinen Anteil  $x \cdot U_a$  der Ausgangsspannung an P abgreifen, in dem natürlich auch nur ein Teil der Spannungsänderung am Eingang enthalten ist. Trotzdem ist die Wirkung noch deutlich erkennbar. Erheblich besser ist die Schaltung nach Bild 47, die wir jedoch nicht auf-

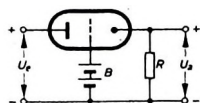


Bild 47. Verbesserte, Röhren-Stabilisierungsschaltung

bauen können, da uns keine zweite geeignete Spannungsquelle zur Verfügung steht. Hier liegt zwischen dem Gitter und dem Minuspunkt der Schaltung eine zusätzliche Spannungsquelle B, deren Spannung so hoch sein muß, daß die Röhre gerade die richtige negative Gittervorspannung erhält (diese besteht aus der Differenz zwischen  $U_a$  und der Spannung von B). Nun wirkt zwar gleichspannungsmäßig wiederum nur der Betrag  $x \cdot U_a$  als Gittervorspannung, aber die Schwankungen der Eingangsspannung  $U_e$  kommen jetzt voll zur Wirkung, weil auch die Spannungs-

# 451D

Abmessungen: 13,5 mm ø  
50 mm hoch  
Gewicht: 23 g  
Nennspannung: 1,2 V  
Nennkapazität: 450 mAh  
10-stündig

## Planen Sie den Bau von schnurlosen Elektrogeräten?

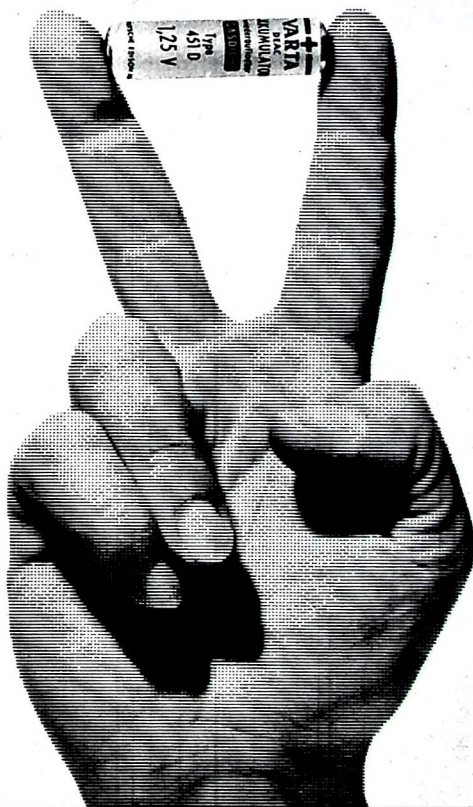
Dann wird Sie die VARTA DEAC Zelle 451 D interessieren.

Diese wiederaufladbare, gasdichte Nickel-Cadmium-Zelle hat einige besondere Vorteile: günstiges Leistungsgewicht, günstiges Leistungsvolumen und große Leistungsfähigkeit.

Bisher wurde sie vorwiegend als Stromquelle für Schwerhöringeräte, Meßgeräte und Kofferradios verwendet. Aber vielleicht ist gerade die Zelle 451 D für Ihr schnurloses Elektrogerät besonders geeignet.

VARTA DEAC baut serienmäßig Stahlakkumulatoren in den Kapazitäten von 0,02 Ah bis 1000 Ah.

Nutzen Sie bei Ihren Überlegungen die Erfahrungen der VARTA DEAC. Unser Berater steht Ihnen zu einem Gespräch gern zur Verfügung.



VD 1/64

immer wieder **VARTA** wählen





# PHILIPS

Für unseren modern eingerichteten Rundfunk-, Fernseh-, Phono- und Tonbandgeräte-Reparaturbetrieb Stuttgart, Rothenbergstraße 20, suchen wir

## Rundfunk-Techniker Fernseh-Techniker Phono-Tonband-Techniker

mit Reparaturpraxis.

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen erbeten an



**DEUTSCHE PHILIPS GMBH**

Filialbüro Stuttgart  
7 Stuttgart 1, Postfach 945

# PHILIPS

Wir suchen einen

## HF-Ingenieur

oder

## Fernsehtechniker

mit Meisterprüfung

für den Einsatz als Fernsehlehrer in unserer Fernschule in Hamburg.

Der Bewerber muß sehr gute praktische und theoretische Kenntnisse der Fernstechnik besitzen. Gute pädagogische Fähigkeiten sind Voraussetzung. Eine Einweisung in die Transistor- und Farb-Fernstechnik ist vorgesehen.

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen erbeten an



**DEUTSCHE PHILIPS GMBH**

Personalabteilung

2 Hamburg 1, Postfach 1093, Mönckebergstr. 7

# PHILIPS

sucht:

## KONSTRUKTEURE

(HTL-Ing.) Fachrichtung Feinwerktechnik, allgem. Maschinenbau oder Elektronik. Das Aufgabengebiet umfaßt die selbständige Konstruktion von Fernsehgeräten und Bauelementen.

## ELEKTRO-ING. (HTL)

als Arbeitsvorbereiter für die Serienproduktion von Fernsehgeräten.

## TECHNIKER

Fachrichtung Allg. Maschinenbau, für Konstruktionsaufgaben im Rahmen der Betriebsmechanisierung.

## RUNDFUNK- UND FS-MECHANIKER

für Aufgaben in der Qualitätskontrolle und in der Abt. Meßgeräte-Neubau.

Bei der Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

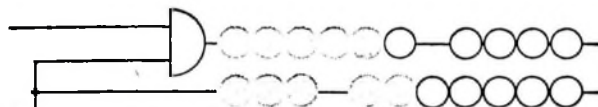
Schriftliche Bewerbungen, deren schnelle und vertrauliche Bearbeitung wir Ihnen zusichern, erbitten wir an



**DEUTSCHE PHILIPS GMBH.**

Apparatefabrik Krefeld,  
Personal- und Sozialabteilung,  
415 Krefeld-Linn

# PHILIPS



Sehen Sie in der Elektronik einen wesentlichen Industriefaktor der Zukunft?

Wollen Sie an der Lösung mannigfaltiger Probleme der Elektronik mitwirken?

Dann finden Sie in unserem modernen Werk ein ausbaufähiges und interessantes Aufgabengebiet!

Wir suchen zum baldmöglichen Eintritt

## Junge Ingenieure (HTL) und qualifizierte Techniker

mit guten elektronischen Grundkenntnissen und möglichst Erfahrungen mit Halbleiter-Bauelementen und Schaltkreisen in digitalen Schaltungen.

Herren, die nach Einarbeitung in unseren Prüffeldern bereit und in der Lage sind, eine verantwortliche Position selbständig auszufüllen, finden vielseitige Aufgabengebiete.

Sie finden bei uns leistungsgerechte Bezahlung, 5-Tage-Woche, aufgeschlossene Mitarbeiter, angenehme Arbeitsbedingungen und zeitgemäße Sozialleistungen.

Richten Sie bitte Ihre Bewerbung mit den üblichen Unterlagen an

**Akkord-Radio GmbH**

Personalabteilung · 6742 Herxheim/Pfalz





# MP-KONDENSATOREN

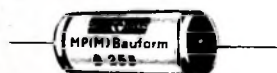
entsprechend VDE 0560 - Teil 14 / 10.62

sind in allen Spannungsreihen mehrlagig aufgebaut und daher

betriebszuverlässig  
isolationssicher  
kapazitätstabil.

### Bauformen:

**... für alle An-  
wendungsgebiete  
der Elektronik**

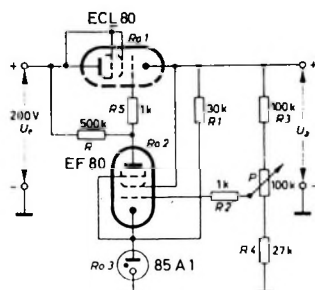


**Angebote und  
weitere Unterlagen  
auf Anfrage.**

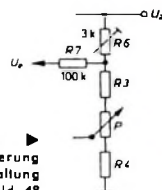
**HYDRAWERK  
AKTIENGESELLSCHAFT  
1 BERLIN 65**

schwankungen an  $R$  das Gitter der Röhre voll beeinflussen. Daher bewirkt eine relativ kleine Änderung von  $U_a$  eine kräftige Steuerung der Röhre, so daß die Stabilisierung besser wird. Sie reicht jedoch für praktische Zwecke noch nicht aus, abgesehen davon, daß die erforderliche Hilfsspannungsquelle einen erheblichen Aufwand bedeutet.

In der Praxis verwendet man Schaltungen nach Bild 48, die keine besondere Hochspannungsquelle benötigen und außerdem so wirksam sind, daß beträchtliche Schwankungen der Eingangsspannung nur noch fast



**Bild 48. Vollständige elektronische Röhren-Stabilisierungsschaltung**



**Bild 49.** ►  
**Verbesserung**  
**zur Schaltung**  
**nach Bild 48**

unmerkbare Schwankungen der Ausgangsspannung zur Folge haben. Das bewirkt die Verstärkerröhre  $R\ddot{o} 2$ , die die Schwankungen von  $U_a$  so verstärkt, daß sie von der Regelröhre  $R\ddot{o} 1$  wirksam ausgeglichen werden können. Die Anode von  $R\ddot{o} 2$  liegt über den Schutzwiderstand  $R 5$  unmittelbar am Gitter von  $R\ddot{o} 1$ , die dieselbe Funktion wie in den Bildern 46 und 47 hat. Der Außenwiderstand der Verstärkerröhre  $R\ddot{o} 2$  ist  $R$ .

Um eine wirksame Regelung zu erhalten, muß man möglichst alle Schwankungen von  $U_a$  dem Steuergitter von R2 zuführen. Da sich das Gitter von R2 nicht unmittelbar mit der Ausgangsspannung verbinden läßt, macht man die Katode positiv, und zwar mit Hilfe der Röhre R3, für die man eine hochwertige Stabilisatorröhre 85 A 1 (Valvo) verwendet. R3 erhält über R1 einen Hilfsstrom, so daß sie dauernd gezündet ist und eine Spannung von rund 80 V liefert. Um diese 80 V ist also die Katode von R2 positiver als der Minuspunkt der Schaltung. Wir können jetzt über den Schutzwiderstand R2 am Potentiometer P einen ziemlich großen Anteil der Gesamtspannung  $U_a$  abgreifen, ohne befürchten zu müssen, daß R2 eine positive Gittervorspannung erhält. Der Spannungsteiler R3, P, R4 ist so bemessen, daß man mit P den Arbeitspunkt der Röhre noch im Bereich negativer Gitterspannungen halten und entsprechend verschieben kann. Das Schirmgitter von R2 liegt unmittelbar an der Ausgangsspannung  $U_a$ .

Hat nun die Eingangsspannung  $U_e$  die Tendenz zu steigen, so erhöht sich zunächst der Anodenstrom von  $R\bar{a}1$ . Infolgedessen wird der Schleifer von  $P$  etwas positiver gegenüber dem Minuspul, was einer positiver werdenden Gittervorspannung von  $R\bar{a}2$  entspricht. Daher erhöhen sich ihr Anodenstrom und der Spannungsabfall an  $R_1$ , so daß die Anode entsprechend negativer wird. Dieser Spannungsrückgang gelangt über  $R5$  zum Gitter von  $R\bar{a}1$ , deren Anodenstrom jetzt so weit fällt, daß die Spannungserhöhung am Eingang kaum mehr am Ausgang bemerkbar ist. Eine sehr geringe Spannungserhöhung kann man natürlich messen, weil ja sonst der Regelvorgang, wie er hier beschrieben wurde, nicht möglich wäre.

Beginnt die Eingangsspannung zu fallen, so spielt sich der umgekehrte Vorgang ab. Dann wird der Schleifer des Potentiometers etwas negativer, der Anodenstrom von R<sub>ö 2</sub> geht zurück, ihre Anode wird positiver, und R<sub>ö 1</sub> liefert einen höheren Anodenstrom, der den Rückgang der Eingangsspannung kompensiert. Die Regelung ist um so wirksamer, je besser die Röhre R<sub>ö 2</sub> verstärkt. In besonders hochwertigen Stabilisierungsschaltungen verwendet man sogar zweistufige gleichstrommäßig gekoppelte Verstärker. In den meisten Fällen genügt aber eine Verstärkerstufe.

Die Schaltung nach Bild 48 regelt nicht nur Schwankungen der Eingangsspannung aus, sondern kompensiert auch Spannungsschwankungen, die bei Belastungsänderungen entstehen. Das ist leicht verständlich. Schließen wir zum Beispiel an die Ausgangsklemmen einen Widerstand an, so sinkt die Ausgangsspannung zunächst ab. Dann wird der Schleifer des Potentiometers etwas negativer, der Anodenstrom von R6 2 niedriger und ihre Anode positiver. Dadurch verringert sich die negative Gittervorspannung von R6 1, so daß auch die Belastungsschwankung kompensiert wird. Unempfindlichkeit der Ausgangsspannung gegenüber Belastungsschwankungen bedeutet jedoch einen kleinen Innenwiderstand, den man hier auf rein elektronischem Wege erreicht.

Mit P kann man außerdem die Spannung innerhalb gewisser Grenzen stetig regeln. Verstellt man den Schleifer von P in Richtung positiver Spannungen, so sinkt die Ausgangsspannung, weil sich der Anodenstrom von R<sub>2</sub> erhöht, so daß Ihre Anode negativer und R<sub>2</sub> 1 dadurch stärker gesperrt wird. Macht man dagegen den Schleifer von P negativer, so steigt U<sub>a</sub> an, weil die Anode von R<sub>2</sub> 2 positiver wird, so daß sich der Strom

durch  $R_1$  erhöht. Auf den kleinen Innenwiderstand hat diese Einstellbarkeit der Ausgangsspannung keinen ungünstigen Einfluß, wenn man davon absieht, daß eine Verschiebung der Arbeitspunkte der Röhren zu Veränderungen der Steilheit führen kann. Bei der Dimensionierung muß man daher darauf achten, daß die Steilheit bei beiden Röhren und bei allen einstellbaren Spannungen im optimalen Bereich bleibt.

Wie schon erwähnt, bleibt auch bei der sehr wirksamen Regelschaltung nach Bild 48 stets eine kleine Spannungsschwankung am Ausgang übrig, da diese ja zur Einleitung des Regelvorganges erforderlich ist. Trotzdem kann man durch eine kleine Hilfsschaltung völlige Unabhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung erreichen. Dazu führt man nach Bild 49 einen Teil der Eingangsspannung  $U_i$  über den Widerstand  $R_7$  unter Umgehung von  $R_1$  dem Spannungsteiler  $R_3, P, R_4$  zu. Zur Dosierung dient der einstellbare Widerstand  $R_6$ . Wenn jetzt die Eingangsspannung schwankt, so wird die Schwankung direkt auf den Spannungsteiler übertragen und auf diese Weise für eine besonders wirksame Steuerung von  $R_2$  und  $R_1$  gesorgt. Bei richtiger Einstellung von  $R_6$  ist diese Wirkung gerade so groß, daß eine Spannungsschwankung am Eingang vollständig kompensiert wird. Man kann sogar eine Überkompensation erreichen, die sich dadurch äußert, daß die Ausgangsspannung bei steigender Eingangsspannung etwas fällt, während sie bei sinkender Eingangsspannung ansteigt. Der Fall völliger Unabhängigkeit der Ausgangs- von der Eingangsspannung fällt mit dem Innenwiderstand Null zusammen, während bei Überkompensation ein negativer Innenwiderstand vorhanden ist. Eine überkompensierte Schaltung neigt daher zu sogenannten Pendelschwingungen. In der Praxis kann man den Innenwiderstand Null natürlich niemals ganz exakt einstellen.

Wer will, kann die Schaltung nach Bild 48 in das bereits vorhandene Netzgerät einbauen. Man erhält dann eine sehr gut stabilisierte Spannungsquelle. (Fortsetzung folgt)

## Aus Zeitschriften und Büchern

### Stabilisierter Hochspannungsteil

Mit der im Bild 1 angegebenen Schaltung läßt sich eine im Bereich 0...1200 V einstellbare stabilisierte Hochspannung erzeugen. Besonderer Wert wurde auch auf eine gute Stabilität gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur gelegt.

Die Speisespannung (22...30 V) ist mit Hilfe der Dioden  $D_1$  und  $D_2$  vorstabilisiert und mit  $C_1$  geglättet. Der negative Temperaturgang der Zenerdiode  $D_1$  wird dabei durch den entgegengesetzten gleichen Temperaturkoeffizienten von  $D_2$  kompensiert. Die Basis des Regeltransistors  $T_1$  liegt an einer konstanten Zenerspannung von 6,2 V, so daß man am Emitter eine nahezu lastunabhängige 6-V-Spannung abgreifen kann, die über den Einstellregler  $R_3$  dem Generatorteil zugeführt wird.

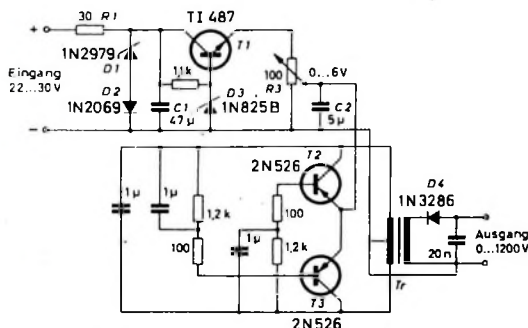


Bild 1. Schaltung des stabilisierten Hochspannungsteils

Die Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  bilden mit der Primärwicklung von  $T_1$  einen Gegentaktoszillator. Ändert man mit  $R_3$  die Betriebsspannung, so ändert sich auch die Amplitude der erzeugten Wechselspannung und damit die im Sekundärkreis von  $T_1$  mit  $D_4$  gleichgerichtete Hochspannung. Wenn sich die Eingangsspannung im Bereich 22...30 V ändert, beträgt die Abweichung der eingestellten Hochspannung  $\pm 0,5\%$  vom Sollwert. Die entnehmbare Leistung ist 200 mW, und der Temperaturgang der Hochspannung im Bereich  $-15^\circ\text{C}$  ...  $+15^\circ\text{C}$  ist  $0,1\%/^\circ\text{C}$ .

(P. de la, J. G.: Network filters stabilize d-c supply over wide range. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 18, S. 83)

### Berichtigung

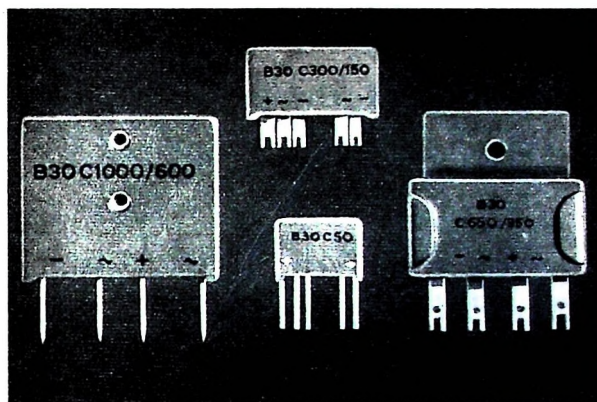
Schaltungs- und Konstruktionsfeinheiten von Fernsehempfängern. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 11, S. 392-394.

Auf Seite 394 ist in der ersten Spalte bei der Beschreibung der gedruckten Platte des Bild-ZF-Verstärkers von Grundig für die maximale Abweichung der Induktivitäten ein Wert von  $\pm 5\%$  angegeben; richtig muß es jedoch  $\pm 5\%$  heißen.



## Selen-Kleinflächgleichrichter

für Transistorgeräte



262-003-2

Durch ihren besonderen Aufbau eignen sich diese Selen-Kleinflächgleichrichter vorzüglich für die Kompaktbauweise von transistorierten Geräten. Mit Ausnahme des Typs B30C650/350 sind sie mit Kunstharz vergossen.

Von besonderer Bedeutung ist ihr kleiner Innenwiderstand.

Für die Montage mit Kontaktkühlung sind die Gleichrichter mit Lötflächen ausgeführt.

Auf Anforderung können sie auch mit Anschluß-Spießen für den Einsatz in gedruckten Schaltungen geliefert werden.

### Technische Daten

Kennzeichnung	Tabletten- größe cm <sup>2</sup>	Anschluß- spannung V <sub>eff</sub>	Gleichstrom mit Kontaktkühlung mA	Gleichstrom ohne Kontaktkühlung mA
B30C50	0,15	30	—	50
B30C300/150	0,6	30	300	150
B30C500/250	1,3	30	500	250
B30C650/350	2,7	30	650	350
B30C1000/600	2 x 2,7	30	1000	600



## Verkäufe

**STO-elektronik**

**SIEGFRIED BROSCHE**

8952 Marktobderdorf, Heelsstraße 10

Preisgünstige ab  
Transistoren 1 St. 10 St.

GFT 32/15 B NF 150 mWatt 1,— 0,90  
GFT 42 B UKW Drift 1,50 1,20  
GFT 3708 NF 8 Watt 2,20 1,90  
5/61 MeB-Diode 60Vsperr.  
Imax 30mA 0,80 0,70

Siliziumgleichrichter  
35 Veff/18 Amp. 5,50 4,50  
70 Veff/18 Amp. 6,50 5,—  
280 Veff/18 Amp. 12,60 10,—  
600 Vss/0,75 Amp. 3,50 3,—  
800 Vss/0,75 Amp. 4,20 3,80

## Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschluszeugnis. 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



Zeit sparen  
rasch orientieren  
günstig einkaufen

## LEIPZIGER MESSE

vom 6. — 13. September 1964

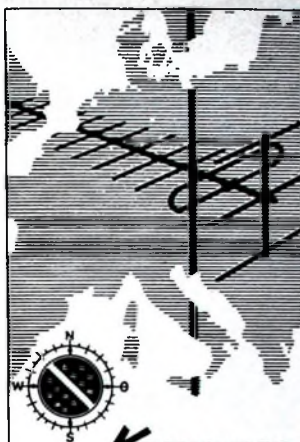
Der universale Konsumgütermarkt von Weltruf  
800 000 Muster und Neuheiten in 30 Branchen

Messeausweise an allen Grenzübergangsstellen und in Reisebüros

Auskünfte: Zweigstelle des Leipziger Messeamtes, 6 Frankfurt/Main, Liebfrauenberg 37, Telefon 287207 und LEIPZIGER MESSEAMT, Leipzig C1, HAINSTRASSE 18

800 JAHRE LEIPZIGER MESSE

Jubiläumsmesse vom 28. Februar — 9. März 1965



**Kompass**

FS- u. UKW-  
Antennen  
Abstandisolatoren  
Zubehör

Hunderttausendfach  
bewährt von der Nordsee  
bis zum Mittelmeer.  
Neues umfangreiches  
Programm.  
Neuer Katalog 6430 wird  
dem Fachhandel gern zuge-  
stellt.

Kompass-Antennen  
3500 Kassel  
Erzbergerstraße 55/57

**RÖHREN-Blitzversand**

Fernseh - Radio - Tonband - Elektro - Geräte - Teile

DY 86	2,70	EF 80	2,65	EY 86	3,10	PCF 82	3,50	PL 36	4,90
EAA 91	2,00	EF 86	2,85	PC 86	4,95	PCF 86	3,30	PL 81	4,20
EAB 80	2,35	EF 89	2,50	PC 88	4,95	PCL 81	3,55	PL 500	5,95
ECC 85	2,70	EL 34	6,90	PCC 88	4,95	PCL 82	3,90	PY 81	2,90
ECH 81	2,50	EL 41	2,95	PCC 89	4,95	PCL 85	4,95	PY 83	2,70
ECH 84	3,50	EL 84	2,60	PCF 80	3,50	PCL 86	4,95	PY 88	3,85

F. Heinze, 863 Coburg, Großdrlg., Fach 507 / Nachnahmeversand

## Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-9 Stück	10-100 Stück
17,5 cm NP	45 per Min.	2 x 3 Min.	DM 8,—	DM 6,—
17,5 cm EP	45 per Min.	2 x 6 Min.	DM 10,—	DM 8,—
25 cm LP	33 per Min.	2 x 16 Min.	DM 20,—	DM 16,—
30 cm LP	33 per Min.	2 x 24 Min.	DM 30,—	DM 24,—

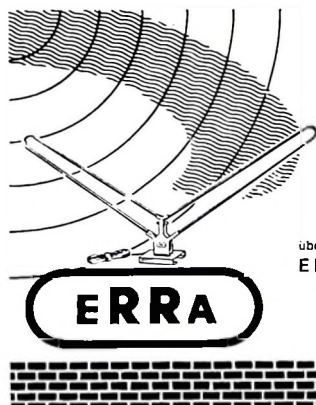
REUTERTON-STUDIO 535 Euskirchen, Wilhelmstr. 46 - Tel.: 28 01

## Kaufgesuche

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

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren. Berlin W 35



**ERRA**  
FS-Antennen,  
UKW-Antennen  
und -Zubehör

- bietet heute an:
- eine Zimmerantenne
- auf jeden Kanal abstimmbar
- von Kanal 2 bis Kanal 60
- für das I., II. und das III. Programm
- und für UKW-Rundfunk-Empfang
- das alles mit einer Antenne

überzeugen Sie sich selbst  
**ERRA-Betriebe**

Erich Raucamp  
Inh.: Ing. G. Bonsch  
MARBURG/Lahn  
Postfach 381

Zettelwirtschaft Bankrott bedingt  
Magler-Kasse Ordnung bringt



357 188 MOGLER KASSENFABRIK HEILBRONN

## Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand

Ingenieur Heinz Lange  
1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167, Telefon: Sammelnummer (03 11) 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jönicke, Technischer Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu. Anzeigenredaktion: Walter Bortsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, beide Berlin. Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, Berlin. Postschekkonto: FUNK-TECHNIK PsdA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



# VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

## 40 809

### Transistorsatz für 1 W-Verstärker

Der Transistorsatz 40 809 enthält vier in ihren Daten aufeinander abgestimmte Transistoren für den Aufbau eines 1 W-Verstärkers. Bei einer Umgebungstemperatur von 25°C beträgt der Kollektorstrom der Treiberstufe nur 7,7 mA. Eine willkürliche Transistor-Zusammenstellung (AC 127 P/AC 128 P) würde dagegen in der Treiberstufe einen Kollektor-Ruhestrom von 15 bis 18 mA erfordern. Die Gesamtstromaufnahme des Verstärkers beträgt ohne Aussteuerung 13,5 mA und steigt bei Voliaussteuerung auf 190 mA. Mit frequenzabhängiger Gegenkopplung (9 dB bei 1000 Hz) liegen die Grenzfrequenzen (— 3 dB) des Übertragungsbereiches bei 70 Hz und 8 000 Hz.

Klirrfaktor  $k_{ges}$  bei 1,2 W und 1000 Hz = 10%

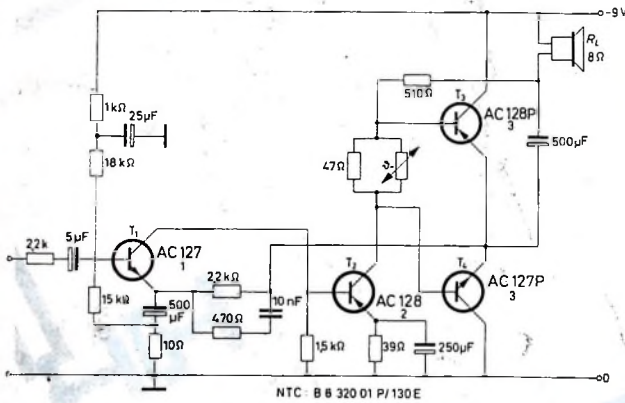
Klirrfaktor  $k_{ges}$  bei 1 W und 100 Hz = 6,5%

Klirrfaktor  $k_{ges}$  bei 1 W und 1000 Hz = 4%

Klirrfaktor  $k_{ges}$  bei 1 W und 8000 Hz = 4,6%

Eingangsstrom bei Nennleistung und 1000 Hz = 2,2  $\mu$ A

Eingangsspannung bei Nennleistung und 1000 Hz = 25 mV



VALVO GMBH HAMBURG 1

E.-Theilmann-Str. 56

10020

10020

80329

A 0654/592