

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3'09 D

4 | 1963 +

2. FEBRUARHEFT

mit FT-Sammlung



2. FEBRUARHEFT 1963

Tagung „Zuverlässigkeit“ am 9 und 10. April in Nürnberg

Im Lessing-Theater (Hotel Deutscher Hof Nürnberg) findet am 9 und 10. April 1963 die Tagung „Zuverlässigkeit“ statt. Veranstalter ist der NTG-Ausschuß „Zuverlässigkeit“, die Tagungsleitung liegt in den Händen von J. ROLLGARDT.

Neue organisatorische Gliederung der SEL

Die Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Stuttgart-Zuffenhausen, hat mit dem Beginn des Jahres 1963 eine neue organisatorische Gliederung erhalten.

Durch eine Gliederung in Zentrale Leitungen für das kommerzielle Gebiet, für die Technik, Finanz und für den Export, die über die Breite des Unternehmens wirken, werden die ganze SEL gemeinsam betreffende Aufgaben wahrgenommen. Eine vertikale Organisation umfaßt folgende sechs Geschäftsbereiche: Fernsprechtechnik, Weitverkehr und Navigation, Kabel und Leitungen, Datentechnik, Bauelemente, Rundfunk Fernsehen Phono.

Von den traditionellen Namen der Stammfirmen der SEL, die den bisherigen Werkgruppen ihre Namen gaben werden Mix & Genest, Lorenz und Schaub in den Bezeichnungen der zwei großen Berliner Werke der SEL und als Markenbezeichnung, z. B. in den Schaub-Lorenz-Rundfunk- und Fernsehgeräten, weiterleben.

Zusammenarbeit Braun-Shure

Die Braun AG wird künftig die Interessen von Shure Brothers, Inc. USA in der Bundesrepublik wahrnehmen. Die Shure-Erzeugnisse sollen vor allem das Braun-Hi-Fi-Programm ergänzen. Unabhängig davon sollen Shure-Produkte an Handel und Industrie geliefert werden. Shure gilt als führendes amerikanisches Unternehmen für Hi-Fi-Tonabnehmer und Tonarme, für Mikrofone und für Magnetköpfe.

Neue Daystrom-Fabrik in Sprendlingen

Kürzlich bezog die Daystrom GmbH die deutsche Niederlassung eines amerikanischen Konzerns, eine neue Fabrik in Sprendlingen bei Frankfurt (Main). Sie fertigt Geräte für Radio-Fernseh-Techniker und Funkamateure (Heath) liefert aber auch Hi-Fi-Stereo-Bausteine sowie Handfunkprüfgeräte im Direktverkauf. Präzisionsbauelemente, elektrische und elektronische Geräte sind weitere Produktionszweige. Das neue Gebäude auf einem 20.000 m² großen Grundstück ist erweiterungsfähig. Als Geschäftsführer fungiert Werner Kirchhöltes. Die

Geräte sind wahlweise als Fertigfabrikate oder entsprechend billiger als Bausätze erhältlich. Daystrom liefert feiner „Weston“-Instrumente, Computer und elektronische Geräte verschiedener Art.

Neue Koffereempfänger von Graetz: „Page 1232 L“/„Page 1232 K“ und „Page de Luxe“

Als Weiterentwicklung bisheriger Geräte stellte Graetz zwei neue Universal-Koffereempfänger vor. Für die Empfänger „Page 1232 L“/„Page 1232 K“ (UML bzw. UMK, 9 Trans + 6 Halbleiter-Dioden) Ausgangsleistung 1 W) und „Page de Luxe“ (UKML, 10 Trans + 5 Halbleiter-Dioden + 1 Stabylit, Ausgangsleistung umschaltbar 0,9 W und 1,8 W) sind Autohalterungen mit automatischer Anschaltung von Autoantenne, Autobatterie, Wagenlautsprecher und Steuerung für Automatik-Antenne lieferbar.

Beide Typen enthalten eine rauscharme UKW-Vorstufe, sind arbeitspunktstabilisiert und haben außer einer Einschaltanzeigelampe noch bei Autobetrieb eine Skalen-Flutlichtbeleuchtung. Bei Autobetrieb arbeitet ferner der „Page“ mit getrennter AM-Eingangsschaltung und der „Page de Luxe“ mit getrennten AM-Vorkreisen. Für den „Page de Luxe“ ist eine separate 5-W-Endstufe (2 Transistoren) erhältlich. Der Betrieb der Empfänger an einer 12-V-Autobatterie kann über besondere 12-V-Adapter erfolgen.

Testplatte zum Einstellen von Stereo-Anlagen

Auf der 17-cm-EP-Platte „Wir hören Stereo“ (W 1028 F) gibt Philips eine auch dem Nicht-Techniker gut verständliche Anweisung zum richtigen Einstellen von Stereo-Anlagen. Abwechselnd vom linken und rechten Kanal kommende Einzelschläge einer Uhr gestatten zunächst die Einstellung beider Kanäle auf gleiche Lautstärke. Nach dem über beide Kanäle gleichzeitig wiedergegebenen Ticken eines Weckers läßt sich dann für die jeweilige Lautsprecheranstellung im Wiedergaberaum die richtige Stellung des Balancerreglers finden. Die für diese beiden Tests gewählten Signale sind sehr kritisch und machen erfahrungsgemäß die Einstellung leichter als ähnliche Tests mit Musik. Zur Kontrolle der Seitenrichtigkeit dient eine kurze Ansage, die aus dem linken Lautsprecher kommen muß. Die Besonderheit der stereophonen Wiedergabe wird dann am Beispiel eines vorüberfahrenden Eisenbahnzuges demonstriert sowie an einem kurzen Musikbeispiel - beide zuerst in Mono und dann in Stereo. Die Rückseite der Platte bringt einige kurze, gut ausgewählte Musikbeispiele mit guter Mittenfüllung, die sich gut zum Einrichten der beiden Stereolautsprecher eignen, um den jeweils gewünschten Stereo-Eindruck zu erhalten (beste Ortungsschärfe oder möglichst breite Stereophonie Hörfäche). Diese Platte ist für den Fachhandel ein nützliches Hilfsmittel, um den Kunden in seiner Wohnung von der richtigen Aufstellung der Stereo-Anlage zu überzeugen. Daneben aber gibt sie dem Stereo-Hörer die Möglichkeit, seine Anlage selbst zu überprüfen und gegebenenfalls zu korrigieren.

lung, die sich gut zum Einrichten der beiden Stereolautsprecher eignen, um den jeweils gewünschten Stereo-Eindruck zu erhalten (beste Ortungsschärfe oder möglichst breite Stereophonie Hörfäche). Diese Platte ist für den Fachhandel ein nützliches Hilfsmittel, um den Kunden in seiner Wohnung von der richtigen Aufstellung der Stereo-Anlage zu überzeugen. Daneben aber gibt sie dem Stereo-Hörer die Möglichkeit, seine Anlage selbst zu überprüfen und gegebenenfalls zu korrigieren.

Ausland

Stereo-Rundfunk in Holland
Versuche mit Stereo-Rundfunksendungen fielen so günstig aus, daß man in Holland beabsichtigt, das geplante dritte holländische Rundfunkprogramm ganz in Stereo-Technik auszustrahlen. Es wird neuerdings sogar erwogen, die bestehenden Rundfunkprogramme über Hilversum I und Hilversum II in Zukunft auf Stereo umzustellen.

Nordische Satelliten-Empfangsstation

Zwischen den nordischen Rundfunk- und Postverwaltungen wurden Verhandlungen über den geplanten Bau einer künftigen Fernseh-Satelliten-Empfangsstation in Nordeuropa geführt. Die Skandinavischen Staaten legen wegen der verbesserten Empfangsqualität großen Wert auf eine eigene Empfangsstelle. Man erregte sich, daß das „Chalmers-Observatorium“ als vorläufige nordische Empfangsstation dienen soll.

Aus der Amateur-Arbeit

Wichtige Termine des DARC
31. 5. - 3. 6. 1963: Deutschlandtreffen in Wolfsburg
15. 6. - 17. 6. 1963: Internationales Bodenseetreffen in Konstanz
30. 8. - 8. 9. 1963: Teilnahme an der Funkausstellung in Berlin

DARC-Fuchsjagd-Peilempfänger für Jungamateure

Das Jugendreferat des DARC hat einen 80-m-Peilempfänger für drahtlose Fuchsjagden entwickelt. Man will damit dem Nachwuchs ermöglichen aktiv am Funksport teilzunehmen, persönlichen Kontakt mit den meistens älteren Sendemateuren zu bekommen und gleichzeitig die Probleme des Empfängerbaus zu studieren.

Das Gerät soll in Kürze als preiswerter Bausatz erscheinen. Es ist als Superhet mit Transistoren ausgeführt und kann bei Hinzunahme eines Konverters zu Hause als Stationsempfänger betrieben werden.

FT-Kurznachrichten	98
Varianten des Amateurfunks	101
Gedanken zur Normung von Hi-Fi-Anlagen	102
Das Phänomen Plasma	105
Katodenverstärker Tastkopf für Oszilloskopen	107
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Variables Bandpaßfilter	109

FT-SAMMLUNG	
Kleines Lexikon der angewandten Transistor-Technik	111

Für den KW-Amateur	
144 MHz-Kleinsender für stationären oder mobilen Betrieb	115

FT Bostel-Ecke	
Transistorisierter Mischverstärker	118
Kundendienst an Tonbandgeräten	119
Persönliches	122
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	123

Aus unserem technischen Skizzenbuch	
Ein Miniatur-Impulsgenerator ohne Stromquellen	124

Für Werkstatt und Labor	
Einfache Herstellung gedruckter Schaltungen	125
Neue Fernsehempfänger	126
Neue Reiseempfänger	126

Unser Titelbild: Allmorgendlich werden in einer Lagerhalle des Telefunken-Gerätewerkes in Hannover die für die Produktion eines Tages benötigten Teile getrennt nach Gerätetypen bereitgestellt und bei Arbeitsbeginn den Montagebandern zugeleitet. Aufnahme: telefunkenbild

Aufnahmen, Verfasser, Werktaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser, Seiten 99, 100, 121, 127, 128 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin - Borsigwalde. POSTanschrift: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141-147. Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0181 632 (achverlage) bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Dielenbach, Berlin u. Kempen/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chemnitz; Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSCHA Berlin West Nr. 2453. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf berechnet. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreisen ausgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin



Hinweis: Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessen-Verwehungen, wie z. B. GEMA, Schallplattenhersteller, Verleger usw. gestattet.

neu

LOEWE  OPTA

Ideal für Helm, Reise,
Auto und Camping

Das erste Transistor- Tonbandgerät mit HF-geregeltem Spezialmotor

für Netz-, Akku- und Batteriebetrieb

Optacord 414



- Spieldauer 2 x 60 min
- Drucktastensteuerung
- Zeigerinstrument für Aussteuerung und Batteriekontrolle
- Geschwindigkeit 9,5 cm / sec
- HI-FI-Qualität

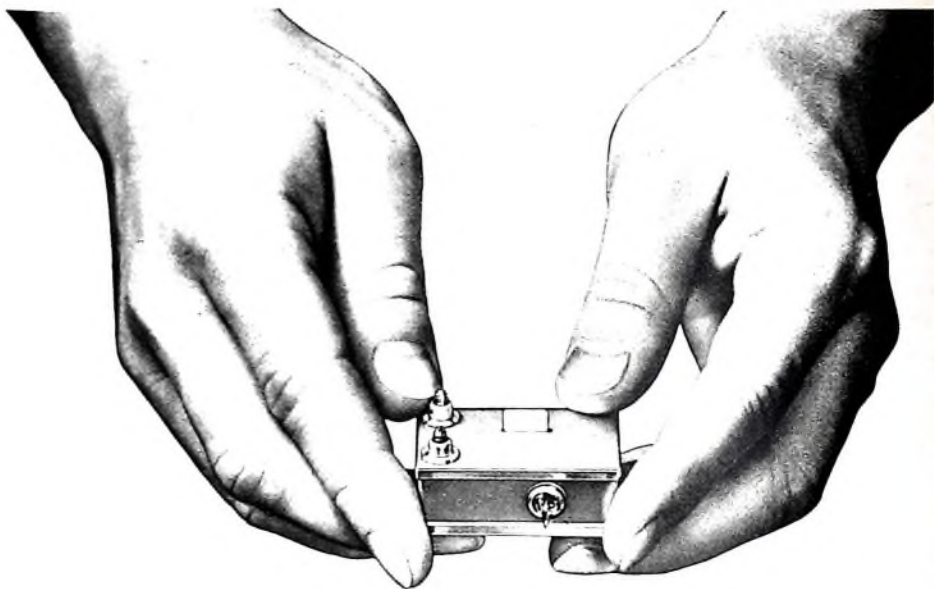
UNVERBINDLICHER
RICHTPREIS DM 448,-

LOEWE OPTA

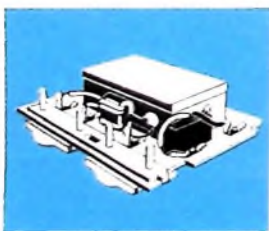
Berlin-West · Kronach/Bayern · Düsseldorf

Besuchen Sie uns bitte auf der Deutschen Industriemesse Hannover (28.4.-7.5.1963) Halle 11, Stand 34

Neu



ELTRONIK präsentiert: Transistor-Einbauverstärker TREV für Band IV/V-Antennen



- TREV gewährt** selbst dort noch Fernsehempfang, wo er bisher mit einer auch noch so großen Antenne kaum möglich war.
- TREV erübrigt** alle überdimensionalen Fernsehantennen im Band IV/V, die gegen das Rauschen (Gries und Schnee) eingesetzt waren.
- TREV ermöglicht** den Anschluß von koaxialem oder symmetrischem Antennen-Ableitungskabel, in Einzel- oder Gemeinschaftsantennen-Anlagen
- TREV verbessert** bei bereits bestehenden Anlagen in schlecht versorgten Gebieten das Fernsehbild wesentlich.
- TREV versorgt** auch Gemeinschaftsantennen-Anlagen. In Gebieten mit günstigen Feldstärken sogar bis zu etwa 10 Teilnehmern direkt.
- TREV bestand** alle Prüfungen. Er ist bei jedem Wetter absolut störfest und betriebssicher.

Mehr über diese richtungsweisende Entwicklung erfahren Sie durch unsere Verkaufsbüros in Berlin, Frankfurt, Hamburg, Hannover, Köln, München und Stuttgart.

Varianten des Amateurfunks

Wer sich heute als Funkamateurler betätigt, kann zwischen verschiedenartigen und interessanten Arbeitsgebieten wählen. Diese Varianten bietet das moderne Amateurfunkgesetz der Nachkriegszeit. Es ist großzügig hinsichtlich der angebotenen Frequenzbänder, großzügig aber auch, wenn man von den Arbeitsmöglichkeiten ausgeht. Dies ist ein Ergebnis der intensiven Vorarbeit des Deutschen Amateur-Radio-Clubs (DARC) e. V., der auf der Basis jahrzehntelanger Amateurfunkerehrungen fortschrittliche Vorschläge einreichen konnte. Bevor auf die heutigen Amateurfunkarten eingegangen wird, sei ein kurzer Vergleich mit der lizenzierten Technik von damals gestattet. In der Vorkriegszeit — also vor 1939 — gab es nur Telegrafielizenzen (80, 40, 20, 10 m) für auserwählte Personen mit besonderen Qualifikationen. In Sonderfällen konnte man in gewissen Zeiträumen auch auf UKW arbeiten. Allerdings ließ sich die Anzahl der deutschen UKW-Amateure damals an den Fingern einer Hand abzählen.

Amateure von heute dürfen in ihren Arbeitsgebieten vielseitig sein oder aber sich auf eine einzige Aufgabe konzentrieren. Das Amateurfunkgesetz läßt weiten Spielraum, und die Auffassungen über die Art der einzelnen Sparten sind auf internationaler Ebene tolerant. Unter den Amateuren gilt jede aktive Betätigung, gleichgültig welcher Art sie sein mag, als ehrenwert, und es käme niemand auf den Gedanken, daß eine bestimmte Amateurtätigkeit eine besondere Qualifikation darstellt oder vielleicht eine Aufgabe zweiten Ranges ist.

Schon der Newcomer — er muß sich erst in die Materie einarbeiten — wird als Amateur respektiert, wenn er sich ernsthaft mit seiner Ausbildung beschäftigt. Hierzu gehört als erstes die Anschaffung eines preisgünstigen Empfängers — all ist es ein gebrauchter Amateursuper oder der für die praktische Erfahrung so wichtige Selbstbau eines einfachen Geradeempfängers —, vielleicht auch der Bau eines Morsesummers, um das Morsen als eine für die spätere Sendelizenzerprüfung wichtige Voraussetzung schnell erlernen zu können. Newcomer gelten nicht etwa als „greenhorns“, wie es bei anderen Sportarten nicht selten der Fall sein mag, sondern als gleichberechtigte Kameraden. Keinem versierten „Oldtimer“ wird es einfallen, über die Tätigkeit des Nachwuchsamateurs zu witzeln, denn er weiß, daß die Zukunft des Amateurfunks auf dem Nachwuchs beruht und der Anfänger von heute der Funkpartner von morgen sein kann. Mancher Neuling erringt in erstaunlich kurzer Zeit die Sendelizenz, mancher kommt aber aus beruflichen, wirtschaftlichen oder anderen Gründen nicht über das Stadium des Empfangsamateurs hinaus. Auch dieser Amateur gilt als gleichberechtigt, wenn er diese Tätigkeit im Rahmen seiner Möglichkeiten ausübt.

Newcomer versuchen nach der Anschaffung eines KW-Empfängers, schnell das Morsen zu erlernen und befleißigen sich einer regelmäßigen Empfangstätigkeit. Sie erhalten vom DARC eine sogenannte „DE-Nummer“ (DE = Deutscher Empfänger) und können am QSL-Karten-Austausch mit eigenen Hörkarten teilnehmen. Diese Hörorganisation hat sich bewährt. Der DARC unternimmt alles, um sie zu fördern, und auch in vielen anderen Ländern gibt es ähnliche Einrichtungen, die die Tätigkeit des Höramateurs offiziell anerkennen und fördern.

Wer die Sendelizenz erhalten hat und mit dem neuen Rufzeichen seine Sendetätigkeit aufnimmt, ist zunächst durch die Lizenzklasse an bestimmte Sendeleistungen und Bänder gebunden. Die „A-Lizenz“ ist die Funklizenz des neugebackenen Funkamateurs. Er beginnt meistens auf dem 80-m-Band. Dieser Tätigkeit kommt heute im Kampf um die Erhaltung der Amateurbänder große Bedeutung zu, denn das 80-m-Band ist beispielsweise ein KW-Bereich, in den sich andere Funkdienste im Laufe der Jahre — berechtigt oder unberechtigt — eingenistet haben und das belebt werden muß, um es erhalten zu können. Der „A-Funkamateurler“

hat hier schon ernsthafte Arbeitsgebiete. Er kann Mitglied der EMC des DARC werden, jener 80-m-Gemeinschaft, die sich verpflichtet, nach Möglichkeit auf diesem Band — übrigens auch auf 40 m — Funkbetrieb abzuwickeln. Die EMC-Leute sind so eine wichtige Arbeitsgemeinschaft; wer ihr als DARC-Mitglied beiträgt, erhält ein Mitgliedsdiplom für die QSL-Kartentapele des Funkamateurs und hat Aussicht, das „DLD-Diplom“ bei regelmäßiger Funktätigkeit in seinen verschiedenen Klassen zu erwerben, wenn er bestätigte Funkverbindungen mit mindestens 100 verschiedenen Ortsverbänden des DARC nachweist. Dieses Diplom ist attraktiv und auch auf internationaler Ebene erstrebenswert, wie die Bemühungen von Amateuren in zahlreichen europäischen Ländern und sogar in den USA beweisen.

Das Sammeln von Diplomen ist ein spezielles Aufgabengebiet vieler Amateure in aller Welt. Fast alle Amateurfunkländer verleihen Diplome, wenn bestimmte Voraussetzungen erfüllt sind — hierzu gehört eine bestimmte Anzahl von Funkverbindungen mit zahlreichen Ländern oder deren Regionen auf festgesetzten Bändern in Telegrafie oder Telefonie. Diese Tätigkeit ist ein Arbeitsfeld auf breiter Basis, das Jahre in Anspruch nimmt und zweifellos viele Anregungen gibt. Allerdings müssen die „Diplom“-Amateure, wenn sie sich dieser Sparte verschrieben haben, auf allen Bändern und in sämtlichen Kontinenten zu Hause sein. Die bekannten „DXer“ haben mehrere Dutzend Diplome aus aller Herren Ländern, die sie aus Platzgründen in der Station nicht mehr eingerahmt unterbringen können und in Mappen aufbewahren müssen.

Nicht jeder jagt nach Diplomen. Viele pflegen den persönlichen Kontakt mit einer Reihe von Stationen auf einzelnen Bändern und freuen sich, die regelmäßige Funktion ihrer Funkverbindung jedesmal erneut zu beweisen. Mancher Amateur hat Verabredungen auf große Distanzen, viele betätigen sich im europäischen Bereich, und eine andere Gruppe begnügt sich mit dem Orts- oder Regionalverkehr.

Die Domäne des erfahrenen Funkfreundes ist heute der UKW- und Dezi-Funk. Die Technik dieser Bereiche ist reizvoll und vielfach nach Neuland. Viele Amateure beschäftigen sich immer mehr mit dem 2-m-Band; es ist vor allem durch die nationalen und internationalen UKW-Contests populär geworden. Ein großer Aufschwung der UKW-Tätigkeit steht durch die UKW-Telefonie-Amateurlizenz für jene Amateure bevor, die aus irgendwelchen Gründen die Morseprüfung bei der zuständigen Oberpostdirektion nicht ablegen können oder wollen. Weniger frequentiert sind heute das 70-cm-Band und alle höherfrequenten Bereiche. Hier fehlt es noch an preisgünstigen Geräten und an Funkverkehrspartnern.

Dagegen ist der Mobilfunk in den letzten Jahren ein echtes Hobby des Funkamateurs geworden. Diese Sportart wird vom DARC durch Wettbewerbe, Diplome, Plaketten usw. nach Kräften gefördert; sie bildet eine glückliche Synthese zwischen Funkbetrieb, Reiselust und Autofahren. Auch in Deutschland gibt es Amateure, die mit ihrer Autostation auf allen Bändern zu Hause sind, selbst auf UKW.

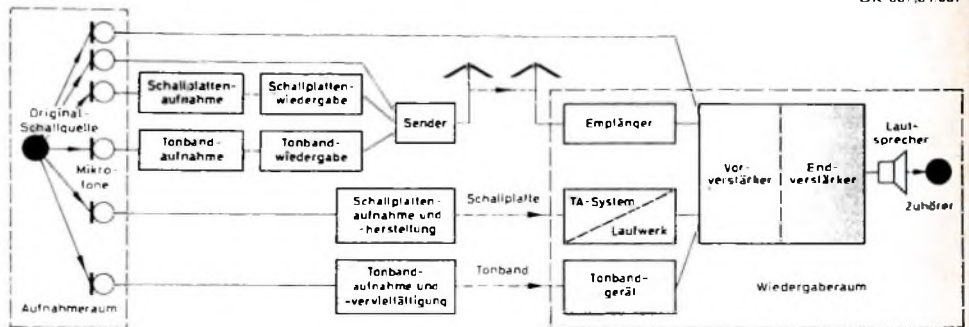
Besondere Funkbetriebsarten für Spezialisten sind terner Amateurfernsehen und Funkfernsehen. Sie verlangen Spezialkenntnisse und haben finanziellen Aufwand. Aber allen Amateuren bleibt noch das weite Feld der Empfangsbeobachtungen in der modernen, organisierten Form wissenschaftlicher Beobachtungsreihen offen. Das geophysikalische Jahr stellte neue Aufgaben. Wissenschaftliche Institute in aller Welt erkannten die wertvolle Hilfe eines weltweiten Beobachtungsnetzes und schätzen die uneigennützte Mitarbeit der Amateurfunker. Im DARC steuert ein besonderes Referat den wissenschaftlichen Beobachtungseinsatz. Viele Amateure erhielten für ihre Leistungen auf diesem Sektor ein attraktives Diplom.

Werner W. Diefenbach

Gedanken zur Normung von Hi-Fi-Anlagen

DK 681.84.081

Bild 1. Möglichkeiten der Hi-Fi-Wiedergabe. Die Aneinanderschaltung der einzelnen Glieder ist im Prinzip dargestellt; es kann sich dabei sowohl um monophone als auch um stereophone Hi-Fi-Wiedergabe handeln.



In vielen Veröffentlichungen der letzten Jahre findet man Vorschläge für eine Definition des so oft gebrauchten, aber auch mißbrauchten Begriffes „High-Fidelity“. Die darin angegebenen Daten sind aber aus der Sicht des jeweiligen Verfassers meistens nur für ein bestimmtes Glied der Hi-Fi-Übertragungskette gültig. Obwohl die Daten oft annähernd übereinstimmen oder wenigstens die gleiche Tendenz zeigen, wurden vielfach entscheidende Gesichtspunkte nicht berücksichtigt. Eine eindeutige Bestimmung kann nur auf einer umfassenden, systematischen Untersuchung aufgebaut sein. Hierzu werden im folgenden die ersten Schritte getan. Darauf aufbauend, lassen sich dann die entsprechenden Methoden zur Messung und gegebenenfalls auch Qualitätsnormen für die einzelnen Übertragungsglieder festlegen.

1. Die Hi-Fi-Übertragungskette

Bei jeder elektroakustischen Übertragung hat man es mit einer Übertragungskette von hintereinander geschalteten Elementen zu tun. Von der Original-Schallquelle bei der Aufnahme bis zu den Ohren der Zuhörer bei der Wiedergabe hängt die Qualität der Übertragung also weitgehend von dem schwächsten Glied dieser Kette ab. Es können allerdings auch mehrere Übertragungsketten nebeneinander, beispielsweise bei stereophoner Übertragung, oder auch solche, bei denen nur einzelne Glieder aus nebeneinander geschalteten Elementen bestehen, betrieben werden (zum Beispiel mehrere zu einer Lautsprecherkombination zusammen geschaltete Lautsprecherchassis für verschiedene Frequenzbereiche).

Im Bild 1 sind die heute üblichen Möglichkeiten einer Hi-Fi-Übertragung schematisch zusammengestellt. Die eigentliche Wiedergabeanlage wird dabei besonders berücksichtigt. Man nennt Direkt- oder Live-Übertragung diejenigen Verfahren, bei denen die Wiedergabe gleichzeitig mit der Aufnahme erfolgt, also keine Speicherung erforderlich ist. Bei den Speicher-Verfahren werden die Informationen im allgemeinen mechanisch auf Schallplatten oder magnetisch auf Magnetbandern aufgezeichnet und meistens auch vervielfältigt. Sie lassen sich daher zu einem beliebigen Zeitpunkt wiedergeben. Genau genommen mußte man die am Anfang und Ende der Ketten nur angedeuteten Glieder auch berücksichtigen, und zwar auf der

Aufnahmeseite die Original-Schallquelle und den Aufnahmerraum und auf der Wiedergabeseite den Wiedergaberaum und die Ohren der Zuhörer. Obwohl die Eigenschaften der Räume wesentlich in die der Übertragungskette eingehen, sollen hier nur die speziellen elektroakustischen Bausteine einer Hi-Fi-Anlage, die unter Umständen auch räumlich zusammengebaut sein können, behandelt werden.

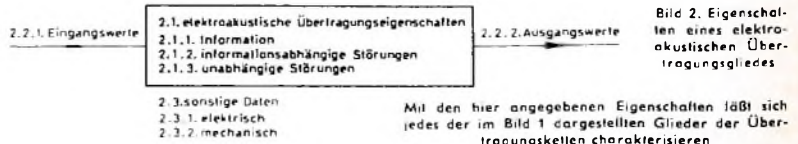
2. Die Eigenschaften der Übertragungsglieder

Die in Beschreibungen, Prospekten und anderen Unterlagen angegebenen Eigenschaften der Glieder der Übertragungskette sollen dem Benutzer Aufschluß geben über

- die zu erwartende elektroakustische Qualität (elektroakustische Übertragungseigenschaften),
- die Möglichkeiten der Zusammenschaltung (Anschlußwerte) sowie
- die Funktion und den Aufbau (sonstige Daten)

Hierzu müssen einheitliche Meßmethoden festgelegt oder wenigstens die Meßwerte eindeutig definiert sein.

Die Eigenschaften lassen sich je nach ihrem Einfluß in mehrere Gruppen einteilen, die im folgenden an Hand des Schemas im Bild 2 näher erläutert werden. Im allgemeinen sind dabei Betriebswerte angegeben, das heißt die Werte des in der Übertragungskette betriebenen Gliedes.



Aus den Anschlußwerten ergeben sich die Anschlußwerte der benachbarten Übertragungsglieder.

2.1. Elektroakustische Übertragungseigenschaften

Die zu erwartende elektroakustische Qualität wird physikalisch exakt nur durch die elektroakustischen Übertragungseigenschaften bestimmt. Ihr Einfluß auf die Information ist meistens so, daß er in nachfolgenden oder vorhergehenden Gliedern

nur in speziellen Fällen kompensiert werden kann. Bei der Hi-Fi-Wiedergabe gibt es noch weitere charakteristische Werte, beispielsweise ein Teil der Anschlußwerte, die jedoch nur scheinbar Qualitätsmerkmale sind. Sie wurden nur deshalb festgelegt, weil sich im Laufe der Entwicklung eine bestimmte Art des Aufbaus für Hi-Fi-Anlagen als zweckmäßig erwiesen hat.

2.1.1. Information

Die hierunter beschriebenen Eigenschaften beziehen sich unmittelbar auf die Information (zum Beispiel Amplitude Phase).

2.1.2. Informationsabhängige Störungen

In nicht idealen Übertragungsgliedern treten außer der Veränderung der unter 2.1.1) behandelten Größen auch durch die Information verursachte Störungen (zum Beispiel Klirrfaktor, Einschwingvorgänge, Tonhöhen Schwankungen) auf.

2.1.3. Unabhängige Störungen

Hier werden die von der Information unabhängigen Störungen, die in jedem Übertragungsglied auch ohne Information vorhanden sind, behandelt (zum Beispiel Rauschen, Brumm).

Im Rahmen dieser Arbeit wird nur auf diese Übertragungseigenschaften und ihre Beziehungen zueinander genauer eingegangen. Die Definitionen der Eigenschaften im Hinblick auf das einzelne Übertragungsglied und die Meßmethoden werden nicht behandelt.

2.2. Anschlußwerte

Die Anschlußwerte der Eingangsseite (2.2.1.) und die der Ausgangsseite (2.2.2.) haben keinen unmittelbaren Einfluß auf die Übertragungsqualität. Sie bestimmen die Möglichkeiten des Anschlusses an die benachbarten Glieder der Kette. In manchen Fällen werden nur die Werte der einen Seite und das Verhältnis der Ausgangs- zu den Eingangswerten (Übertragungsfaktor) angegeben; beispielsweise ergibt sich aus der Eingangsspannung und

der Spannungsverstärkung die Ausgangsspannung eines Vorverstärkers. Um innerhalb der Übertragungskette eine universelle Anwendung der Glieder verschiedener Fabrikate ohne besondere Anpassungsmaßnahmen, durch die die Anschlußwerte verändert werden könnten, zuzulassen, ist eine Normung erforderlich (zum Beispiel Eingangsspannung und -impedanz, Ausgangsspannung und -impedanz, Bandgeschwindigkeit)

2.3. Sonstige Daten

Die sonstigen elektrischen und mechanischen Daten dienen nur zur näheren Beschreibung der nicht unmittelbar mit der Übertragung zusammenhängenden Eigenschaften. Unter Umständen wird dadurch die Funktion oder die Art des elektrischen oder mechanischen (auch akustischen) Aufbaues erläutert (zum Beispiel Netzspannung, Abmessungen, Gewicht).

3. Eigenschaften innerhalb der Übertragungskette

Beim Entwurf und Aufbau einer Übertragungskette sollen möglichst viele Eigenschaften aufeinander abgestimmt werden. Nur so ergeben sich optimale Lösungen im Hinblick auf Übertragungsqualität, Preis und Raumbedarf. Nebenbei sei noch erwähnt, daß es bei einer Kette mit verhältnismäßig wenigen Gliedern nicht sinnvoll ist, die theoretisch optimale Lösung für Qualität und Preis (gleiche Eigenschaften bei allen Gliedern) anzuwenden, weil dadurch die ohnehin schon wegen der technisch nicht besser herstellbaren Glieder beschränkte Qualität unnötig vermindert würde.

Um einen Überblick zu gewinnen, sind in Tab. I die einzelnen Glieder der Übertragungskette (hier die Bausteine der Hi-Fi-Anlage) und die verschiedenen Eigenschaften zusammengestellt. Diejenigen

davon, die heute üblicherweise für die einzelnen Übertragungsglieder von den Herstellern angegeben werden, sind an den betreffenden Stellen als + oder ausgeschrieben eingetragen. Nicht zutreffende Stellen sind durch - gekennzeichnet. Die Frage, ob es erforderlich ist, für eine exakte Angabe der Gesamt-Übertragungseigenschaften der Hi-Fi-Anlage die noch freien Plätze auszufüllen, soll hier nur erwähnt werden. Die in Tab. I angegebene Numerierung (zum Beispiel 2.1.1., 4.8. usw.) entspricht der Numerierung der Abschnitte dieses Beitrages. Da die für die Eigenschaften verwendeten Begriffe manchmal Oberbegriffe sind, können sie bei einzelnen Übertragungsgliedern durch einen speziellen Ausdruck genauer bestimmt sein.

Im folgenden werden die Begriffe allgemeingültig ohne Spezialisierung auf bestimmte Übertragungsglieder eingehend

Tab. I. Bausteine der Hi-Fi-Anlagen und ihre Eigenschaften

Eigenschaften		Übertragungsglieder								Lautsprecher (Lautsprecherkombination)
		Mikrofon	Tonabnehmersystem	Plattenspieler Tonarm	Laufwerk	Tonbandgerät	Empfänger (FM)	Verstärker Vorverstärker	Verstärker Endverstärker	
elektroakustische Übertragungseigenschaften (2.1)	(2.1.1.) 4.1. Übertragungsbereich	+	+	(+)	-	+	+	+	+	+
	4.2. Phasengang				-			+	+	
	4.3. Klirrfaktor	+	+		-	+	+	+	+	+
	4.4. Modulationsfaktor		+		-		+	+	+	
	(2.1.2.) 4.5. Einschwingverhalten				-			+	+	+
	4.6. Tonhöhen-schwankung	-	-		+	+	-	-	-	(+)
	4.7. Übersprechen		+		-	+	(+)	+	+	
(2.1.3.) 4.8. Störabstand	(+)		-	+	+	+	+	+	(+)	
Anschlußwerte (2.2)	Eingang	Richtcharakteristik	Nachgiebigkeit		Nenn-drehzahl (und Abweichung)	Bandgeschwindigkeit (und Abweichung)	Empfindlichkeit für 20 dB, Eingangsimpedanz, Trennschärfe	Eingangsspannung, Eingangsimpedanz	Eingangsspannung, Eingangsimpedanz	Nennleistung, Nennimpedanz
	(2.2.1.) Übertragungsfaktor (Empfindlichkeit), bei Stereogeräten Abweichung zwischen den Kanälen	+	+							Wirkungsgrad
	(2.2.2.) Ausgang	Ausgangs-impedanz, Ausgangsspannung	Ausgangs-impedanz, Ausgangsspannung				Ausgangs-impedanz, Ausgangsspannung	Ausgangs-impedanz, Ausgangsspannung	Dämpfungsfaktor, Ausgangsimpedanz, Ausgangsleistung	Richtcharakteristik (akustische Leistung oder Schalldruck in bestimmter Entfernung)
sonstige Daten (2.3)	elektrisch (2.3.1.)					Aufnahme- und Mischmöglichkeiten	Drift, Bandbreite, AM-Unterdrückung	Verstärkungseinstellung, Frequenzgang		Luftspaltinduktion, Luftspaltfluß, Gleich-Hochspannung, Netzwerke, Übergangsfrequenz
	Stromversorgung	(+)			+	+	+	+	+	(+)
	mechanisch (2.3.2.)			Prinzip, Trägheitsmoment, Winkelfehler, Erschütterungsempfindlichkeit, Absenkeinrichtung						Resonanzfrequenz, Prinzip des Gehäuses
	Abmessungen	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	Gewicht	+	+	+	+	+	+	+	+	+

erläutert. Die Quellen sind entweder im Text oder bei voller oder mindestens weitgehender Übereinstimmung am Schluß jedes Abschnittes angegeben. Die genauen Titel kann man dem Schrifttumsverzeichnis entnehmen.

4 Erläuterung der elektroakustischen Übertragungseigenschaften

Zunächst werden die im Abschnitt 2.1.1. erwähnten Übertragungseigenschaften die das Meßsignal (also die Informationen selbst) verändern, erläutert. Die Messung erfolgt mit einem sinusförmigen Signal bestimmter Frequenz.

Die eine elektroakustische Information charakterisierenden Größen sind die zeitabhängigen Amplituden der Schwingungen der verschiedenen Frequenzen. Vor den bei der Übertragung entstehenden Störungen soll zunächst die Veränderung dieser Größen durch die Übertragung und durch die einzelnen Übertragungsglieder betrachtet werden. Dazu dient die Angabe des Übertragungsbereiches.

4.1 Übertragungsbereich (Frequenzbereich, frequency response)

Der Übertragungsbereich gibt die Grenzen des ausnutzbaren Bereiches des Übertragungsgliedes für die Übertragung bezüglich der Frequenz und des Amplitudenverhältnisses Ausgangs- zu Eingangsgröße an. Dazu werden die untere und die obere Frequenzgrenze in Hz oder in kHz festgelegt. Das Amplitudenverhältnis wird aus linearen Größen gebildet und auf eine Bezugskurve oder einen Bezugspunkt bezogen. Die Abweichungen, die man in dB angibt, können in einzelnen Teilen des Übertragungsbereiches verschieden groß sein. Innerhalb dieses so begrenzten Bereiches muß die Meßkurve (vielfach auch Frequenzgang oder lineare Verzerrungen des Übertragungsgliedes genannt) verlaufen. Bei den meisten Übertragungsgliedern ist die Bezugskurve eine Gerade, das heißt, das Bezugsverhältnis Ausgangs- zu Eingangsgröße ist für alle Frequenzen im Übertragungsbereich konstant. Dem Betrage nach sollen die positiven und negativen Abweichungen möglichst gleich und 0 dB bei 1000 Hz sein. In manchen Fällen muß der Amplituden- und Phasengang auch außerhalb des Übertragungsbereiches festgelegt sein.

Bei der Messung des Übertragungsbereiches ist der Meßpegel so zu wählen, daß das Ergebnis weder durch Übersteuerung noch durch den Störpegel verfälscht werden kann. Man sollte daher wenigstens 10 dB unter Vollaussteuerung und 20 dB über dem Störpegel messen. Bild 3 zeigt als Ausgangsgröße die Spannung an den Anschlüssen eines magnetischen Tonab-

nehmersystems, wenn die verschiedenen Frequenzen einer Frequenzschallplatte mit konstanter Schnelle (in zwei Bereichen) abgetastet werden. Es ergibt sich der Übertragungsbereich 40 Hz ... 12 kHz \pm 3 dB.

Im Bild 4 ist die bei konstanter Eingangsspannung im Bereich 30 Hz ... 15 kHz der Schneidkennlinie reziproke Ausgangsspannung eines Vorverstärkers für dieses Ton-

auch die Phasenverschiebung (auch Phasenwinkel genannt) angegeben werden. In Analogie zum Frequenzgang läßt sich auch der Phasengang definieren.

Der Phasengang ist die Meßkurve der Phasenverschiebung zwischen Ausgangs- und Eingangsgröße eines Übertragungsgliedes. Diese Meßkurve liegt innerhalb der Grenzen der Übertragung bezüglich

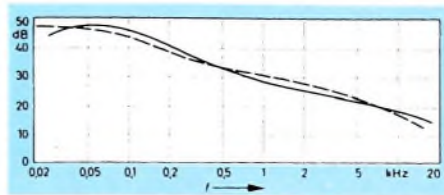
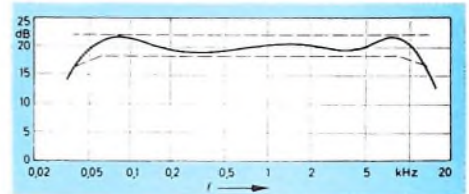


Bild 4. Übertragungsbereich eines Entzerrvorverstärkers für ein magnetisches Tonabnehmersystem. Bei konstanter Eingangsspannung wurde am Ausgang die ausgezogene Kurve registriert; die gestrichelte Kurve ist die reziproke Schneidkennlinie (Bezugskurve).

Bild 5. Übertragungsbereich eines Tonbandgerätes. Hier sind die Abweichungen von der (nicht eingezeichneten) mit der 20-dB-Linie zusammenfallenden Bezugskurve an den Bereichen gegenüber der Mitte größer.



abnehmersystem dargestellt. Die Ausgangsspannung ist mit \pm 3 dB konstant, wenn die Eingangsspannung einen der Schneidkennlinien entsprechenden Verlauf hat. Die Frequenzbereichangabe für diesen Vorverstärker lautet dann 30 Hz ... 15 kHz \pm 3 dB, bezogen auf die Schneidkennlinie 3180, 318, 75 μ s. Die im Bild 5 angegebenen Abweichungen werden folgendermaßen beschrieben: 40 Hz ... 12 kHz \pm 1,5 dB, 60 Hz ... 8 kHz \pm 1,5 dB, 12 kHz ... 15 kHz \pm 3 dB.

Abschließend werden die zum besseren Verständnis erforderlichen Begriffe aus DIN-Blättern verallgemeinert inhaltlich wiedergegeben.

Der Übertragungsbereich (Frequenzbereich) ist der Bereich, innerhalb dessen die Abweichung des Übertragungsmaßes von einer Bezugskurve einen anzugebenden Betrag nicht überschreitet ([1], Abschnitt 3.8).

Das Übertragungsmaß ist das Verhältnis des Übertragungsfaktors bei der Meßfrequenz zu dem bei der Bezugsfrequenz, ausgedrückt in dB ([2], Abschnitt 1.1.).

Der Übertragungsfaktor ist das Verhältnis einer linearen Ausgangsgröße zu einer linearen Eingangsgröße eines Übertragungsgliedes ([3], Abschnitt 5.7.).

Weitere Quellen: Frequency response ([4], Abschnitt 2.3.), Frequency response characteristic ([5], Abschnitt 4.6.), Frequency response ([6], Abschnitt B-11).

4.2. Phasengang

Bei der Definition des Übertragungsbereiches wurde, um die Erklärungen zu vereinfachen, zunächst nicht berücksichtigt, daß das Verhältnis Ausgangs- zu Eingangsgröße im allgemeinen nicht reell ist, sondern eine Phasenverschiebung zwischen beiden Größen besteht. Durch die Messung des Übertragungsbereiches wird diese Phasenverschiebung nicht erfaßt, weil man dabei nur die Beträge mißt und daraus das Verhältnis bildet. Physikalisch exakt müßte neben dem Verhältnis der Beträge

der Frequenz und der Abweichung des Phasenwinkels. Dabei benutzt man meistens im mittleren Teil des Übertragungsbereiches liegenden geradlinigen Teil konstanter Phasenverschiebung als Bezugsgröße 0°. Oft ist der Phasenwinkel an den Grenzen des Übertragungsbereiches am größten; dann genügt es, diese Werte als Grenzen anzugeben.

Bei den elektroakustischen Übertragungseigenschaften wird nur selten der Phasengang genannt, wahrscheinlich deshalb, weil bei vielen Übertragungsgliedern die die Bedingungen eines „minimum phase-shifting network“ erfüllen ([7], S. 359), ein sehr enger Zusammenhang zwischen Amplituden- und Phasengang besteht. Bei kleinen Abweichungen des Betrages des Verhältnisses Ausgangs- zu Eingangsgröße sind auch die Phasenwinkelabweichungen (relativ) klein, zum Beispiel 45° bei -3 dB. Die Frage, ob es sinnvoll ist, den Phasengang bei Verstärkern anzugeben, während er bei allen anderen Übertragungsgliedern nicht berücksichtigt wird, soll nur erwähnt werden.

Quellen: Übertragungsphasenwinkel ([3], Abschnitt 59). (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] DIN 55 538, Begriffe für Schallplatten-Abspielgeräte (Entwurf 1.61)
- [2] DIN 45 570 Bl 1, Lautsprecher: Begriffe, Formelzeichen, Einheiten (2.60)
- [3] DIN 1320, Allgemeine Benennungen in der Akustik (6.59)
- [4] IHFM-Publikation A-200, Standard methods of measurements for amplifier, New York (1959)
- [5] AMG-Publikation, Specification for methods of measuring and expressing the performance of audio frequency amplifiers, London (1962)
- [6] IEC-Publikation 89, Recommendations for the characteristic of audio apparatus to be specified for application purposes, Genf (1957)
- [7] Langford-Smith, F.: Radio designer's handbook, London 1957, Iliffe & Sons Ltd

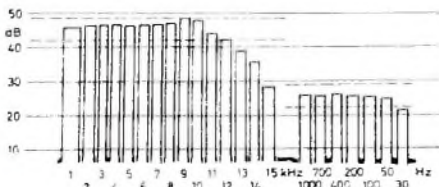


Bild 3. Übertragungsbereich eines magnetischen Tonabnehmersystems. Es wurde eine Schallplatte mit Aufzeichnungen verschiedener Frequenz und konstanter Schnelle (in zwei Stufen) abgespielt und die Spannung am Tonabnehmersystem bei Nennabluß registriert; die Abweichungen \pm 3 dB von der Bezugskurve sind als gestrichelte Linien eingezeichnet.

Das Phänomen Plasma

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 3, S. 76

DK 537.525.1

7. Plasma in der Elektronik

7.1 Die Bedeutung des Plasmas in der Mikrowellentechnik

7.1.1 Plasma-Mikrowellengeneratoren

Schickt man einen Elektronenstrahl durch einen von einem Magnetfeld eingeschnürten Plasmaschlauch, so kann man Schwingungen und Verstärkung erhalten. Bei Strahlfrequenzen $\omega < \omega_p$ (ω_p = Plasmafrequenz) entstehen im Plasma Vorwärtswellen. Aus der Beziehung $\omega_p = 9,99 \sqrt{n_e}$ (n_e = Elektronendichte) läßt sich die Bedingung für eine mögliche Mikrowellenausbreitung im Plasma ableiten. Mit Plasmadichten von 10^{11} Elektronen/cm³ (die sich beispielsweise mit einer thermionischen Diode erzeugen lassen, siehe Abschnitt 6.2), sollte eine Verstärkung im Bereich von 100 GHz möglich sein; russischen Wissenschaftlern gelang ein solcher Versuch bereits mit 40 GHz.

Im Frequenzbereich ω_p bis $\sqrt{\omega_p^2 + \omega_c^2}$ (ω_c = Elektronen-Zyklotronresonanzfrequenz) entstehen Rückwärtswellen (deren Gruppengeschwindigkeit entgegengesetzt zur Phasengeschwindigkeit gerichtet ist), die mit dem Elektronenstrahl in ähnliche Wechselwirkung treten können wie in einer Rückwärtswellenröhre (Carcinotron). W. O. Schumann untersuchte dieses Verhalten näher und konnte tatsächlich in einem Rechteckhohlleiter, der mit longitudinal magnetisiertem Plasma gefüllt war, Rückwärtswellen nachweisen. Bogdanov wiederum zeigte, daß sich langsame elektromagnetische Wellen in einem Plasmazylinder in Gegenwart eines magnetischen Gleichfeldes in Richtung der Achse ausbreiten können. In den USA und in Rußland arbeiten Wissenschaftler emsig daran diese Wirkung für die Konstruktion einer Plasma-Wanderwellenröhre auszunutzen. Das Plasma kann dabei durch die Wechselwirkung des Elektronenstrahls mit Wasserstoffgas gebildet werden. Mit einer derartigen Versuchsanordnung konnten Physiker von Sperry Electronics bei 2 GHz eine Leistungsverstärkung von 10 W auf schmalem Band erreichen. Bei Verwendung eines modulierten Elektronenstrahls konnte durch Wechselwirkung zwischen diesem und einer Gasentladung im Plasma eine Verstärkung der Modulation beobachtet werden. Die von G. D. Boyd benutzte Versuchsanordnung zeigt Bild 23. Leider verursachen die metallischen Ein- und Auskoppelwendeln erheb-

liche Verluste. Man versucht daher, diese durch eine direkte Ein- und Auskoppelung der HF-Energie zu ersetzen, um eine bessere Anpassung (die Impedanz des Plasmas liegt bei einigen tausend Ohm), einen besseren Wirkungsgrad und eine höhere Ausgangsleistung zu erreichen. Vorschläge gehen dahin, das Plasma in seiner Dichte und Temperatur zu beeinflussen, zum Beispiel durch akustische oder optische Erregung. Eine andere Möglichkeit bietet die Cerenkov-Technik, in der gebündelte relativistische Elektronen nahe an einem Dielektrikum vorbeigeführt werden und dabei spiegelbildliche Ladungen im Innern des Dielektrikums hervorrufen, die sich dann mit relativistischer Geschwindigkeit fortbewegen und dabei Energie abgeben.

Mit einem derartigen Cerenkov-Kegel-Generator (Labormodell), der einen 1-MeV-Strahl erzeugte, konnte im S-Band eine Leistung von einigen Watt erzeugt werden.

An der Stanford-Universität experimentiert man an einem parametrischen Verstärker mit einer Quecksilberdampfentladung als Plasma, einer Pumpleistung von 50 W bei 700 MHz und Signalfrequenzen um 400 MHz. Mit Hilfe eines besonderen Resonators hofft man, die noch zu große Pumpleistung auf 1 W erniedrigen und den Wirkungsgrad der Anordnung erhöhen zu können.

7.1.2 Plasma-Wellenleiter und Plasma-Mikrowellenelemente

Die Eigenschaft eines zylindrisch gebündelten Plasmas, verschiedene Feldkonfigurationen elektromagnetischer Wellen weiterzuleiten, läßt sich zum Bau von Plasma-Wellenleitern ausnutzen. Plasma-Wellenleiter können auch dazu verwendet werden, im X-Band Energie von einem Rechteckhohlleiter in einen anderen Rechteck- oder Rundhohlleiter zu koppeln. Der Leistungsbetrag kann dabei über einen Bereich von mehr als 30 db durch elektronische Beeinflussung der Dichte des Plasmas verändert werden. Solche Plasma-Koppler können unter Anwendung eines magnetischen Gleichfeldes mehr als 100 W Pulsleistung vertragen. Man kann sie auch als Plasma-Schalter für Schaltintervalle von etwa 5 μ s einsetzen (gesteuerte Mikrowellen-Niederdruck-Gasentladungsschalter); der Entladungsstrom wird dabei unter der Zündschwelle gehalten, und der Schaltvorgang wird von einem Spannungsimpuls ausgelöst.

Auch Plasma-Dämpfungsglieder sind in Entwicklung. Eine elektromagnetische Welle, die entlang einer Plasmasäule wandert, wird in ihrer Phase und Amplitude verändert, je nach den Plasmaeigenschaften, der Feldkonfiguration und dem Plasmadurchmesser (für kleine Durchmesser wird die Phasenverschiebung größer). Damit ist die Grundlage für die Schaffung von Phasenschiebern gegeben, wie sie beispielsweise bei Sperry Electronics in Entwicklung sind. Vielversprechend in der Radartechnik sind Plasma-Detektoren. Die in den Radarempfängern bisher verwendeten Kristalldetektoren haben zwar eine große Empfindlichkeit, nachteilig ist jedoch, daß sie von zufällig ein-

fallenden stärkeren Signalen zerstört werden können, weshalb man gezwungen ist, aufwendige Schutzeinrichtungen vorzusehen. Ein Plasma-Detektor löst das Problem mit einer Gasentladungsstrecke, die vom einfallenden Mikrowellen-Radarimpuls verändert wird. Die Kennlinie der Gasentladungsstrecke zeigt Bild 24. Trifft

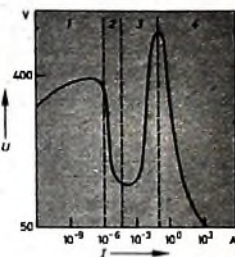


Bild 24. Strom-Spannungs-Diagramm einer Gasentladungsstrecke mit vier charakteristischen Zuständen: 1 unselbständige oder Townsend-Entladung, 2 Übergangszone, 3 Glimmentladung (Bogenentladung mit Nachglühen), 4 Bogenentladung

ein Radarimpuls auf eine Gasentladungsstrecke, so vermindert er dabei das Nachglühen, das einer Entladung folgt. Dies bewirkt eine Lichtabnahme, die in einer folgenden Photovervielfacherröhre nachgewiesen werden kann. Dabei ist es von Vorteil, daß das Gas erst als Detektor wirkt, bis es aktiviert ist, woraus sich ergibt, daß es Megawatt-Impulse vertragen kann, daß also keine Zerstörung der Detektorgasröhre zu befürchten ist. Allerdings muß dieser Vorteil mit einer Verminderung der Empfindlichkeit erkauft werden. Für die drei in Frage kommenden Detektorelemente ergeben sich für eine 10-cm-Welle folgende Empfindlichkeiten: Kristalldetektor = 10^{-8} W, Halbleiter = 10^{-12} W, Plasma-Neongasdetektor = 10^{-6} W. Die Möglichkeit der Bildung von Harmonischen in einem Plasma führt zur Konstruktion von Plasma-Mischern in der Leistungsgröße von einigen Watt. Es besteht auch die Möglichkeit, Millimeterwellengeneratoren zu bauen, wobei mit Lichtbogen hoher Intensität gearbeitet wird.

7.1.3 Mikrowellen als Helfer in der Plasmaidagnostik

In der Plasmaphysik werden mm-Wellen zur Ermittlung der Elektronendichte eines Plasmas eingesetzt, wobei man die Dichte aus der gemessenen Fortpflanzungsgeschwindigkeit der mm-Welle im Plasma errechnet. Die Elektronentemperatur kann wiederum in der Weise gefunden werden, daß man die von einem Plasma in einem bestimmten Wellenband ausgestrahlte Leistung mit jener eines geeichten Rauschgenerators im gleichen Band vergleicht. Solche Messungen sind für alle Kernfusionsanlagen von besonderer Wichtigkeit.

7.1.4 Das Plasmarauschen

Als Folge der Wechselwirkung zwischen Elektronen, Ionen und neutralen Molekülen in einem Plasma wird elektro-

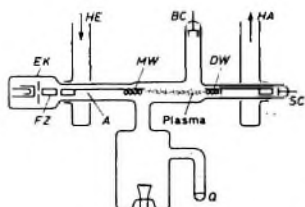


Bild 23. Elektronenstrahl-Plasmaverstärker (Versuchsanordnung nach Boyd und Field): EK Elektronenkanone, FZ Fokussierungszylinder, HE Hohlleiterzugang, HA Hohlleiterausgang, BC Bogencollector, SC Strahlcollector, A Antenne, MW Modulationswendel, DW Demodulationswendel, Q Quecksilber

magnetische Energie erzeugt und ausgesandt. Daran sind vor allem beteiligt: a) die sogenannte Bremsstrahlung hervorgerufen durch Abbremsen und Ablenken der Elektronen die in Bahnnahe von Ionen geraten b) die Zyklotronstrahlung hervorgerufen durch Magnetfelder, die die Elektronen in Kreisbewegungen zwingen.

Die Bremsstrahlung liegt im Gebiet der Röntgenstrahlung die Zyklotronstrahlung im mm-Wellenbereich. Die ausgestrahlte Energie ist inkohärent, ihr Rauschspektrum reicht von den mm-Wellen bis ins kurzwellige Röntgengebiet. Das Plasmarauschen kann die Empfindlichkeit einer Empfangsanlage erheblich herabsetzen und so den mit Masern oder parametrischen Verstärkern erreichten Gewinn zum Teil wieder zunichte machen. In der Plasmediagnostik ist das Plasmarauschen jedoch - wie erwähnt - ein wertvolles Hilfsmittel.

72. Einfluß des Plasmas auf die Nachrichtentechnik

Die Eigenschaft des Plasmas als ein guter Reflektor für einfallende Radiowellen wird in der Nachrichtentechnik schon seit langem ausgenutzt. An der Ionosphäre, die einen derartigen Plasmaspiegel darstellt, werden Radiowellen mit Frequenzen die unterhalb einer kritischen Frequenz liegen (die vom Einfallswinkel und der Elektronendichte abhängt), zur Erde zurückgespiegelt. Auf dieser Tatsache beruhen der Kurzwellenweitverkehr und der Radiofernempfang auf Mittel- und Kurzwellen. Eingehende Untersuchungen mit Radiosonden vermitteln ein klares Bild über den Zustand der Ionosphäre. Durch Ausstrahlung von HF-Wellen variabler Frequenz und Messung der reflektierten Welle konnte die jeweils kritische Frequenz bestimmt werden. Es ist diejenige oberhalb der ein Signal in die Ionosphäre eindringt und die reflektierte Welle auf einen bestimmten Minimalwert reduziert wird. Mit Hilfe der Radiosondenmessungen wurden auch die verschiedenen Schichtdicken und ihre Elektronendichten bestimmt.

Es ist günstig, daß die Elektronendichte in den obersten Schichten am größten ist (in der untersten sind vornehmlich Ionen), so daß Frequenzen für die Nachrichtentechnik gefunden werden können, welche die unteren Schichten zwar durchdringen, aber an den höheren noch reflektiert werden. Die Entstehung dieser Schichten stellt man sich so vor, daß das ultraviolette Sonnenlicht zunächst in großen Höhen die leichten Gase ionisiert. Dabei werden die kürzesten Wellen des Spektrums absorbiert, während die längeren Wellen durch Ionisation des Sauerstoffs und Stickstoffs die unteren Schichten bilden.

Außer der Reflexion der einfallenden HF-Welle erfolgt auch eine mehr oder weniger starke Absorption, die um so größer ist, je niedriger die Frequenz ist. Daher werden Frequenzen unter etwa 1 MHz am Tage sehr schlecht reflektiert.

Bemerkenswert sind auch Verfahren zur Nachrichtenübertragung unter Ausnutzung der Reflexion und der Streuung an ionisierten Meteorspuren; Meteoriten, die in die Erdatmosphäre eindringen, schaffen breite Ionisationszonen mit allerdings sehr kurzer Lebensdauer. Solche Nachrichtenverbindungen, bei denen durch Hin- und Rücksendung dauernd geprüft wird, ob eine Verbindungsmöglichkeit besteht, sind

unter der Bezeichnung JANET bekanntgeworden.

Eine andere Erscheinung, die durch Plasma verursacht wird ist der Luxemburg-Effekt. Es handelt sich dabei um eine Kreuzmodulation in einem nichtlinearen Medium. Diese Nichtlinearität entsteht durch Energieentzug den eine Radiowelle in einem ionisierten Gas erfährt. Unter gewissen Voraussetzungen kann es nämlich vorkommen daß zwei in einem Plasma sich fortbewegende amplitudenmodulierte Wellen verschiedener Trägerfrequenz bei bestimmter Lage zueinander sich gegenseitig so beeinflussen daß die eine, die störende Welle die Modulation der anderen übernimmt und dabei dieser durch Absorption Energie entzieht. Diese Absorption hat wiederum eine vermehrte Elektronengeschwindigkeit im Plasma und eine erhöhte Kollision zur Folge so daß die ursprüngliche Welle immer mehr geschwächt wird. Die Elektronengeschwindigkeit folgt dabei der Amplitudenmodulation die sich in dieser Weise auf die störende Welle überträgt.

Ein weiterer Effekt beruht auf der Doppelbrechung die ein Plasma in einem Magnetfeld erfährt. Radiowellen, die sich in einem Plasma in Richtung der magnetischen Feldlinien ausbreiten, erleiden eine Rotation ihrer Polarisationssebene, die sogenannte Faraday-Rotation. Nachrichtensignale die derartige Zonen passieren, werden durch diese Erscheinung verändert. Die bereits erwähnten Bandpaßeigenschaften die ein Plasma in Gegenwart eines magnetischen Feldes annimmt, können zu Pfeifgeräuschen im Radioempfänger führen. Sie sind das Ergebnis von Entladungen in der Atmosphäre die sich von einer Erdhälfte entlang den erdmagnetischen Feldlinien zur anderen Hemisphäre ausbreiten.

Sehr niedrige Radiofrequenzen können die Ionen des atmosphärischen Plasmas so beeinflussen daß sich die Plasmaeigenschaften von Grund auf ändern, wobei es unter anderem zur Bildung der bereits erwähnten Alfvén-Wellen kommt.

Ein Plasmaphänomen, das erst bei den letzten bemannten Raumflügen beobachtet werden konnte, besteht in der Störung der Nachrichtenverbindung zwischen einem mit Überschallgeschwindigkeit zur Erde zurückkehrenden Raumschiff und seiner Bodenstation. Die sich dabei bildenden Schockwellen induzieren einen Plasmaschild rund um das Raumschiff (Bild 25).



Bild 25. Plasmaschild einer mit Überschallgeschwindigkeit in die Erdatmosphäre ein tretenden Raumkapsel

Dieser beeinflusst auch die Radarreflexionscharakteristik des Raumschiffes, so daß dessen Erfassung und Verfolgung vom Boden aus gestört wird. Ein solcher Plasmaschild umgibt auch umlaufende Nachrichtensatelliten. Er wird bei erhöhter Sonnenfleckenaktivität dichter und wirksamer. Die Messungen über Schockwellenfronten, Scatteringeffekte und Elektronendichten in

der oberen Atmosphäre sind noch unvollständig. Kenntnisse über die Dissoziations- und Ionisationsgrößen sind noch erforderlich. Inzwischen sind die amerikanischen Wissenschaftler nicht müde geblieben die gefährliche Unterbrechung der Funkverbindung als Folge des Plasmaschildes in der Landephase der Mercury-Kapsel führte zu erhöhten Anstrengungen der Ingenieure und Physiker. Nach neuesten Berichten über durchgeführte Messungen an Plasmaschilden müßte es mit sehr kurzen Wellen gelingen, diesen Schild mit geringer Dämpfung zu durchbrechen, wie dies auch die Theorie vorhersagt. Man ist einerseits dabei, Laserwellenraumrichtgeräte zu entwickeln, die insbesondere im Infrarotgebiet des Spektrums arbeiten. Andererseits versuchte man inzwischen auch Wellen im Gebiet zwischen dem mm-Bereich und sichtbarem Licht. Diese führten kürzlich zu einem vollen Erfolg. Die Versuche wurden von Hughes Aircraft durchgeführt. Man bediente sich dabei eines neuartigen Verstärkers, der mit einer Miniatur-Wanderfeldrohre ausgerüstet ist, die eine vierhundertfache Übertragungskapazität gegenüber herkömmlichen Senderöhren hat. Wegen ihrer hohen Leistung, ihrer großen Bandbreite, des geringen Volumens und des geringen Gewichts (etwa 7 kg) ist sie speziell für die Verwendung in Raumfahrzeugen geeignet. Der bleistiftförmige Strahl (der mit 2700 G fokussiert wird) kann mit Hilfe einer Miniaturantenne mit extrem hoher Genauigkeit auf das Ziel gerichtet werden. Bei bisherigen Versuchen mit einer Frequenz von 55 GHz, die sich über einen Zeitraum von 200 h erstreckten, konnte bei einer Energiedichte von 1 MW/cm^2 und mit 11 kV ein Wirkungsgrad von 30% erzielt werden.

73. Die Rolle des Plasmas in der Halbleitertechnik

Das Plasma, das von bewegten Elektronen und Löchern in einem Halbleiter gebildet wird, ist verwandt mit dem von einem Gas erzeugten Plasma. Diese Erkenntnis führt zu einer Reihe interessanter Überlegungen und vielleicht auch einmal zu praktischen Nutzenanwendungen. So besteht beispielsweise eine gute Analogie zwischen der Zündung in einem Gas geringer Dichte und der Überschwingungslawine in einer Halbleiterdiode bei Überschreitung ihrer Durchbruchspannung, bei der sie vom gesperrten in den leitenden Zustand übergeht. Die maximale Sperrspannung beziehungsweise Durchbruchspannung ist dadurch gegeben daß in der an Ladungsträgern verarmten Zone eine bestimmte kritische Feldstärke nicht überschritten werden darf. Bei deren Erreichen werden in der Sperrzone durch Lawineneffekte zusätzliche Ladungsträger (Löcher und Elektronen) in der entblößten Übergangszone erzeugt, was zu einem steilen Anstieg des Sperrstroms führt. Bei hochsperrenden Siliziumdioden kann dies eine Zerstörung des Elementes zur Folge haben. Diese kritische Feldstärke liegt bei Silizium zwischen 300 kV/cm und 500 kV/cm.

Dieser Vorgang ist sehr ähnlich dem Entstehen einer Elektronenlawine mit der dabei hervorgerufenen Ionisation infolge fortgesetzter Kollision von Gasatomen bei Erreichen der Zündspannung in einem Gas. Beobachtungen haben ergeben, daß der „Durchbruch“ in äußerst schmalen hochionisierten Regionen (von etwa 500 Å),

den sogenannten Mikroplasmen, vor sich geht. Die genaue Kenntnis dieser Zonen ist beispielsweise für die Schaffung von Halbleitertrioden mit besonders kurzen Einschaltzeiten wichtig. Auf Grund der zwischen den Gas- und den Mikroplasmen bestehenden Analogie versucht man, eine besondere Mikroplasmaphysik zu entwickeln, die sich mit den Eigenschaften der Halbleiter und ihrer Mikroplasmen näher befaßt und dabei Relationen zwischen diesen und den Gasplasmen herstellt, um eventuell Meßmethoden und Meßergebnisse von dem einen Gebiet auf das andere übertragen zu können. So versucht man bereits, die bei heißen Gasplasmen besonders schwierigen Messungen zunächst einmal mit Mikroplasmen auszuführen. Spezielle Halbleitermaterialien, zum Beispiel Indium-Antimonide, werden gegenwärtig zum Studium von Plasma-Phänomenen verwendet. Man will auf diese Weise unter anderem den Pinch-Effekt, die Elektronen-Löcher-Entblößung, die Effekte elektrischer und magnetischer Felder, Plasmadichten und Dielektrizitätskonstanten messen oder näher untersuchen. Man studiert gegenwärtig die Wechselwirkung zwischen einem Mikrowellenstrahl und einem Mikroplasma und versucht, die Tatsache auszunutzen, daß Festkörperplasmen im Gegensatz zu Gasplasmen praktisch kein Rauschen aufweisen (da sie im thermischen Gleichgewicht sind). Eine Halbleiteranordnung von RCA, die gegenwärtig erprobt wird, besteht aus einem 1 cm langen Germaniumelement (1 mm²) mit einem 100-Ohm-Lastwiderstand und einer 100-V-Pulsspeisepannung. Bei Anwendung eines Magnetfeldes von 10 kG parallel zum elektrischen Feld konnte eine Schwingspannung an der Last (je nach der relativen Feldorientierung und den Oberflächenbedingungen) von 10 kHz - 10 MHz gemessen werden. Die ihren Grund in Mikroplasmawebungen haben muß. Die Wirkung magnetischer Felder auf Halbleiterplasmen versucht man in Polarisatoren nutzbar zu machen. Sie beruhen auf der Tatsache, daß elektromagnetische Wellen des cm- bis Infrarotbereichs in einem Plasma, auf das ein longitudinales Magnetfeld einwirkt, eine meßbare Rotation hervorrufen.

7.4. Bedeutung des Plasmas für andere Gebiete

Auch in der industriellen und physikalischen Chemie wird das Plasma eine Rolle spielen. Es könnte beispielsweise das Problem der Materialsynthese durch Schaffung einer ganz neuen Serie von synthetischen Legierungen und Hochtemperaturmaterialien lösen helfen. Auch für die Erzaufbereitung durch Verdampfung könnte es eingesetzt werden. Metallische Elemente könnten vielleicht viel besser und schneller als durch irgendeinen Extraktionsprozeß durch einfache Kondensation in höchster Reinheit gewonnen werden. In der Materialuntersuchung und Gasanalyse kann der Chemiker mithilfe, neue Wege in der Plasmaphysik und Plasmachemie zu finden. In der analytischen Chemie sind bereits diesbezügliche Anfänge zu verzeichnen. Bemerkenswert ist hier zum Beispiel ein „Plasmabrenner“ der Plasma-Arc-Generator von Nat. Spectrographic Labor., der sich bereits als spektrografische Anregungsquelle als Ergänzung zu verschiedenen Geräten in der chemischen Analyse bewährt hat. Mit Hilfe eines Plasmalichtbogens läßt sich damit eine zu analysierende Lösung mit höchster Präzi-

sion und bei geringen Betriebskosten untersuchen. Auch Plasma-Schweißgeräte sind bereits in Entwicklung.

7.5. Schlußbetrachtung

Obwohl der Fusionsprozeß heute noch in den ersten Anfangsstadien steckt und es noch viele Probleme zu lösen gibt, bevor sich praktische Nutzenwendungen abzeichnen, kann doch heute schon dem Plasma eine große Zukunft vorausgesagt werden. Dabei ist auch damit zu rechnen, daß - wie es auf anderen großen Forschungsgebieten auch der Fall war - Nebengebiete mit befruchtet werden, so daß die auf dem Plasmagebiet jetzt geleistete Arbeit zweifellos reiche Früchte tragen wird.

F. GUTSCHMIDT

Katodenverstärker-Tastkopf für Oszillografen

Der Tastkopf (Bild 1) wurde speziell für einen triggerbaren Kleinoszillografen¹⁾ entwickelt. Zur Erleichterung des Aufbaus mit einer anderen Röhre und der Anpassung an andere Oszillografen wird auf die Berechnung näher eingegangen.

Um für den Tastkopf möglichst geringe Abmessungen zu erreichen, fand die Nuvistortriode 7586 von Valvo Verwendung. Als Arbeitspunkt wurde $I_a = 8,2$ mA, $U_a = 92$ V und $U_g = -2,2$ V gewählt. Dabei waren die verfügbare Betriebsspannung (150 V), die maximal zu erwartende Eingangsschwingspannung, die erforderliche Steilheit, ausreichender Abstand vom Gitterstrom-Einsatzpunkt und die Grenzfrequenzen der Röhre zu berücksichtigen.

Für den genannten Arbeitspunkt entnimmt man den Kennlinienfeldern der 7586 eine statische Steilheit $S = 8,4$ mA/V, einen Innenwiderstand $R_i = 3,7$ kOhm und einen Verstärkungsfaktor $\mu = 31$.

Die vollständige Schaltung des Katodenverstärker-Tastkopfs zeigt Bild 2. Die Arbeitssteilheit S_a erhält man aus

$$S_a = S \frac{R_k}{R_i + R_k} \quad (1)$$

Dabei ist R_k der wirksame Katodenwiderstand, der sich aus R_1 , R_2 und dem Eingangswiderstand R_E des nachgeschalteten Oszillografen zu

$$R_k = \frac{R_k (R_1 + R_2)}{R_k + R_1 + R_2} \quad (2)$$

¹⁾ Gutschmidt, F.: Ein triggerbarer Kleinoszillograf, Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 7, S. 217-222



Bild 1. Gesamtansicht des Katodenverstärker-Tastkopfs

Schrifttum

- [1] Proc. IRE Bd. 49 (1961) Nr. 12 (das Heft enthält ausschließlich Beiträge aus der Plasmaphysik)
- [2] Wolff, M. F.: Plasma engineering - part I. Electronics Bd. 34 (1961) Nr. 28, S. 47-53
- [3] Wolff, M. F.: Plasma engineering - part II. Electronics Bd. 34 (1961) Nr. 31, S. 33-39
- [4] Wolff, M. F.: Plasma engineering - part III. Electronics Bd. 34 (1961) Nr. 35, S. 29-35
- [5] Waare, A. A.: Plasma problems slow the advance Engineering Bd. 12 (1961) Nr. 481, S. 441
- [6] Lüdi, F.: Plasmaphysik. Vorträge an der ETH Zürich im Sept 1962

ergibt. Im vorliegenden Fall hat der Oszillograf einen Eingangswiderstand von $R_E = 5$ kOhm, so daß

$$R_k = \frac{5(0,27 + 6,8)}{5 + 0,27 + 6,8} = 2,94 \text{ kOhm}$$

und

$$S_a = 8,4 \frac{3,7}{3,7 + 2,94} = 4,7 \text{ mA/V}$$

wird.

Die Verstärkung V (ohne Gegenkopplung) bestimmt man mit

$$V = S_a \cdot R_k \quad (3)$$

zu

$$V = 4,7 \cdot 2,94 = 13,8$$

und die tatsächliche Verstärkung V' der Katodenverstärkerstufe, die immer < 1 ist, ergibt sich aus

$$V' = \frac{S_a \cdot R_k}{1 + S_a \cdot R_k} \quad (4)$$

Man erhält

$$V' = \frac{4,7 \cdot 2,94}{1 + 4,7 \cdot 2,94} = 0,93$$

Der Ausgangswiderstand R_0 (ohne Berücksichtigung der Gegenkopplung) ist

$$R_0 = \frac{R_i \cdot R_k}{R_i + R_k} \quad (5)$$

Nach Einsetzen der Zahlenwerte wird

$$R_0 = \frac{3,7 \cdot 2,94}{3,7 + 2,94} = 1,64 \text{ kOhm}$$

Tatsächlich ist beim Katodenverstärker

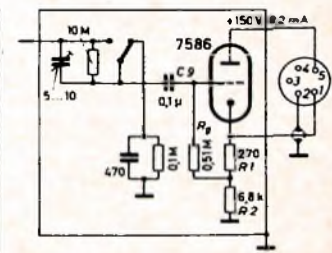


Bild 2. Schaltung des Tastkopfs

wegen der starken Gegenkopplung ein viel kleinerer Ausgangswiderstand R_0' wirksam. Man ermittelt ihn aus

$$R_0' = \frac{R_0}{1 - V'} \quad (6)$$

zu

$$R_0' = \frac{1,64}{1 - 13,8} = 0,11 \text{ kOhm.}$$

Gl. (6) läßt sich auch in der Form

$$R_0' = \frac{R_0}{1 - V'} = \frac{R_0}{V'} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{S}} = \frac{1}{V'} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{S}}$$

schreiben. Da $V \gg 1$ ist erhält man die zum schnellen Abschätzen des Ausgangswiderstands praktische Näherung

$$R_0' \approx \frac{1}{S}$$

(Hierin ist S die statische Steilheit im Arbeitspunkt, wie man durch Einsetzen der Gl. (1), (3) und (5) für V beziehungsweise R_0 leicht nachprüfen kann.)

Bei der gewählten Schaltung ist der wirksame Eingangswiderstand R_0' (zwischen Gitter und Masse) wegen der mit der Eingangswchselspannung gegeneinander geschalteten Gegenkopplungsspannung größer als der Gitterableitwiderstand R_0 , und zwar gilt hier

$$R_0' = R_0 \left(\frac{1}{1 - V' \alpha} \right) \quad (7)$$

Der Korrekturfaktor α in Gl. (7) ist erforderlich, weil V' wegen des aufgeteilten Katodenwiderstands nicht voll wirksam wird. Man errechnet α aus der Gleichung

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8)$$

zu

$$\alpha = \frac{6,8}{0,27 + 6,8} = 0,96$$

Im vorliegenden Fall wird der Eingangswiderstand

$$R_0' = 0,51 \left(\frac{1}{1 - 0,93 \cdot 0,96} \right) = 4,75 \text{ MOhm.}$$

Auch die wirksame Eingangskapazität C_0' wird (soweit es sich um die Gitter-Katoden-Kapazität C_{gk} handelt) verringert. Es ist

$$C_0' = (1 - V') C_{gk} + C_{ga} + C_s \quad (9)$$

C_{ga} ist die Gitter-Anoden-Kapazität und C_s die gegen Masse wirksame Schallkapazität des Gitterkreises. In diesem Fall wird

$$C_0' \approx (1 - 0,93) 4,2 + 2,2 + 7 \approx 9,5 \text{ pF.}$$

Es sei darauf hingewiesen, daß sich mit der Induktivität der Eingangsleitung eine Schwingungsschaltung ergeben kann, die als Colpitts-Oszillator auf sehr hohen Frequenzen schwingt. In diesem Fall muß ein Dämpfungswiderstand (100 Ohm) direkt vor dem Gitteranschluß angeordnet werden.

Der nach Gl. (6) errechnete Ausgangswiderstand R_0' gilt nur, wenn der Innenwiderstand des Meßobjekts (Generatorwiderstand R_G) gleich Null ist. Wegen der durch R_G und den Gitterableitwiderstand R_0 infolge Spannungsteilung bedingten Verminderung der Gegenkopplungsspannung steigt R_0' mit zunehmendem Generatorwiderstand R_G . Diese Abhängigkeit zeigt für den vorliegenden Fall Bild 3.

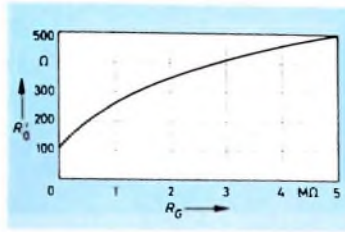


Bild 3. Gemessener Verlauf des Ausgangswiderstands als Funktion des Generatorwiderstands

Die am Eingang des Katodenverstärkers maximal zulässige Wechselspannung $U_{r,max}$ läßt sich aus der Beziehung

$$U_{r,max} = \frac{U_a}{2\mu} \cdot \frac{1 + \frac{R_k}{R_0} (\mu - 1)}{1 + \frac{R_k}{R_0}} \quad (10)$$

errechnen. In diesem Fall erhält man

$$U_{r,max} = \frac{92}{2 \cdot 31} \cdot \frac{1 - \frac{2,94}{3,7} (31 - 1)}{1 + \frac{2,94}{3,7}} = 21 \text{ V.}$$

Mit dem vorgeschalteten, kapazitiv kompensierten Spannungsteiler, der die Eingangsspannung im Verhältnis 100 : 1 herabsetzt, können also Wechselspannungen bis zu 2100 V_{eff} oszillographiert werden, wenn beim Aufbau auf genügende Isolation geachtet wird.

Der nach Gl. (10) ermittelte Wert für $U_{r,max}$ kann bei Impulsen mit steilen Flanken nicht voll ausgenutzt werden, wenn eine Verformung der abfallenden Flanke vermieden werden soll. Der Wert für den Ausgangswiderstand R_0' nach Gl. (6) gilt für eine mittlere Steilheit S_0 . Solange die Röhre auf dem geraden Teil der I_G - U_G -Kennlinie betrieben wird, kann man mit dem verwendeten Wert für S_0 rechnen. Bei starker Aussteuerung der Röhre in negativer Richtung kommt man jedoch in den Bereich starker Kennlinienkrümmung, wo die Steilheit immer kleiner wird. Dabei wird der Ausgangswiderstand R_0' stetig größer und ist zuletzt nur durch R_k bestimmt.

Die Zeitkonstante des Ausgangs ist bei kleiner Aussteuerung

$$\tau = R_0' \cdot C_L \quad (11)$$

wobei C_L die von Kabel und Oszillografeneingang bestimmte Lastkapazität ist. Bei negativer Aussteuerung bis zur Gittersperrspannung wird die Zeitkonstante dagegen

$$\tau' = R_k \cdot C_L \quad (12)$$

R_k ist aber im vorliegenden Fall mehr als 25mal größer als R_0' , so daß bei voller Aussteuerung mit $U_{r,max}$ eine gegenüber der Anstiegszeitkonstante τ 25mal größere Zeitkonstante entsteht. Dadurch wird bei kurzzeitigen Impulsen die abfallende Flanke bei zu hoher Eingangsspannung stark verschliffen dargestellt.

Ahlfle kann, neben mäßiger Aussteuerung der Röhre, der Ersatz des Katodenwiderstands (R_1 , R_2) durch eine mitgesteuerte zweite Röhre schaffen. Es würde an dieser Stelle zu weit führen, näher auf diese als „White cathode follower“ bekanntgewordene Schaltung einzugehen, so

daß auf das Schrifttum, insbesondere auf [1] und [3], verwiesen wird.

Der bei einer bestimmten Anstiegszeit zulässige Wert für $U_{r,max}$ kann errechnet werden, wenn Gl. (10) mit einem Faktor

$$\beta = \frac{1}{1 - \frac{\mu \cdot R_k}{R_0} \left(\frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau}}}{\frac{t}{\tau}} \right)} \quad (13)$$

multipliziert wird, in dem τ die Zeitkonstante nach Gl. (11) und t die Anstiegszeit der Impulsflanke bedeutet. Im vorliegenden Fall ($C_L = 250$ pF) ermittelt man $\tau = 0,028$ μ s. β hat dann beispielsweise für eine Anstiegszeit $t = 0,38$ μ s den Wert 0,5.



Bild 4. Innenaufbau des Tastkopfs (Schallerseite)



Bild 5. Innenaufbau des Tastkopfs (Rückseite)

Der Aufbau des Tastkopfs geht aus den Bildern 4 und 5 hervor. Es wurde ein gerade vorhandenes Gehäuse des Tastkopfs „VST 24“ von Grundig verwendet, das bei einem Innendurchmesser von 16 mm eine Länge (ohne Tastspitze) von 115 mm hat. Für die Umschaltung des Spannungsteilers wurde ein Miniatur-Schiebeschalter vorgesehen. Der Koppelkondensator C_0 ist ein Kunststofftyp „MKH“ von Siemens, der sich durch sehr geringe Abmessungen auszeichnet. Als Kabel eignet sich ein handelsübliches 4adriges Mikrofonkabel, das mit einer spuligen Normsteckverbindung versehen wird. Die die Meßspannung führende Ader ist abgeschirmt. Die Kabelkapazität C_L ergab bei $R_G = 0$ mit R_0' eine obere Grenzfrequenz f_0 (bei -3 dB) von

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_0' \cdot C_L} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,1 \cdot 10^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-10}} = 5,7 \text{ MHz.}$$

Beim Aufbau ist auf gute Isolation und geringe Schallkapazität im Gitterkreis zu achten. Die Eingangskapazität des Tastkopfs läßt sich gemäß Gl. (9) weiter verringern, wenn die Gitterleitung (und C_0) mit einer gesonderten Abschirmung umgeben wird, die mit der Katode zu verbinden ist. Es ist darauf zu achten, daß der Tastkopf mit symmetrischer Heizspannung betrieben wird und die Anodenspannungsquelle einen niedrigen Wechselstrom-Innenwiderstand (großer Elektrolytkondensator oder Glühmstabilisator) hat.

Schrifttum

- 1) Czoch, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Berlin 1959, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik.
- 2) Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik, Bd. II. Berlin 1953, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik.
- 3) Grühle, W.: Elektronische Hilfsmittel des Physikers. Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960, Springer.

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche Variables Bandpaßfilter

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 3, S. 84

5. Dimensionierung der Schaltung

5.1 Prinzipschaltbild

Bild 18 zeigt das Prinzipschaltbild des Filters. Der Eingangswiderstand der Einheit wird durch einen 620-Ohm-Widerstand gebildet, dem der vernachlässigbar große Eingangswiderstand der ersten Stufe parallel liegt. Wie bereits besprochen, arbeiten die ersten drei Stufen in Collector-schaltung, die Ausgangsstufe in Emitterschaltung. Ihre Spannungsverstärkung läßt sich mit einer variablen Seriengegenkopplung durch den Einstellregler P in gewissen Grenzen verändern und dadurch die Spannungsverstärkung der gesamten Einheit genau auf den vorgeschriebenen Wert einstellen. Die Betriebsspannungen für die einzelnen Stufen werden über einen Siebteil dem Zentralnetzteil der Anlage entnommen.

Da im Durchlaßbereich des Filters weder eine Verstärkung noch eine nennenswerte Abschwächung des Signals erfolgt ist der Signalpegel in allen Stufen etwa gleich hoch, nämlich für normale Aussteuerung 245 mV und für maximale Aussteuerung 775 mV. Daher erübrigen sich besondere Maßnahmen zur Einhaltung des geforderten Fremdspannungsabstandes.

Infolge der starken Gegenkopplung in jeder Stufe ist die Wahl der einzusetzenden Transistoren außerordentlich unkritisch. Hier läßt sich jeder NF-Transistor mit einer Stromverstärkung von $\beta > 30$ und einer Grenzfrequenz $f_{act} > 10$ kHz verwenden. Im Mustergerät wurden alle vier Stufen mit den pnp-Ge-Transistoren 2N407 (RCA) bestückt, deren Sockel einen leichten Austausch der Transistoren gestattet [1, 2]. Die wichtigsten Daten des 2N407 bei $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ sind: $|U_{CE}|_{max} = 20$ V, $I_{c,max} = 70$ mA, $\beta = 65$, $P_{C,max} = 150$ mW.

5.2 Dimensionierung der Filterelemente

Wie schon im Abschnitt 4.3 erwähnt, erfolgt die Veränderung der Grenzfrequenzen des aktiven Filters durch Umschalten der Kondensatoren der entsprechenden RC-Glieder. Der Dämpfungsfaktor bleibt dabei unabhängig von der eingestellten Grenzfrequenz konstant. Bei der Dimensionierung der Schaltelemente sollen möglichst nur Werte berücksichtigt werden, die der internationalen Normreihe entsprechen.

Zur Wahl eines geeigneten Wertes für q muß man einen Kompromiß zwischen dem gewünschten Frequenzgang in der Nähe der Grenzfrequenzen und dem zulässigen Wert des Überschwingers bei Impulsen schließen. An Hand der angestellten Untersuchungen (Abschnitt 3.5 und Bilder 11, 12, 15, 16) wurde für die vorliegende Dimensionierung sowohl für den Tiefpaß als auch für den Hochpaß der Wert $q_u = q_n = 0,6$ gewählt, der einerseits fast vollkommen linearen Frequenzgang bis zu den Grenzfrequenzen, andererseits aber auch nur verhältnismäßig geringe Impulsverzerrungen liefert. Gehörmäßige Vergleiche bei verschiedenen Werten von q bestätigen die getroffene Wahl.

5.2.1 Tiefpaßfilter

Die Grenzfrequenz des aktiven Tiefpaßfilters ist

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (20)$$

und die Dämpfungskonstante

$$q_o = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \quad (21)$$

Um zu vermeiden, daß die Berechnung in der Normreihe nicht enthaltene Zwischenwerte liefert, werden die Kondensatoren C_1 und C_2 der beiden Tiefpaß-Halbglieder zweckmäßigerweise gleich groß gemacht. Man erhält dann mit $C_1 = C_2$ die vereinfachten Ausdrücke

$$\omega_o = \frac{1}{C_{1,2} \sqrt{R_1 R_2}} \quad (20a)$$

und

$$q_o = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (21a)$$

Wählt man $R_2 = 12$ kOhm, so erhält man aus Gl. (21a) mit $q_o = 0,6$

$$R_1 = \frac{1}{4 q_o^2} R_2 = \frac{1}{4 \cdot 0,36} \cdot 12 \approx 8,34 \text{ kOhm}$$

oder bei Verwendung des nächstliegenden Normwertes

$$R_1 = 8,2 \text{ kOhm}$$

Die für die einzelnen Grenzfrequenzen erforderlichen Werte der Kondensatoren C_1 und C_2 lassen sich jetzt aus Gl. (20a) berechnen

$$C_{1,2} = \frac{1}{2 \pi f_o \sqrt{R_1 R_2}} = \frac{1}{2 \pi f_o \sqrt{12 \cdot 8,2 \cdot 10^3}} = \frac{1}{62,3 \cdot 10^3 \cdot f_o} \text{ [Hz, F]}$$

$$C_{1,2} = \frac{16,05}{f_o \text{ [kHz]}} \text{ [nF]}$$

Für die gewünschten Grenzfrequenzen nach Tab. I ergeben sich damit die in Tab. II zusammengestellten Werte. Werden jeweils die nächstliegenden Kapazitätswerte der Normreihe verwendet, so ergeben sich die Grenzfrequenzen nach Tab. III. In allen Fällen liegt die Abweichung von der vorgeschriebenen Grenzfrequenz unter 10%.

5.2.2 Hochpaßfilter

Für die Grenzfrequenz und den Dämpfungsfaktor gilt

$$\omega_u = \frac{1}{\sqrt{R_3 C_3 R_4 C_4}} \quad (29)$$

und

$$q_u = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3 C_3}{R_4 C_4}} \quad (30)$$

Auch hier werden wie beim Tiefpaß die Kondensatoren der beiden Halbglieder gleich groß gemacht. Mit $C_3 = C_4$ vereinfachen sich die Formeln für ω_u und q_u zu

$$\omega_u = \frac{1}{C_{3,4} \sqrt{R_3 R_4}} \quad (29a)$$

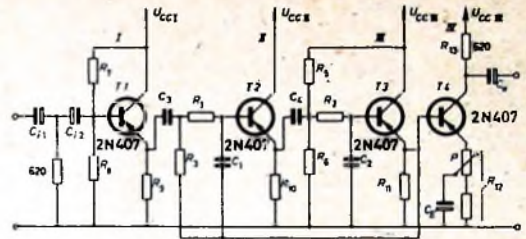


Bild 18. Prinzipschaltbild des entwickelten Filters

Tab. II. Berechnete Kapazitätswerte des Tiefpasses

f_o [kHz]	7,5	10	12,5	15	20	∞
$C_{1,2}$ [nF]	2,14	1,6	1,28	1,07	0,8	0

Tab. III. Grenzfrequenzen bei Verwendung der Norm-Kapazitätswerte

$C_{1,2}$ [nF]	2,2	1,5	1,2	1	0,75	0
f_o [kHz]	7,3	10,7	13,3	18	21,4	∞

und

$$q_u = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} \quad (30a)$$

Um für C_3 und C_4 günstige Werte zu erhalten, wird $R_3 = 15$ kOhm gewählt. Mit $q_u = 0,6$ ergibt sich dann

$$R_4 = \frac{1}{4 q_u^2} R_3 = \frac{1}{4 \cdot 0,36} \cdot 15 = 10,4 \text{ kOhm}$$

Dieser Wert für den Querwiderstand R_4 des zweiten Hochpaß-Halbgliedes wird durch die Parallelschaltung der beiden entsprechend zu dimensionierenden Widerstände R_5 und R_6 des Basisspannungsteilers von T3 gebildet.

Aus Gl. (29a) läßt sich jetzt die Formel für C_3 und C_4 in Abhängigkeit von der Grenzfrequenz berechnen

$$C_{3,4} = \frac{1}{2 \pi f_u \sqrt{15 \cdot 10,4 \cdot 10^3}} = \frac{1}{78,5 \cdot 10^3 \cdot f_u} \text{ [Hz, F]}$$

oder

$$C_{3,4} = \frac{12,75}{f_u \text{ [kHz]}} \text{ [\mu F]}$$

Die sich damit für die geforderten Grenzfrequenzen ergebenden Kapazitätswerte enthält Tab. IV. Da hier der Kapazitätswert 0 bei keiner Schalterstellung gefordert wird, kann der Kondensator mit dem kleinsten in dieser Reihe vorkommenden Kapazitätswert dauernd eingeschaltet bleiben. Die übrigen Werte erhält man dann durch Zuschalten entsprechender Kondensatoren C_p . Auf diese Weise reichen auch hier die genormten Kapazitätswerte aus. An Stelle des Wertes

Tab. IV. Berechnete Kapazitätswerte des Hochpasses

f_u [Hz]	0	20	30	40	50	80
$C_{3,4}$ [μ F]	∞	0,64	0,42	0,32	0,25	0,16

Tab. V. Grenzfrequenzen und Kapazitätswerte für den Hochpaß

C_p [μ F]	0	0,1	0,15	0,27	0,47	25
$C_{3,4 \text{ ges}}$ [μ F]	0,15	0,25	0,3	0,42	0,62	25,1
f_u [Hz]	85	51	42,5	30,4	20,8	0,61

$C_{3,4} \approx \infty$ für die Grenzfrequenz $f_H = 0$ wird man den größten noch praktischen Kondensator einsetzen, in diesem Falle etwa einen 25- μ F-Elektrolytkondensator. Die so erreichten Grenzfrequenzen sind in Tab. V zusammengestellt. Wie beim Tiefpaß liegt auch hier die Abweichung vom gewünschten Wert der Grenzfrequenz in jedem Fall unter 10%. Auch der Wert für die Stellung „linear“ (Grenzfrequenz $f_H = 0$) ist genügend gut angenähert.

5.3. Arbeitspunkteinstellung und Gleichstromstabilisierung

Die für die Einstellung und Stabilisierung der Arbeitspunkte einer Transistorstufe wesentlichen Gesichtspunkte wurden bereits bei der Dimensionierung des Stereo-Konverters [2] ausführlich beschrieben und sollen hier als bekannt vorausgesetzt werden, ebenso die für Spannungen und Ströme gebräuchliche Bezeichnung und Zahlfeilrichtung. Um möglichst große Übersichtlichkeit zu erreichen, wurde keiner dieser Werte in das Prinzipschaltbild eingetragen.

In allen Stufen erfolgt die Einstellung des Arbeitspunktes durch eine konstante Basisvorspannung, die Stabilisierung des Arbeitspunktes durch einen großen ohmschen Widerstand in der Emittierleitung, der bei den drei Collectorbasisstufen mit dem Arbeitswiderstand identisch ist. Die Basisvorspannung der Stufen II und IV wird aus der Emitterspannung der dritten Stufe gewonnen, die Stufen I und III haben eigene Basisspannungsteiler. Die Berechnungen erfolgen unter den Voraussetzungen $|I_B| \ll I_C$ und $|I_E| \approx |I_C|$.

5.3.1. Ausgangsstufe

Die Ausgangsstufe des Filters muß bei einem Ausgangswiderstand von $R_L = 600 \text{ Ohm}$ einen unverzerrten Signalpegel von 0 dBm an einen äußeren Lastwiderstand von $R_L = 600 \text{ Ohm}$ abgeben können. Sie wurde ebenso ausgeführt wie die Endstufen der bereits beschriebenen Einheiten [1, 2]. Daher sollen hier nur die wichtigsten Werte wiedergegeben werden.

Den vorgeschriebenen Ausgangswiderstand der Stufe von $R_L = 600 \text{ Ohm}$ erreicht man durch einen Arbeitswiderstand $R_{13} = 620 \text{ Ohm}$. Aus dem Kennlinienfeld des Transistors wurde der Arbeitspunkt der Stufe mit $-U_{CE} = 8 \text{ V}$, $-I_C = 8 \text{ mA}$ und die Betriebsspannung mit $-U_{CC} = 25 \text{ V}$ gewählt. Damit wird die Collectorspannung

$$-U_C = -U_{CC} + R_{13} I_C = 25 - 4,96 \approx 20 \text{ V}$$

und die Emitterspannung

$$-U_E = -U_C + U_{CE} = 20 - 8 = 12 \text{ V.}$$

Der erforderliche Emittierwiderstand ist daher

$$R_{12} = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{12}{8} = 1,5 \text{ kOhm}$$

Mit der Basis-Emittier-Spannung im Arbeitspunkt, die sich aus dem Kennlinienfeld zu $-U_{BE} = 0,2 \text{ V}$ ergibt, erhält man den zur Einstellung des Arbeitspunktes notwendigen Wert der Basisvorspannung

$$-U_B = -U_E - U_{BE} = 12 + 0,2 = 12,2 \text{ V.}$$

Die Collectorverlustleistung der Endstufe errechnet sich zu

$$P_C = U_{CE} I_C = 8 \cdot 8 = 64 \text{ mW,}$$

die benötigte Speiseleistung ist

$$P_{DC} = U_{CC} I_C = 25 \cdot 8 = 200 \text{ mW.}$$

5.3.2. Dritte Stufe

Der Arbeitspunkt der dritten Stufe wurde auf $-U_{CE} = 7,8 \text{ V}$, $-I_C = 1,5 \text{ mA}$ festgelegt. Er muß besonders gut stabilisiert werden, da davon Arbeitspunkteinstellung und Stabilität der Stufen II und IV abhängen. Infolge der direkten Kopplung liegt der Wert der Emitterspannung der Stufe bereits fest mit

$$-U_{EIII} = -U_{BIV} = 12,2 \text{ V.}$$

Damit ergibt sich die Collector- und zugleich Betriebsspannung zu

$$\begin{aligned} -U_{CC} &= -U_C = -U_E - U_{CE} \\ &= 12,2 + 7,8 = 20 \text{ V} \end{aligned}$$

und der erforderliche Arbeitswiderstand der Stufe

$$R_{11} = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{12,2}{1,5} \approx 8,2 \text{ kOhm.}$$

Der aus den Widerständen R_5 und R_6 bestehende Basisspannteiler hat einerseits die erforderliche Basisvorspannung mit der nötigen Stabilität einzustellen, andererseits dient er als Querwiderstand R_4 im zweiten Hochpaß-Halbglied des Filters. Die zur Einstellung des gewählten Arbeitspunktes erforderliche Basisvorspannung ist

$$-U_B = -U_E - U_{BE} = 12,2 + 0,1 = 12,3 \text{ V,}$$

wobei der Wert für die Basis-Emittier-Spannung $-U_{BE}$ den Transistorkennlinien entnommen wurde.

Die erste Bedingung für die Dimensionierung von R_5 und R_6 lautet daher

$$\frac{R_5}{R_6} = \frac{-U_{CC} + U_B}{-U_B} = \frac{20 - 12,3}{12,3}$$

oder

$$R_6 \approx 1,6 R_5.$$

Um ausreichende Stabilität der Stufen II, III und IV zu sichern, muß für den Stabilisierungsstrom I_S im Spannungsteiler

$$I_S \geq 10 |I_B|$$

gelten. Mit

$$-I_B = \frac{-I_C}{\beta} = \frac{1,5}{65} \approx 0,023 \text{ mA}$$

und

$$I_S = \frac{-U_{CC}}{R_5 + R_6}$$

ergibt sich daraus die zweite Bedingung

$$R_5 + R_6 = \frac{-U_{CC}}{I_S} \leq 87 \text{ kOhm.}$$

Da wechselstrommäßig die Parallelschaltung von R_5 und R_6 wirksam ist, lautet die dritte Bedingung

$$R_4 = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} = 10,4 \text{ kOhm.}$$

Durch Einsetzen der ersten in die dritte Bedingung erhält man für die Widerstände des Spannungsteilers die Werte $R_5 \approx 17 \text{ kOhm}$ und $R_6 \approx 27 \text{ kOhm}$. Für die tatsächliche Dimensionierung werden die nächstliegenden Normwerte gewählt; der dadurch entstehende Fehler liegt unter der Toleranzgrenze der Widerstände. Mit $R_5 = 18 \text{ kOhm}$, $R_6 = 27 \text{ kOhm}$ ist auch die zweite Bedingung erfüllt

$$R_5 + R_6 = 18 + 27 = 45 \text{ kOhm} < 87 \text{ kOhm.}$$

Die Collectorverlustleistung der Stufe wird

$$P_C = U_{CE} I_C = 7,8 \cdot 1,5 = 11,7 \text{ mW}$$

und die erforderliche Speiseleistung

$$\begin{aligned} P_{DC} &\approx U_{CC} I_C + \frac{U_{CC}^2}{R_5 + R_6} \\ &= 20 \cdot 1,5 + \frac{400}{18 + 27} \approx 38,9 \text{ mW.} \end{aligned}$$

5.3.3. Zweite Stufe

Die Betriebsspannung der zweiten Stufe wurde auf $-U_{CC} = 20 \text{ V}$, der Collectorstrom auf $-I_C = 1 \text{ mA}$ festgelegt. Der Arbeitspunkt wird durch die Basisvorspannung vom Emittier der dritten Stufe eingestellt. Die Basisspannung ist

$$-U_{BII} = -U_{EIII} + I_B (R_1 + R_2)$$

und mit

$$-I_B \approx \frac{-I_C}{\beta} = \frac{1}{65} \approx 0,015 \text{ mA}$$

$$-U_{BII} = 12,2 - 0,015 (15 + 8,2) \approx 11,85 \text{ V.}$$

Mit einer Basis-Emittier-Spannung von $-U_{BE} = 0,1 \text{ V}$ ergibt sich die Spannung am Emittier der Stufe II zu $-U_E \approx 11,75 \text{ V}$ und damit der Arbeitspunkt $-U_{CE} \approx 8,25 \text{ V}$, $-I_C = 1 \text{ mA}$. Der erforderliche Arbeitswiderstand ist daher

$$R_{10} = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{11,75}{1} \approx 12 \text{ kOhm.}$$

Die Stufe hat die Collectorverlustleistung

$$P_C = U_{CE} I_C \approx 8,25 \cdot 1 = 8,25 \text{ mW}$$

und einen Speiseleistungsbedarf von

$$P_{DC} = U_{CC} I_C = 20 \cdot 1 = 20 \text{ mW.}$$

5.3.4. Eingangsstufe

Die erste Stufe ist gleichstrommäßig von den folgenden völlig unabhängig. Ihre Betriebsspannung wird wieder mit $-U_{CC} = 20 \text{ V}$, der Arbeitspunkt zu $-U_{CE} = 8 \text{ V}$, $-I_C = 1 \text{ mA}$ gewählt. Damit ergibt sich die Emitterspannung

$$-U_E = -U_{CC} + U_{CE} = 20 - 8 = 12 \text{ V}$$

und ein Arbeitswiderstand von

$$R_9 = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{12}{1} = 12 \text{ kOhm.}$$

Den Arbeitspunkt der Stufe stellt man mit der konstanten Basisvorspannung

$$-U_B = -U_E - U_{BE} = 12 + 0,1 = 12,1 \text{ V}$$

ein. Dabei wurde der Wert $-U_{BE} = 0,1 \text{ V}$ dem Kennlinienfeld entnommen. Der Basisstrom im Arbeitspunkt ist etwa

$$-I_B \approx \frac{-I_C}{\beta} = \frac{1}{65} \approx 0,015 \text{ mA.}$$

Aus Stabilitätsgründen muß für den Strom im Basisspannungsteiler $I_S \geq 5 |I_B|$ gelten. Im vorliegenden Fall wurde $I_S = 0,1 \text{ mA}$ gewählt. Damit erhält man für die Spannungsteilerwiderstände

$$R_7 = \frac{-U_{CC} + U_B}{I_S - I_B} = \frac{20 - 12,1}{0,1 + 0,015}$$

$$\approx 68 \text{ kOhm,}$$

$$R_8 = \frac{-U_B}{I_S} = \frac{12,1}{0,1} \approx 120 \text{ kOhm.}$$

Zuletzt seien noch die Collectorverlustleistung und die benötigte Speiseleistung der Stufe berechnet

$$P_C = U_{CE} I_C = 8 \cdot 1 = 8 \text{ mW,}$$

$$P_{DC} = U_{CC} (I_C - I_S) = 20 (1 + 0,015) \approx 22,3 \text{ mW.}$$

(Wird fortgesetzt)

einem beschleunigten Lawineneffekt, bei dem mit steigendem Strom die Collectorspannung sinkt (negativer Ausgangswiderstand), stellt sich ein dem vorher beobachteten ähnlicher Betriebszustand ein. Arbeitel man mit der Arbeitsgeraden R_{L1} , so springt der Arbeitspunkt im Bereich des negativen Ausgangswiderstandes sehr schnell vom Punkt A nach B. Diese Form des - Lawineneffektes läßt sich zur Erzeugung sehr kurzer Impulse ausnutzen. Ein stabiler Betrieb ist über nur bei niedrigeren Collectorspannungen möglich (Arbeitsgerade R_{L2}).

Bei einem sekundären Collectordurchbruch geht die Collectorspannung eines mit Hochwiderstand betriebenen Transistors infolge zu hoher Sperrschichttemperatur sprunghaft zurück. Bei häufigem Auslösen führen derartige Durchbrüche zur Zerstörung (Kurzschluß) des Transistors.

Collectorrestrom

collector cutoff current
courant résiduel (initial, de fuite)
de collector

Kann als Collectorstrom bei offenem Emitter (I_{CBO}), als Collectorstrom bei offener Basis (I_{CEO}) und als Collectorstrom I_{CZC} definiert werden, der auftritt, wenn an Collector und Emitter eine Sperrspannung sowie zwischen Basis und Emitter ein Widerstand gelegt wird. Der Reststrom I_{CBO} liegt bei manchen Siliziumtransistoren in der Größenordnung von 1 nA, meistens jedoch bei 1 μ A; bei Si-Leistungstransistoren kann er sogar mehr als 1 mA sein. Reststromwerte von mehreren Milliampere sind ebenfalls bei Ge-Leistungstransistoren üblich; man findet jedoch selten Werte unter 5 μ A bei Ge-Transistoren kleiner Leistung.

Den Wert für I_{CBO} erhält man, wenn man I_{CEO} mit der zu I_{CEO} gehörenden Stromverstärkung des Transistors multipliziert. Je nach dem zwischen Emitter und Basis geschalteten Widerstand ergeben sich für I_{CZC} Werte, die zwischen I_{CBO} und I_{CEO} liegen. Wenn Basis und Emitter verbunden sind, erhält man einen Reststrom, der etwas höher ist als I_{CBO} .

In allen Fällen verdoppelt sich der Reststrom, wenn die Sperrschichttemperatur um etwa 8 °C steigt. In den Datenblättern wird der Sperrstrom meistens für eine Temperatur von 25 °C angegeben. Ein plötzliches, manchmal lawinenartiges Ansteigen des Collectorreststroms tritt bei hohen Sperrspannungen auf (→ Collector-durchbruch).

Collectorsättigung

saturation of collector
saturation de collector

Ein Transistor arbeitet in der Collector-sättigung, wenn seine Collectorspannung unter der - Knie-spannung liegt. Sein Ausgangswiderstand ist dann gleich dem - Sättigungswiderstand, und bei Erhöhen des Basisstroms oder der Basisspannung steigt der Collectorstrom nicht mehr. Wegen dieser Eigenschaften wird die Collector-sättigung oft zur Amplitudenbegrenzung benutzt.

Collectorschaltung → Grundschaltungsarten

Collectorspitzenspannung → Grenzwerte,
Collectordurchbruch

Darlington-Schaltung

Darlington amplifier
montage Darlington

Bezeichnung für eine Kaskade mehrerer direkter Stufen in Collectorstochaltung (→ Grundschaltungsarten).

Diffusionskapazität

diffusion capacitance
capacité de diffusion

Im allgemeinen die Kapazität einer in Leitrichtung betriebenen Diode. Beim Transistor versteht man darunter die innere Basis-Emitter-Kapazität (Bild 7), die dem Basisstrom und damit dem Collectorstrom

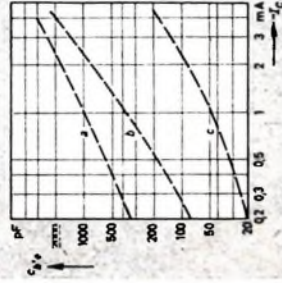


Bild 7. Zu Diffusionskapazität (innere Basis-Emitter-Kapazität in Abhängigkeit vom Collectorstrom): a) HP-Legierungstransistor, b) Drifttransistor, c) Surface-barrier-Transistor

etwa proportional ist. Bei 1 mA Collectorstrom ist sie rund 10 nF bei Legierungstransistoren kleiner Leistung, etwa 1 nF bei HP-Legierungstransistoren und oft weniger als 100 pF bei Driftfeld-Transistoren.

Diffusionstransistor

diffusion transistor

transistor à diffusion, transistor à base diffusée
Die Atome dampförmiger Verunreinigungs-substanzen können in einen Halbleiterkristall diffundieren. Von einem n-dotierten Halbleiterplättchen ausgehend, läßt sich auf diese Weise ein pnp-Transistor herstellen. Man kann aber auch eine dünne Goldfolie auf das Plättchen legen und flüssiges Metall hindurch diffundieren lassen. Diffusion liegt auch vor, wenn bei genügender Erwärmung Atome eines aufgelagerten Metalls in das Halbleiterplättchen eindringen. Allerdings bezeichnet man auf solche Art hergestellten Transistoren meistens als Legierungstransistoren (→ Überschichtal Transistoren). In nicht ganz korrekter Weise wird der Ausdruck Diffusionstransistor manchmal auch für → Driftfeld-Transistoren angewandt.

Dreifach diffundierter Transistor

triple diffused transistor
transistor à triple diffusion

Das Verlehen der dreifachen Diffusion ergibt elektrische Eigenschaften, die denen der → Epitaxial-



Kleines Lexikon der angewandten Transistor-Technik

Ablitzzeit → Schaltzeiten

Abhängigkeit der Kennwerte
vom Collectorstrom, Collectorspannung und Sperr-
schichttemperatur → Betriebsbedingungen

Anstiegszeit → Schaltzeiten

Ausgangswiderstand, Ausgangsleitwert
output resistance, output conductance

résistance de sortie, conductance de sortie
Verändert man bei einem in Emitterschaltung be-
triebenen Transistor die Spannung zwischen Col-
lector und Emitter um den geringen Betrag ΔU_{CE} ,
so tritt eine Änderung ΔI_C des Collectorstroms auf.
Der Ausgangswiderstand wird dann durch das Ver-
hältnis $\Delta U_{CE} / \Delta I_C$ dargestellt (der Kehrwert davon
ist der Ausgangsleitwert). Er kann für konstanten
Basisstrom, also bei wechsellinienmäßig offenem
Eingang, oder für konstante Basisspannung, also bei
wechsellinienmäßig kurzgeschlossenen Eingang,
definiert werden. Bei Legierungstransistoren ist der
Ausgangswiderstand im ersten Falle wegen der

Ausgangswiderstand etwa dem Kehrwert des
Collectorstroms proportional. Mit der Collector-
spannung ändert sich dagegen nur wenig, solange
diese oberhalb der → Knieanspannung und unterhalb
der → Durchbruchspannung liegt. Bei sehr niedri-
gen Collectorspannungen (< 1 V) geht er in den
→ Sättigungswiderstand über, bei sehr hohen kann
er negative Werte annehmen (→ Lewinentrans-
istor).

Als Größenordnung gilt für Legierungstransistoren
bei kurzgeschlossenem Eingang und 1 mA Collector-
strom, etwa 100 k Ω m. Bei Driftfeld-Transistoren
liegt dieser Wert etwa 10mal höher. In Collector-
schaltung erhält man kleinere, in Basischaltung
größere Ausgangswiderstände als in Emitterschal-
tung (→ Grundschaltungsarten).

Ausräusmifrom

reverse current

courant de recharge

Wird der an den Eingang eines Transistors angelegte
Strom (Basisstrom) plötzlich unterbrochen, so folgt
dem Ausgangsstrom (Collectorstrom) nicht un-
mittelbar dieser Änderung, da die in der Basis an-
gestauten Ladungsträger nur langsam über den
inneren Basis-Emitter-Widerstand abfließen. Man
kann diese Ladungsträger jedoch „ausräumen“,
indem man die Basis-Emitter-Strecke in Sperrrichtung
polarisiert. Wie im Falle des → Übersieuerungs-
stroms lassen sich also die → Schaltzeiten des Tran-
sistors verringern, wenn man ihn eingangsseitig
übersieuert.

Außenwiderstand → Kennlinienfeld,

Lastwiderstand

Bandfilterkopplung

bandpass filter coupling

liaison par circuits couplés

Bandfilterkopplung wird heute bereits in vielen
Transistorempfängern benutzt. Da die Eingangs-
und Ausgangswiderstände der Transistoren bei der
Verstärkungsregelung ansteigen, ergibt sich eine
Änderung des Kopplungsgrades im Filter. Daher
ändert sich die Bandbreite mit der Stärke des ein-
fallenden Signals.

Basisausbreitungswiderstand → Basisbahn-
widerstand

Basisbahnwiderstand

base spreading resistance, base lead resistance

résistance série de base

In der → Ersatzschaltung nach Giacoletto (Bild 2)
wird der innere Basisbahnwiderstand des Tran-
sistors, der zwischen dem äußeren Basisanschluß B
und dem inneren Basispunkt B' liegt, mit $R_{B'}$ be-

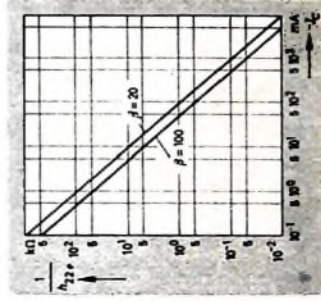


Bild 1. Zu Ausgangswiderstand (Ausgangslei-
wert $1/R_{out}$) in Abhängigkeit vom Collectorstrom

dann wirksam wirdenden inneren Rückwirkung
etwa halb so groß wie im zweiten. Meistens ver-
wendet man jedoch die Ausgangsleitwerte. Zum
Beispiel entspricht der Parameter h_{21} (dem Ausgangs-
leitwert) bei offenem und $1/23$ dem bei kurzgeschlos-
senem Eingang.

Bei nach dem gleichen Fabrikationsprozeß her-
gestellten Transistoren ergibt sich ein um so kleine-
rer Ausgangswiderstand bei offenem Eingang, je
höher die Stromverstärkung wird (Bild 1). Außer-
dem ist, besonders bei Legierungstransistoren, der

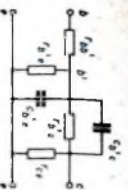


Bild 2. Zu Basisbahnwiderstand [Erstschaltung nach G. Colletto]

zeichnet. Sein Wert ist etwa 100 Ohm bei HF-Lagerungstransistoren und rund 10 Ohm bei Transistoren mit exponentieller Verteilung der Verunreinigungen in der Basis (- Diff. Met.) Bei Leistungstransistoren erreicht man noch kleinere Werte. Mit den - Betriebsbedingungen ändert sich der Basisbahnwiderstand nur wenig.

Im inneren Eingangsreis des Transistors bildet der Basisbahnwiderstand mit dem Basis-Emitter-Widerstand r_{be} , der bei 1 mA Collectorstrom eine Größe von etwa 1 - 3 kOhm hat und dem Kehrwert des Collectorstroms proportional ist, einen Spannungsteiler. Die im Basisbahnwiderstand verlorengelohnte Signalleistung ist also um so größer, je höher der Strom in die - Steilheit nicht mehr dem Collectorstrom proportional. Bei Hochfrequenztransistoren bestimmt der Basisbahnwiderstand die - Grenzfrequenz der Steilheit und die - Schaltzeiten bei Spannungssteuerung.

Basisruhespannung, Basisruhestrom
→ Polarisation

Basiserschaltung → Grundschalungsarten

Basiserrenwiderstand → Basisbahnwiderstand

Basiswiderstand, äußerer

base resistor

résistance de polarisation de base

Ein zwischen einen Pol der Speisenspannung (den negativen bei npn- und den positiven bei pnp-Transistoren) und die Basis geschalteter Widerstand (R_{B1} im Bild 3), der den zur - Polarisierung des Tran-

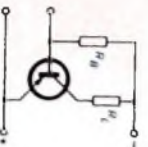


Bild 3. Zu Basiswiderstand, äußerer

sistors notwendigen Basisruhestrom und damit den Arbeitspunkt des Transistors bestimmt. Soll der Arbeitspunkt bei Widerstandslast im Collectorkreis in der Mitte der - dynamischen Kennlinie liegen, so ergibt sich für R_{B1}

$$R_{B1} = 2 \beta R_L$$

wobei β die Stromverstärkung in Emitterschaltung und R_L den Lastwiderstand darstellt. Diese Formel gilt aber nur, wenn man den Collectorstrom gegenüber dem Collectorstrom im Arbeitspunkt vernachlässigen kann. Ist dies nicht der Fall, so empfiehlt es sich, eine Schaltung zur - Temperaturkompensation anzuwenden.

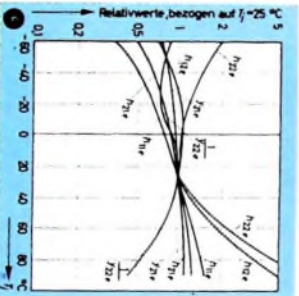
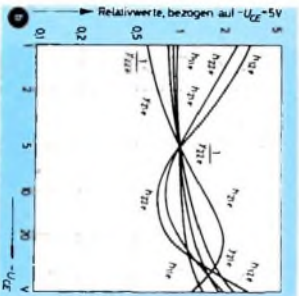
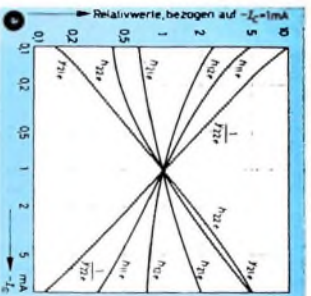


Bild 4. Zu Betriebsbedingungen: a) Abhängigkeit der Kleinsignaldparameter vom Collectorstrom, b) Abhängigkeit der Kleinsignaldparameter von der Collectorspannung, c) Abhängigkeit der Kleinsignaldparameter von der Sperrschichttemperatur

Basiswiderstand, innerer → Basisbahnwiderstand

Betriebsbedingungen

operating conditions
conditions de fonctionnement

Die Kleinsignaldparameter der - Ersatzschaltungen hängen von den Betriebsbedingungen ab, das heißt

vom Collectorstrom (Bild 4a), von der Collectorspannung (Bild 4b) und der Sperrschichttemperatur (Bild 4c). Die Kurven gelten annähernd für Legierungstransistoren, sie enthalten außer den h-Parametern auch die Steilheit ($S = \beta_{11}$) und den Ausgangswiderstand ($1/Y_{22}$) bei Kurzgeschlosssem Eingang. Am stärksten ändern sich diese Kennwerte mit dem Collectorstrom und am geringsten bei den normalerweise auftretenden Sperrschichttemperaturen. Et bezieht jedoch ein indirekter Temperatureinfluß, da bei der Collectorstrom mit der Temperatur ansteigt. Maßnahmen zur Temperaturkompensation dienen also im allgemeinen nicht dazu, die Kleinigndparameter konstantzuhalten, sondern nur zur Stabilisierung des Collectorstroms.

Biñistor → Vierschichtdiode

Breitbandverstärkung

wide-band amplification
amplification a large bande

Die untere Grenzfrequenz eines Transistorverstärkers hängt wie beim Röhrenverstärker vom Koppelkondensator und vom Eingangswiderstand der Stufe ab (Bild 5), gegebenenfalls auch vom Emitterkondensator. Die obere Grenzfrequenz

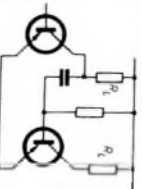


Bild 5 Zu Breitbandverstärkung

der Spannungsverstärkung kann in keinem Falle höher als die Grenzfrequenz der Steilheit sein. Kennl man die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Emitterschaltung (f_{β}) des Transistors, seinen NF-Eingangswiderstand $r = r_{in}' + r_{in}''$, den Basiswiderstand r_{in}' und den Generatorwiderstand R_G , der meistens durch den Lastwiderstand der vorhergehenden Stufe dargestellt wird, so gilt für die obere Grenzfrequenz der Spannungsverstärkung in Emitterschaltung

$$f_{\beta} = f_{\beta} \frac{r + R_G}{r_{in}' + R_G}$$

wenn man die innere Rückwirkung unberücksichtigt läßt. Dies ist bei sehr kleinen Lastwiderständen erlaubt. Oft wird dann $r \rightarrow R_L$. Wenn man mit Drillfeld-Transistoren arbeitet, kann jedoch trotzdem noch $R_L \gg r_{in}'$ sein. Die Formel vereinfacht sich dann zu $f_{\beta} = f_{\beta} r_{in}' / R_G$ und für das Produkt aus Spannungsverstärkung und Bandbreite erhält man bei aufeinanderfolgenden identischen Stufen mit

$$S R_G f_{\beta} = S R_G f_{\beta} = S r_{in}' f_{\beta} \approx f_{\beta} \approx f_{\beta}$$

Darin bedeutet f_{β} die Steilheit und r den Eingangswiderstand bei NF in Emitterschaltung. f_{β} ist die Frequenz der Einheitsstromverstärkung in Emitterschaltung und f_{β} die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Basischaltung.

Collectorrestspannung → Knieleistung
Collectordurchbruch

collector breakdown
percentiel (laouge) de collector

Legt man an einen mit offenem Emitter betriebenen Transistor eine langsam steigende Sperrspannung zwischen Basis und Collector, so ändert sich der Sperrstrom zunächst nur wenig. Bei genügend hoher Feldstärke in der Sperrschicht werden dann aber die Ladungsträger so stark beschleunigt, daß sie die umgebenden Atome ionisieren und neue Ladungsträger aus ihnen heraus schlagen. Letztere können, wenn die Durchbruchspannung erreicht wird, wieder so viele Ladungsträger freisetzen, daß ein lawnenartiges Ansteigen des Collectorstroms er-

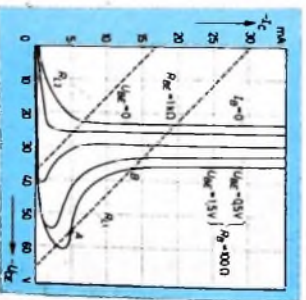


Bild 6 Zu Collectordurchbruch

folgt. Dem Stromanstieg begrenzen dann nur noch die im Stromkreis liegenden ohmschen Widerstände. In der Praxis wird ein Transistor aber nie mit offenem Emitter betrieben. Daher sind nur die Durchbrucherscheinungen von Bedeutung, die man bei einem zwischen Emitter und Collector geschalteten Transistor beobachtet. Bild 6 zeigt, daß dann bei offener Basis ($I_E = 0$) ähnliche Verhältnisse vorliegen wie bei offenem Emitter. Allerdings ist jetzt der Collectorstrom $-I_{C20}$ um einen der Stromverstärkung in Emitterschaltung entsprechenden Faktor höher als der vorher beobachtete Sperrstrom. Da jetzt mehr primäre Ladungsträger vorhanden sind, tritt der Lawneneffekt schon bei einer bedeutend niedrigeren Collectorspannung auf.

Ohne wesentliche Änderung der Kurvenform läßt sich die Durchbruchspannung leicht erhöhen, indem man einen nicht zu kleinen Widerstand R_E zwischen Basis und Emitter schaltet. Wenn jedoch diese beiden Elektroden kurzgeschlossen oder über einen Widerstand R_E an eine Sperrspannung U_{BE} gelegt werden, bleibt die Stromverstärkung des Transistors zunächst sehr klein. Selbst bei verhältnismäßig hohen Collectorspannungen fließt dann ebenso wie bei offenem Emitter nur der Sperrstrom zwischen Basis und Collector. Erhöht sich der Sperrstrom jedoch so stark, daß die Basis wieder der normale Betriebspotential erreicht, dann setzt die Stromverstärkung plötzlich wieder ein, und nach

r_c den Collectorwiderstand in Basisschaltung, r_e den Collectorwiderstand in Emitterschaltung, α (auch α_0, α_T) die Stromverstärkung in Basisschaltung und

β (auch β', β_0, β_T) die Stromverstärkung in Emitterschaltung.

Mit den T-Parametern läßt sich besonders leicht die Wirkung eines in einer Elektrodenzuführung

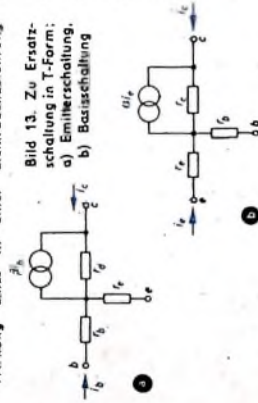


Bild 13. Zu Ersatzschaltung in T-Form:
a) Emitterschaltung,
b) Basisschaltung

liegenden Längswiderstandes berechnen. Da sie jedoch teilweise der direkten Messung nur schwer zugänglich sind, werden die T-Parameter nur selten angewandt. Daher seien hier nur die Umrechnungsformeln für die h-Parameter angegeben.

$$r_b = h_{11r} - \left(1 + h_{21r}\right) \frac{h_{12e}}{h_{22e}}$$

$$r_e = \frac{h_{12e}}{h_{22e}} = h_{11e} - \frac{h_{12e} (1 + h_{21e})}{h_{22e}}$$

$$r_c = \frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}} = \frac{\beta}{h_{22e}}$$

$$r_d = \frac{1}{h_{22e}}$$

$$\alpha = \frac{1}{1 + h_{21e}} = \frac{\beta}{h_{21e}}$$

$$\beta = h_{21e}$$

$$h_{11r} = r_b + (1 + \beta) r_e = r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$$

$$h_{12e} = \frac{r_e}{r_d} = \frac{r_e}{(1 - \alpha) r_e}$$

$$h_{21r} = \beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}$$

$$h_{22e} = \frac{1}{r_d} = \frac{1}{(1 - \alpha) r_e}$$

Größenordnungsmäßig gilt für 1 mA Collectorstrom $r_b = 0,1 \dots 0,5$ kOhm, $r_e = 10 \dots 100$ Ohm, $r_c = 0,02$ bis 1 MOhm, $r_d = 10 \dots 500$ kOhm, $\alpha = 0,9 \dots 0,999$, $\beta = 10 \dots 1000$.

Ersatzschaltung mit Universalparametern

universal equivalent circuit

circuit equivalent avec parametres universels
Um dem mit der Elektronenröhre verfahrenen Techniker den Umgang mit Transistorschaltungen zu

erleichtern, kann man die Transistor-Kennwerte auch mit Begriffen aus der Röhrentechnik darstellen. Vergleiche der verschiedenen Anwendungsfälle werden dann sehr anschaulich. Für einen Röhrenverstärker in Karodenbasisschaltung, für einen Transistorstufe in Emitterschaltung gelten dann (bei Niederfrequenz) „universal“ folgende Parameter:

r Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang.

μ Verhältnis der Spannungsübertragung vom Ausgang zum Eingang (Gegenkopplungskoeffizient, S Stellheit, mutueler Leitwert oder Transkonduktanz bei kurzgeschlossenem Ausgang).

ϑ Ausgangswiderstand bei kurzgeschlossenem Eingang.

Diese Parameter lassen sich auch auf die beiden anderen Grundschaltungsarten übertragen. Dabei

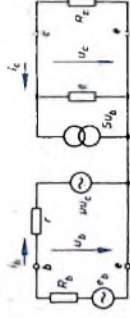


Bild 14. Zu Ersatzschaltung mit Universalparametern

werden dann die Indizes b (Basisschaltung; r_b, μ_b usw.) und c (Collectorschaltung; r_c, μ_c usw.) verwendet. Für die Universalparameter gelten die Grundgleichungen (Bild 14)

$$u_b = r_b + \mu u_c,$$

$$i_c = S u_b + (u_c/r_c),$$

$$e_b = u_b + i_b r_b,$$

$$u_c = i_c r_c.$$

Mit denen man die Betriebswerte des Transistors (Eingangswiderstand u_b/i_b , Stromverstärkung i_c/i_b , Ausgangswiderstand u_c/i_c usw.) bei beliebigen Generator- und Lastwiderständen berechnen kann. Die Umrechnungsformeln

$$r = h_{11r} = 1/\mu_{11e},$$

$$\mu = h_{12e} = -\mu_{12r}/\mu_{11e},$$

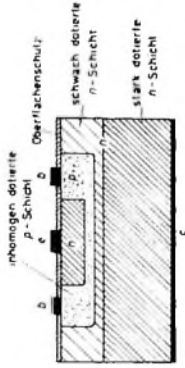
$$S = h_{21e}/h_{11e} = \mu_{21e},$$

$$\vartheta = h_{11e}/d h_e = 1/\mu_{22e},$$

$$d h = \frac{r}{\vartheta}.$$

$$d y = \frac{1}{r \vartheta} + \frac{\mu S}{r}$$

zeigen eine enge Verwandtschaft mit den h- und y-Parametern. Bei ihrer Benutzung ist aber zu beachten, daß die Universalparameter nur bei Niederfrequenz, das heißt unterhalb der Grenzfrequenzen, gültig sind. Bei einem Collectorstrom von 1 mA ist $r \approx 0,3 \dots 10$ kOhm, $\mu = 0,01 \dots 0,5\%$, $S \approx 20 \dots 40$ mA/V und $\vartheta \approx 0,05$ 1/MOhm (Wird fortgesetzt)



Transistoren ähnlich sind. Man geht jedoch von einem nur sehr schwach n-dotierten Halbleiterplättchen aus, in das zunächst auf der einen Seite (die später den Collectoranschluß trägt) weitere n-Verunreinigungen diffundieren werden. Die andere Seite wird dann so weit abgetagt, daß nur noch eine schmale schwach dotierte n-Schicht übrigbleibt. Die weitere Behandlung kann nach dem Fertigungsverfahren der — Mesa-Transistoren oder auch, wie Bild 8 zeigt, nach dem der — Planar-Transistoren erfolgen. In beiden Fällen erhält man mit der zweiten Diffusion die inhomogen dotierte Basischicht und mit der dritten den Emitter. Dreifach diffundierte Planar-Transistoren werden auch Leminar-Transistoren genannt (— Übersichtstafel Transistorarten).

Driftfeld-Transistor

drift field transistor
transistor à base inhomogène

Transistor, bei dem durch exponentielle Verteilung der Verunreinigungen in der Basis ein die Ladungsträger beschleunigendes Driftfeld erzeugt wird. Bei der Herstellung einer derartigen inhomogen leitenden Basis geht man meistens von reinem Halbleitermaterial aus, in das man die gastormigen Verunreinigungen diffundieren läßt. Dabei hängt die Eindringtiefe von der Temperatur und die Dotierdichte von der Dauer der Diffusion ab. Meistens erfolgt diese Diffusion in einem vorbereiteten Arbeitsgang (Drift-, Mesa-, Planar-, Epitaxial-, Micro-Alloy-Transistor); sie kann jedoch auch gleichzeitig mit dem Anbringen von Emitter- und Basisanschluß oder danach durchgeführt werden (legiert diffundierter Transistor).

Da die höchste Dotiererdichte der Basis an der Emittersseite liegt, ergeben sich Basis-Emitter-Durchbruchspannungen von nur wenigen Volt, aber auch geringe Diffusionskapazitäten zwischen Emitter und Basis. Der Basisbahnwiderstand kann sehr klein werden, da sich der Basisanschluß an die hoch dotierte, also gut leitende Seite der Basis legen läßt. Zwischen Basis und Collector ist die Dotiererdichte sehr gering, man erhält daher hohe Collector-Basis-Durchbruchspannungen und geringe Sperrschichtkapazitäten (— Übersichtstafel Transistorarten).

Drifttransistor

drift transistor
transistor drift

Nach dem Legierungsverfahren aus Germanium hergestellter — Driftfeld-Transistor (pnp-Typ). Ein Plättchen aus reinem Germanium wird durch Diffusion inhomogen n-dotiert. Danach werden wie beim — Legierungs transistor die Emitter- und

Bild 8. Zu Dreifach diffundierter Transistor

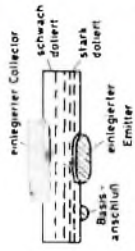


Bild 9. Zu Drifttransistor

Collectorplatten einlegiert (Bild 9). Sollte die Diffusion auf beiden Seiten des Plättchens erfolgt sein, so wird vorher die nicht benötigte abgetagt. Wegen seiner größeren Basisfläche hat der Drift-Transistor größere innere Kapazitäten als Mesa- oder Planar-Typen. Trotzdem lassen sich mit manchen Drifttransistoren nach Schwingfrequenzen von 500 MHz erreichen. Ihre Kniespannung ist sehr niedrig; in dieser Hinsicht werden sie auch nicht von Epitaxial- und dreifach diffundierten Transistoren übertroffen.

Durchbruchspannung

breakdown voltage
tension de perçage, tension d'avalanche

Spannung, bei der der Sperrstrom einer Halbleiterdiode oder der Reststrom eines Transistor plötzlich ansteigt. Bei einem als Verstärker betriebenen Transistor ist nur der — Collectordurchbruch wichtig. Ein Emitterdurchbruch kann auftreten, wenn der Transistor mit einer zu hohen Spannung zwischen Emitter und Basis gesperrt wird. Derartige Durchbrucherscheinungen sind für den Transistor nur schädlich, wenn die dabei auftretende Verlustleistung ein Überschreiten der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur zur Folge hat. In der Praxis kann man die Durchbruch-Verlustleistung meistens mit einem Vorwiderstand ausreichend begrenzen.

Eingangswiderstand, Eingangslleitwert

input resistance, input conductance
résistance d'entrée, conductance d'entrée

Innenwiderstand (oder sein Kehrwert), den der Transistor zwischen seinen Eingangsklemmen aufweist; in Emitterschaltung also der Widerstand zwischen Emitter und Basis. Man erhält den Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang, wenn man die Stromverstärkung durch die Steilheit Da die Steilheit S dem Collectorstrom I_C proportional ist und bei allen mit $I_C = 1$ mA betriebenen Transistoren einen Wert von etwa 35 mA/V hat, läßt sich der Eingangswiderstand r berechnen, wenn die Stromverstärkung β und der mittlere Collectorstrom I_C bekannt sind. Dann gilt

$$r = \frac{\beta}{35 I_C}$$

In der Praxis ergeben sich für r Werte von < 1 Ohm bis > 10 kOhm.

Der Parameter β_{11} stellt den Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang dar; sein Kehrwert ist der Eingangslleitwert γ_{11} . Bei offenem Ausgang wegen der inneren Rückwirkung etwa um die Hälfte zurück. In Collector-schaltung erhält man größere, in Basis-schaltung kleinere Eingangswiderstände als in Emitterschaltung (— Grundschaltungsarten).

Einschaltzeit —> Schaltzeiten

Emittierkondensator

emitter bypass capacitor
condensateur d'émetteur

Kondensator, der den \rightarrow Emittierwiderstand wechsellstrommäßig kurzschließt. Bei der höchsten zu übertragenden Frequenz muß die Reaktanz dieses Kondensators klein gegen den inneren \rightarrow Emittierwiderstand sein. Falls der äußere Emittierwiderstand bereits klein gegen den inneren ist, kann der Emittierkondensator entfallen, da die Gegenkopplung dann vernachlässigt werden kann.

Emittierschaltung \rightarrow Grundschaltungsarten

Emittierreststrom

emitter cutoff current

courant inverse de la jonction émetteur-base

Strom, der fließt, wenn man eine niedrige Spannung in Sperrrichtung zwischen Emittier und Basis legt. Bei Drietheld-Transistoren steigt der Emittierstrom sehr schnell an, wenn die angelegte Spannung 1, 3 V überschreitet. Bei Transistoren in Verstärkerstellungen hat er keine praktische Bedeutung, wohl aber bei Schalttransistoren, die mit Überspannungen am Eingang oder mit \rightarrow Ausräumstrom arbeiten.

Emittierwiderstand, äußerer

emitter resistor

résistance externe d'émetteur

Zur \rightarrow Temperaturkompensation oder zur Gegenkopplung benutzt. Widerstand in der Emittierleitung. Im ersten Falle wird er meistens so dimensioniert, daß ein Spannungswahl von 1, 3 V ausreicht. Bei Meßverstärkern wählt man diesen Spannungswahl wegen eines gleich der halben Speisespannung.

Emittierwiderstand, innerer

emitter resistance

résistance interne d'émetteur

Parallel zum äußeren Emittierwiderstand auftritt der Innenwiderstand eines Transistors in Emittierschaltung. Auch Eingangs- oder Ausgangswiderstand bei der Basis- oder Collectoranschaltung. Der innere Emittierwiderstand r_e hängt mit Emittier- und Collectorabteilung vom Generatorwiderstand $R_{g,ab}$ ab, ist R_g sehr groß (Stromsteuerung), so ist r_e gleich dem Ausgangswiderstand des Transistors bei offenem Eingang. Bei sehr kleinem Generatorwiderstand (Spannungssteuerung) wird r_e gleich dem Kehrwert der Steilheit. Für nicht allzu große Werte des Generatorwiderstandes R_g gilt

$$r_e = \frac{R_g + h_{ie}}{\beta}$$

Darin bedeutet h_{ie} den Eingangswiderstand und β die Stromverstärkung in Emittierschaltung.

Entkopplungskondensator

\rightarrow Emittierkondensator

Epitaxial-Transistor

Bei Mesa- und Planar-Transistoren liegt zwischen der Collectorperipherie und dem Collectoranschluß eine verhältnismäßig dicke Halbleiterschicht, deren geringes Leitvermögen einen großen Sättigungs-

widerstand bewirkt. Höher dotiertes Material ergibt zwar einen kleineren Widerstand, aber schlechtere Eigenschaften für die Sperrschicht.

Beim Epitaxial-Verfahren erhält man eine hohe Collectorleitfähigkeit bei guten Sperrschichteneigenschaften, indem man auf stark dotiertes Ausgangs-

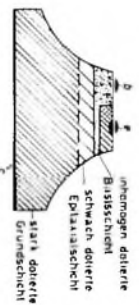


Bild 10. Zu Epitaxial-Transistor

material (meistens n-Silizium) eine dünne, schwach dotierte Schicht desselben Halbleitersmaterials aufdampt. Nach dem Ausbringen (Epitaxie) dieser Schicht kann die weitere Verarbeitung nach einem Planar-Verfahren, oder auch, wie im Bild 10 dargestellt, in Mesa-Technik erfolgen. Epitaxial-Transistoren haben Sättigungswiderstände, die etwa denen von Legierungstransistoren vergleichbarer Verlustleistung entsprechen. Wegen der sehr schwachen Dotierung an der Sperrschichtseite des Collectors ergeben sich auch günstige Hochfrequenzeigenschaften (kleine Kapazität zwischen Collector und Basis). Ähnliche Eigenschaften erreicht man auch mit \rightarrow dreifach diffundierten Transistoren (\rightarrow Übersättigungslinien-Transistoren).

Ersatzschaltung nach Giacoletto

hybrid- π -äquivalent circuit
circuit équivalent de Giacoletto

Eine Ersatzschaltung (Bild 11), mit der eine Darstellung der physikalischen Verhältnisse im Transistor angestrebt wird. Die dabei benutzten Parameter

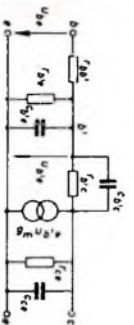


Bild 11. Zu Ersatzschaltung nach Giacoletto

stator angestrebt wird. Die dabei benutzten Parameter

r_{be} (auch r_{b0} , r_b) Basisbahnwiderstand,

r_{bc} (auch r_{b0} oder Kehrwert $g_{r'}$) innerer Diffusionswiderstand zwischen Basis und Emittier,

c_{bc} (auch c_{b0}) innere Diffusionskapazität,

$r_{e'}$ (auch r_{e0} oder Kehrwert $g_{r''}$, g_{a0}) Widerstand der inneren Rückwirkung,

$c_{e'}$ (auch c_{e0} , c_{a0}) Kapazität der inneren Rückwirkung, Sperrschichtkapazität,

g_m (auch S , μ , μ) innere Steilheit, innerer muvtueller Leitwert,

r_{ce} (auch r_{c0} sowie Kehrwert g_{a0}) Ausgangswiderstand

c_{gr} (auch c_1) Ausgangskapazität (wird nicht immer dargestellt, so sie zur Kopazität des Lastkreises hinzurechnet werden kann)

sind weitgehend unabhängig von der Betriebsfrequenz, ist die Betriebsfrequenz $f = \omega/2\pi$ bekannt, dann können aus diesen Kennwerten die das Ersatzschaltbildes mit Y -Parametern berechnet werden. Für die Emitterschaltung gilt

$$Y_{11r} = g_{11r} + j\omega c_{11r} = \frac{1 + \beta^2 (G_e f \beta)}{r_e (1 + \beta^2 / G_e^2)} +$$

$$+ j\omega c_{gr} \frac{G_e^2 r_e^2 \omega}{(r_{be}^2 + r_e^2)^2 (r_e^2 + G_e^2)}$$

$$Y_{12r} = \frac{r_e^2 c_{gr} \omega}{(r_{be}^2 + r_e^2) [(f/f_0) - j]}$$

$$Y_{21r} = \frac{g_m G_e}{(r_{be}^2 + r_e^2) (1 + j(f/f_0))}$$

$$Y_{22r} = g_{22r} + j\omega c_{22r} = \frac{G_e^2 \omega g_m G_e r_e^2 r_{be}^2}{(r_{be}^2 + r_e^2) \left(\frac{r_e}{r_e} + \frac{r_e}{r_e} \right)} +$$

$$+ g_{cr} + j\omega c_{gr} \left(\frac{g_m r_{be}^2 r_e^2}{(1 + (f/f_0)^2) (r_{be}^2 + r_e^2)} \right)$$

Darin ist $\beta = 1/2 \pi c_{gr} r_e^2$ die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Emitterschaltung und $f_0 = \beta / (r_{be}^2 + r_e^2) / r_{be}$ die Grenzfrequenz der Steilheit. Größenordnungsmäßig ergibt sich bei 1 mA Collectorstrom $r_{be}^2 = 5 \dots 200 \text{ Ohm}$, $r_e^2 = 0,3 \dots 10 \text{ kOhm}$, $c_{gr}^2 = 10 \dots 1000 \text{ pF}$, $r_e^2 = 1 \dots 10 \text{ MOhm}$, $c_{gr}^2 = 1 \text{ bis } 50 \text{ fF}$, $g_m = 37 \dots 40 \text{ mA/V}$, $r_{be} = 0,05 \dots 2 \text{ MOhm}$, $c_{cr} = 1 \dots 5 \text{ pF}$.

Ersatzschaltung mit h-Parametern

h-parameter equivalent circuit

Im Gegensatz zu den meisten technischen Symbolen sind die h-Parameter nicht an eine physikalische Dimension gebunden. Das Symbol „h“ (hybrid) kann sowohl einen Widerstand als auch einen Leitwert oder ein Verhältnis bedeuten. In der allgemeinen Form werden diese Parameter folgendermaßen definiert:

h_{11} Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenen Ausgang.

h_{12} Verhältnis der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung bei offenem Eingang.

h_{21} Verhältnis des Ausgangsstroms zum Eingangsstrom bei kurzgeschlossenen Ausgang (Stromverstärkung) und

h_{22} Ausgangsleitwert bei offenem Eingang.

Gelegentlich wird diese allgemeine Schreibweise auch für die Basischaltung angewandt. Meistens kennzeichnet man jedoch die Grundschaltungsart besonders, zum Beispiel für die Emitterschaltung

h_{11e} , h_{12e} , h_{21e} , h_{22e} ; h_{11b} , h_{12b} , h_{21b} , h_{22b} ;

h_{11c} , h_{12c} usw.; h_{11r} , h_{12r} , h_{21r} , h_{22r} ;

für die Collectorchaltung

h_{11c} usw.; h_{12c} usw.; h_{21c} usw.; h_{22c} usw.

und für die Basischaltung

h_{11b} usw.; h_{12b} , h_{21b} , h_{22b} ; h_{11e} usw.; h_{12e} , h_{21e} , h_{22e} ;

Außerdem verwendet man die Kurzbezeichnung $\alpha = h_{21b}$, $\beta = h_{21e}$ und $\mu = h_{21c}$. Für die h-Parameter gelten die Grundgleichungen (Bild 12)

$$u_2 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

$$e_1 = u_1 + i_1 R_1$$

$$u_2 = i_2 R_2$$

aus denen sich die Betriebswerte des Transistors (Eingangswiderstand u_1/i_1 , Stromverstärkung i_2/i_1 , Spannungsverstärkung u_2/u_1 usw.) berechnen lassen.

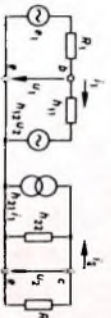


Bild 12. Zu Ersatzschaltung mit h-Parametern

wenn der Generatorwiderstand R_1 und der Lastwiderstand R_2 bekannt sind. Die Determinante der h-Parameter ist $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$.

Die h-Parameter können auch bei komplexen Größen Anwendung finden: die Schreibweise bleibt dabei die gleiche. Dagegen kennzeichnet man die – Großsignaldparameter oft durch große Buchstaben im Index (h_{11e} , h_{21e} usw.).

Aus den Y -Parametern lassen sich die h-Parameter durch folgende Beziehungen berechnen:

$$h_{11} = \frac{1}{Y_{11}}$$

$$h_{12} = -\frac{Y_{12}}{Y_{11}}$$

$$h_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}}$$

$$h_{22} = \frac{Y_{22}}{Y_{11}}$$

$$\Delta h = \frac{Y_{22}}{Y_{11}}$$

bei 1 mA Collectorstrom und Niederfrequenz ist größenordnungsmäßig $h_{11} = 0,3 \dots 10 \text{ kOhm}$, $h_{12} = 0,01 \dots 0,5\%$, $h_{21} = 10 \dots 1000$, $h_{22} = 100 \dots 2,5$.

Ersatzschaltung in T-Form

T equivalent circuit

Die T-Parameter haben keine allgemeine Form und sind nur für die Emitterschaltung (Bild 13a) und die Basischaltung (Bild 13b) gebräuchlich. In den Ersatzschaltungen bedeuten

r_e den Basiswiderstand,

r_c den Emittierwiderstand.

144-MHz-Kleinsender für stationären oder mobilen Betrieb

Konstruktion und Bau von 2-m-Sendern sind heutzutage für Funkamateure keine Geheimnisse mehr. Auf Grund seiner langjährigen Erfahrung, die der Verfasser in seiner Eigenschaft als UKW-Referent des DARC sammeln konnte, ist er aber berechtigt zu sagen, daß der Konzeption der Überwiegenden Anzahl von 2-m-Sendern, die zur Zeit gebaut werden, doch noch der letzte Schliff fehlt. Das beruht auf einem Mangel an Erfahrung, den man nur dadurch beheben kann, daß man den interessierten Funkamateuren in der ihnen zugänglichen Literatur von Zeit zu Zeit den Stand der Technik an Hand von erprobten Geräten demonstriert. Ziel dieses Beitrages ist es, jungen OM's einen Kleinsender an die Hand zu geben, dessen Signal keine Veranlassung zu kritischen Bemerkungen gibt, der eine gute Visitenkarte darstellt und die Freude an der UKW-Betriebstechnik steigert.

Schaltung

Die im Bild 1 dargebotene Schaltung hat nichts Überraschendes, und doch ist sie ein narrensicherer letzter Schrei. Ein 8000 ... 8111-kHz-Quarz liegt zwischen Steuergitter einer 5654 und Masse. Der Gitterstrom wird über einen 50-kOhm-Widerstand abgeleitet und bestimmt den Arbeitspunkt der Röhre, deren Katode hoch liegt (*Dr1*) und mit einem kapazitiven Spannungsteiler (18 pF, 80 pF) verbunden ist, dessen Werte durch Versuche ermittelt wurden. Die Erregung von Quarzen in der Grundwelle mittels der gezeigten Schaltungstechnik hat sich außerordentlich bewährt. Die Schwingtreue ist groß, zugleich aber die Quarzbelastung sehr gering, so daß die Frequenzkonstanz, verglichen mit dem Aufwand an Schaltmitteln, hervorragend ist. Die angeführten Schwingungen sind bereits so stark verzerrt, daß in der ersten Stufe eine Frequenzvervielfachung vorgenommen werden kann. In der ersten 5654 wird verdreifacht, von 8 auf 24 MHz. *L1* ist mit 18 pF auf 24 MHz abgestimmt. Nur über das sehr kleine *C_{ag1}* und den Elektronenstrom ist der Anodenkreis mit dem Quarzoszillator verkoppelt. Die Rückwirkung ist gering. *L1* ist Bestandteil eines ungefähr kritisch gekoppelten Bandfilters. Mit Bandfilterkopplung zwischen den Stufen eines Senders erreicht man eine sehr gute Unterdrückung von Neben- und Oberwellen; so sind hier am Steuergitter der zweiten 5654 die Amplituden von 2 · 8 = 16 MHz (Nebenwelle) und 4 · 8 = 32 MHz usw. (Oberwellen) praktisch vernachlässigbar in bezug auf ihren Anteil an allenfalls möglichen Rundfunk- oder Fernsehstörungen. Die am kalten Ende von *L2* liegende Kombination 500 pF, 120 kOhm bestimmt den Arbeitspunkt der zweiten 5654, die als Verdoppler wirkt. Mit einem 10-pF-Trimmer wird *L3* auf 48 MHz abgestimmt. *L3* ist mit *L4* relativ lose induktiv gekoppelt, so daß auch hier eine gute Resonanzüberhöhung bei geringer Bandbreite auftritt. *L4* ist nur schwach kapazitiv belastet und mit

dem 4-pF-Trimmer kapazitiv symmetriert. Die empfohlene Verwendung von zwei Gitterableitwiderständen macht die Mittelanzapfung an *L4* überflüssig. Die dritte Stufe ist mit der Spanngitterröhre QQE 02/5 bestückt, die als Gegentaktverdreifacher „gefahren“ wird. Auf den ersten Blick mag die Verwendung dieser verhältnismäßig teuren Röhre ungerechtfertigt erscheinen. Dem soll man entgegenhalten, daß es immer schwierig ist, die Endstufe nicht nur gerade eben, sondern mit Leistungsreserve aussteuern zu können. Insbesondere bei A3-Betrieb ist Leistungsreserve wichtig. Bei Verdreifachung 48 MHz/144 MHz und *U₀* = 180 V liefert die QQE 02/5 einige Watt HF. Unter dieser Voraussetzung ist es ein leichtes, den Leistungsbedarf der mit einer QQE 03/12 bestückten Endstufe, der bei einigen zehntel Watt liegt, zu decken, selbst wenn man alle Verluste berücksichtigt. *L5* wird mit einem 4-pF-Trimmer auf 144-MHz-Resonanz gebracht. *L5* und *L6* wirken wieder als Bandfilter. *L6* ist allein mit den in Reihe liegenden Eingangskapazitäten der QQE 03/12 auf 144 bis

146 MHz abgestimmt. *L7* ist der 144-MHz-Tankkreis. Bei *U₀* = 180 V kann man mit einer Ausgangsleistung von 7 ... 8 W rechnen. Die Induktivität des Tankkreises ist in zwei Hälften mit geometrischem Zwischenraum aufgespalten, so daß die Auskoppelspule *L8* in *L7* „eingetaucht“ werden kann. Die Verwendung von 240-Ohm-Flachbandkabel als Antennenspeiseleitung ist nicht empfehlenswert, weil es seine elektrischen Werte unter Witterungseinflüssen ganz erheblich ändert. Koaxialkabel vom amerikanischen Typ „RG 8/U“, das auch in Deutschland gefertigt wird, behält über viele Jahre seine Eigenschaften. So arbeitet denn *L8* im symmetrischen Tankkreis auf eine unsymmetrische 52-Ohm-Buchse Bu. Der 10-pF-Trimmer am anderen Ende von *L8* erlaubt es, die in *L8* bei *f* = 144 MHz wirksamen Blindkomponenten zu kompensieren, so daß der QQE 03/12 ein rein ohmscher Abschluß angeboten wird. Unter dieser Voraussetzung kann der Kopplungsgrad zwischen *L7* und *L8* recht klein gemacht werden, ohne daß nutzbare HF verlorengeht.

Tab. I. Spulendaten

Spule	Anzahl der Windungen	Windungsdurchmesser [mm]	Draht	Bemerkungen
<i>L1</i>	≈ 30	≈ 6	0,2 CuLB	je nach Bandfilter
<i>L2</i>	≈ 30	≈ 6	0,2 CuLB	je nach Bandfilter, Abstand zwischen <i>L1</i> und <i>L2</i> rund 10 mm
<i>L3</i>	12	9,5	0,7 CuL	kein Abstand zwischen den Windungen; in einem axialen Abstand von 20 mm steht <i>L3</i> parallel zu <i>L4</i> , <i>L3</i> und <i>L4</i> sind auf Körper zu wickeln und mechanisch zu befestigen
<i>L4</i>	15	9,6	0,7 CuL	
<i>L5</i>	6	10	1,5 Cu vern.	6 mm-Anschlüsse; 1 mm Abstand zwischen den Windungen
<i>L6</i>	6	10	1,5 Cu vern.	12 mm-Anschlüsse; 1 mm Abstand zwischen den Windungen, in einem axialen Abstand von 18 mm steht <i>L5</i> parallel zu <i>L6</i>
<i>L7</i>	4	12	1,5 Cu vern.	2 + 2 Windungen mit 7 mm Lücke; 1 mm Abstand zwischen den Windungen
<i>L8</i>	2	10	1,5 Cu vern.	16 mm-Anschlüsse; 0,5 mm Abstand zwischen den Windungen

L5, *L6* und *L7* werden unmittelbar auf die freien Enden der Trimmeratome gelötet, im übrigen sind sie freitragend

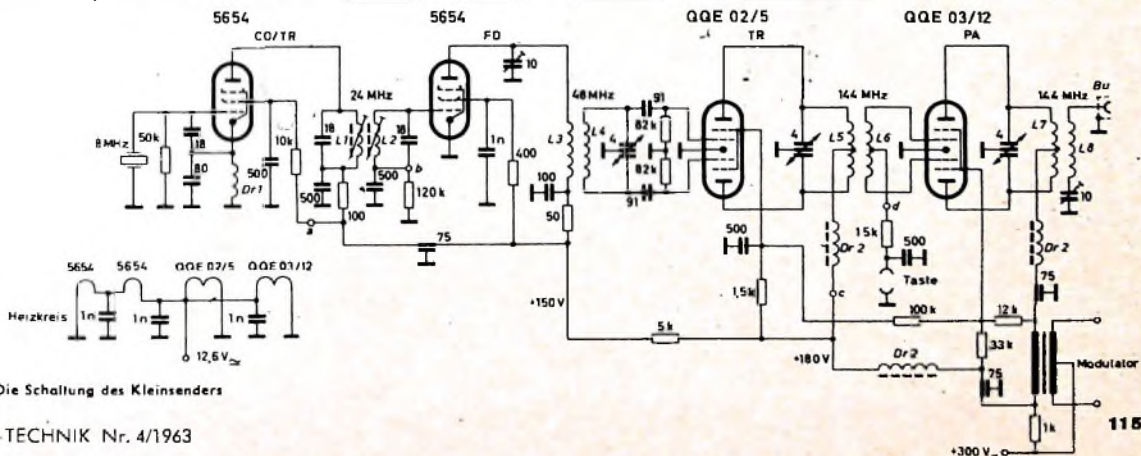


Bild 1. Die Schaltung des Kleinsenders

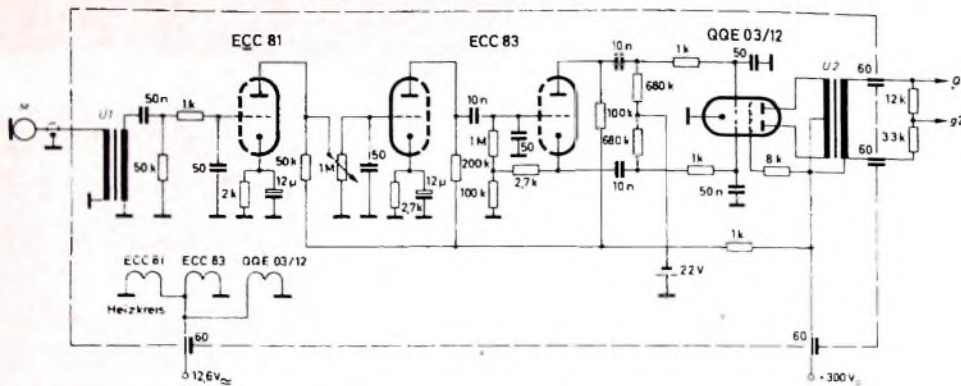
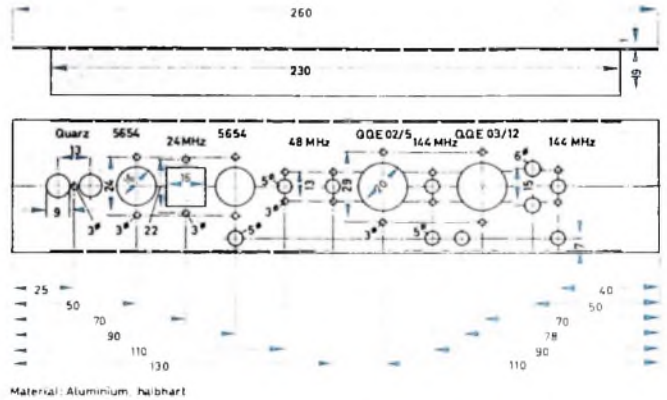


Bild 2. Die Schaltung des zum Kleinsender gehörigen Modulationsverstärkers

Bild 3 (unten). Die Abmessungen des Chassis für den 144-MHz-Kleinsender



Der Heizkreis des Kleinsenders ist für $U_H = 12,6 \text{ V}$ ausgelegt. Das ist eine stromsparende Maßnahme (QQE 03/12: $U_H = 6,3 \text{ V}$, $I_H = 0,82 \text{ A}$; $U_H = 12,6 \text{ V}$, $I_H = 0,41 \text{ A}$), die zwar bei reinem Netzbetrieb bedeutungslos ist, bei Mobilbetrieb aber sehr ins Gewicht fällt, zumal heute viele Kraftfahrzeuge mit 12-V-Batterien ausgerüstet sind. Die beiden 5654 sind in Reihe geschaltet, so daß sich ein Gesamtheizstrom von $I_H = 0,175 \text{ A} + 0,3 \text{ A} + 0,41 \text{ A} = 0,885 \text{ A}$ ergibt.

Der A3-Betrieb auf 144...146 MHz ist gegenwärtig sehr beliebt. Leider aber ist es nur einem relativ geringen Prozentsatz der Funkamateure gelungen, einwandfrei modulierte Signale auszustrahlen. Woran es sehr häufig hapert, ist eine ausreichende Modulationstiefe. Auf die Übertragung aller Sprachfrequenzen kommt es grundsätzlich nicht an, es genügt das Intervall 300...3000 Hz. Auch ist für den OM der Klirrfaktor von untergeordneter Bedeutung, zumal er sich ohnehin im allgemeinen zwischen 5% und 10% bewegen dürfte. Die erreichbare Modulationstiefe ist primär natürlich eine Frage der richtigen Dimensionierung des Modulators. Aber auch wenn diese stimmt, treten Komplikationen ein, deren Ursache der OM unter Umständen lange Zeit vergeblich zu enträtseln sucht. Sie haben ihre Ursache in mangelhafter Abschirmung des Modulators. Man bedenke, daß viele Bauteile im Modulator für 144...146 MHz hohe Impedanzen darstellen. Sobald die sich über ihnen aufbauenden HF-Amplituden an den Steuergittern der Modulatorstufen wirksam werden, kommt es zur „HF-Rückkopplung“, der Modulator kann nur bis zu einem bestimmten Grad „aufgedreht“ werden ohne daß er „aus allen Knopflöchern quietscht“. Selbst wenn es gelingt, die vagabundierende HF durch RC-Glieder an den Steuergittern so weit zu reduzieren, daß Pfeifen und Heulen ein Ende haben, reichen geringste Reste aus, den Modulationsverstärker mit seinem hohen Verstärkungsgrad zuzuregeln. Dieses Phänomen ist dafür verantwortlich zu machen, daß man so viele „dicke Träger“ mit „piepsiger Modulation“ hört. Der Modulator kann nicht beliebig weit vom Sender entfernt aufgestellt werden, ja oft sind man gezwungen, ihn unmittelbar neben ihm zu montieren. Die einzige Maßnahme, mit deren Hilfe man den angedeuteten Ärger vermeiden kann, ist, den Modulationsverstärker vollkommen abzuschirmen. Im Bild 2, das die Schaltung des in Verbindung mit dem Kleinsender benutzten Modulators zeigt, deutet das die die Schaltung umfassende gestrichelte Linie an. Es wird ein dynamisches Mikrofon verwendet, dessen Innenwiderstand $R_i = 200 \text{ Ohm}$ ist, so daß an dieser empfind-

lichen Stelle schon der Sendefrequenz wenig Angriffspunkte geboten werden. Der Überträger U_1 paßt das Mikrofon M ungefähr an den Eingangswiderstand eines Systems einer ECC 81 an, die als Vorverstärker zu bezeichnen ist. Ihr folgt ein zweiter Vorverstärker mit einem System einer ECC 83. Zwischen diesen beiden Stufen liegt die Modulationstieferegulierung. Im zweiten System der ECC 83 tritt neben die Aufgabe einer weiteren Vorverstärkung die der Phasenumkehr, so daß an dem Außenwiderstand 100 kOhm und an der Kathode, die über $2,7 \text{ kOhm} + 100 \text{ kOhm}$ an Masse liegt, zwei entgegengesetzte gleiche Spannungen liegen. Die QQE 03/12 im eigentlichen Modulator arbeitet als AB-Verstärker ohne Gitterstrom und mit fester Gittervorspannung. Der Ausgangsüberträger U_2 befindet sich mit in der Abschirmung, und die sich über seine Sekundärseite aufbauende NF wird über zwei Durchführungskondensatoren von je 60 pF herausgeführt. Für NF ist ihr Blindwiderstand sehr hoch, für $f = 144...146 \text{ MHz}$ sehr klein. Vor den Steuergittern sämtlicher Röhren des Modulationsverstärkers befinden sich HF-Siebglieder (1 kOhm , 50 pF oder nur 50 pF). Es handelt sich hier um eine vorsorgliche Maßnahme, falls über das Mikrofon HF in die Einheit gelangt.

Der Heizkreis des Modulationsverstärkers ist für $U_H = 12,6 \text{ V}$ ausgelegt.

Es gilt für Anodenmodulation, daß der Modulator für 100prozentige Modulation die halbe Gleichstromeingangsleistung der Senderendstufe an NF-Leistung aufzubringen hat. Die Gleichstromeingangsleistung der QQE 03/12 im Kleinsender bewegt sich bei $U_H = 180 \text{ V}$ und $I_H = 2 \times 0,08 \text{ A}$ um $N_{H0} = 14...15 \text{ W}$. Der Modulator muß also eine Ausgangsleistung N_0 in Höhe von $7...7,5 \text{ W}$ abgeben können. In

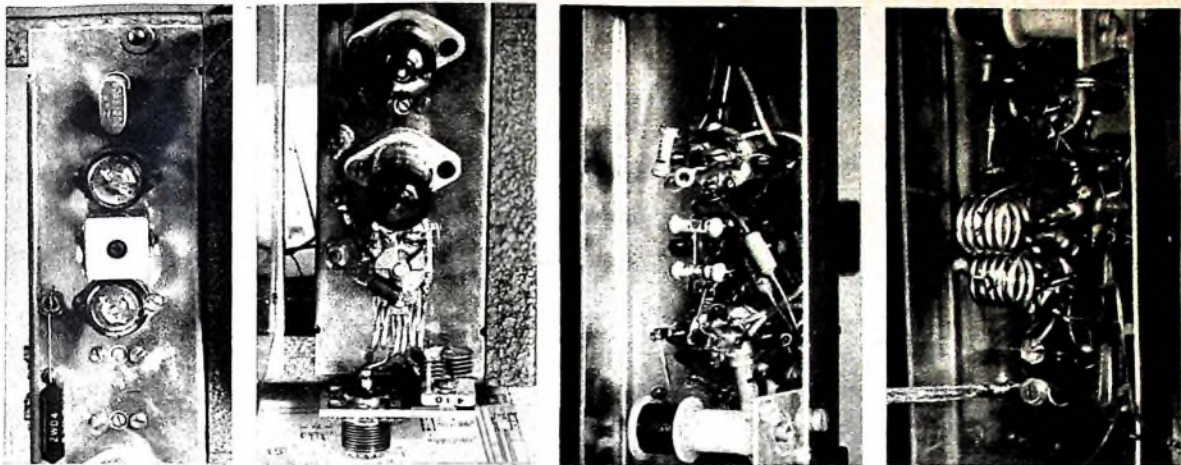
der im Bild 2 gezeigten Schaltung ist für die QQE 03/12 $N_{00} = 0...12 \text{ W}$, je nach Aussteuerungsgrad. Mit einer Leistungsreserve in Höhe von rund 4 W ist man also allen Eventualitäten gewachsen. Die Verstärkung der Vorstufen des Modulators ist ohnehin so hoch, daß er bereits übersteuert werden kann, wenn man das 1-MOhm-Potentiometer voll aufdreht. Mit einer angenehmen Leistungsreserve ist also A3-Betrieb möglich.

Der Klirrfaktor liegt noch unter 5%, und das Sprachfrequenzband wird vom U_1 bereits auf 300...3000 Hz beschnitten, so daß nur wenige Buchstaben des Alphabets ungenügend übertragen werden (t, s, f).

Aufbau

Eine Normierung des Senderbaus im Bereich des Amateurfunks ist schlechterdings undurchführbar. Wie im Kommerziellen stehen auch hier Sender als Tischmodell neben Sendern in Gestell- beziehungsweise Schrankbauweise. Sender für mobilen Betrieb neben Sendern für Portabellzwecke. Immerhin haben sich im Laufe der Jahre gewisse Prinzipien herauskristallisiert, die empfohlen werden können. Der Einbau von funktionellen Einheiten in kaufliche Gehäuse ist eine geschickte Lösung, die auch im vorliegenden Fall ausgenutzt worden ist.

Wie Bild 3 zeigt, wird der Kleinsender auf einem U-förmigen Aluminiumstreifen aufgebaut. Dieser Streifen paßt auf den Rahmen der empfehlenswerten Breitenstein-Chassis. Streifen dieser Art lassen sich durch Biegen passend zugeschnittener Bleche über Hartholzprofile spielend leicht selbst herstellen. 1-mm-Aluminiumblech ist sehr gut zu bearbeiten und läßt sich bereits mit den Händen so zurechtbiegen, daß recht scharfe Kanten entstehen. Die Kanten können mit einfachen



Von links nach rechts: Bild 4. Blick auf das Kleinsenderchassis mit den ersten beiden Senderstufen. Bild 5. Blick auf das Kleinsenderchassis mit der dritten und letzten Stufe. Bild 6. Die Verdrahtung des Kleinsenders bis zur Frequenz 48 MHz (man beachte den weitgehenden Verzicht auf Schalldräht!; vielmehr wird möglichst mit den Anschlußdrähten der Kleinteile verdrahtet). Bild 7. Die Verdrahtung und die Induktivitäten L 5 und L 6 (in der Mitte des Bildes) zwischen QQE 02/5 und QQE 03/12

Hilfsmitteln noch besser herausgearbeitet werden. Mit Röhren bestückte UKW-Kleinsender noch kleiner und gedrängter aufzubauen, als es Bild 3 demonstriert, kann nicht empfohlen werden, da dann unerwünschte, kaum unterdrückbare Kopplungen auftreten.

Bild 3 spricht für sich selbst und wird durch die Bilder 4, 5, 6 und 7 erläutert, die Aufbau und Verdrahtung klar erkennen lassen.

Der Aufbau des Modulators (Bild 8) ist völlig unkritisch. Allerdings müssen die Röhren, damit NF-Rückkopplungen vermieden werden, auf einer Geraden fluchten. Die gesamte Verdrahtung des Modulationsverstärkers wird HF-dicht von einem stählernen Gehäuse umfaßt. Aus dem Chassis schauen nur die Röhren, die Mikrofonbuchse und die Achse des Potentiometers heraus. U_1 und U_2 werden über Durchführungskondensatoren in die Verdrahtung hineingeführt, die NF wird über derartige Kondensatoren herausgeführt.

Abgleich

Vom Kleinsender nimmt man zunächst nur die erste 5654 in Betrieb und schaltet bei Punkt a ein mA-Meter ein. Mit dem Einstecken des Quarzes muß I_{p2} auf etwa 1 mA absinken. Ein Röhrenvoltmeter wird zwischen Punkt b und Masse geschaltet. L 1 und L 2 werden auf maximale Gleichspannung am Punkt b getrimmt. In Punkt c wird ein mA-Meter eingeschaltet; L 3 und L 4 werden auf maximalen Anodenstrom der QQE 02/5 abgeglichen. Diese Justierung ist nur kurzzeitig zulässig. Das Röhrenvoltmeter kommt nun an den Punkt d; auch hier ist wie in Punkt b auf maximale Spannung abzugleichen, indem L 5 mit dem 4-pF-Trimmer auf 144 MHz eingestellt wird. L 6 muß durch Zusammenschieben oder Auseinanderziehen der Windungen justiert werden, wobei ein Taststab mit Messing- und HF-Eisen-Ende gute Dienste leistet. Schließlich wird mit Bu ein 10-W-Lämpchen verbunden und L 7 in Resonanz gebracht. Mit einem Gridspanometer überprüft man, daß tatsächlich die Frequenzen 24 48 und 144 MHz ausgesiebt werden. Mit mehr als 180 V Anodenspannung sollte man den Kleinsender nicht betreiben. Unter Zuhilfenahme eines Stehwellenmeßgeräts in Stellung „vorwärts“ und einem Halbwellendipol werden L 8 und der 10-pF-

Trimmer so eingestellt, daß bei $I_a = 80$ mA der QQE 03/12 eine maximale HF-Auskopplung erfolgt. Das ist wichtig, da nur dann dem Ausgangsübertrager des Modulators die richtige Last in Höhe von 2,2...2,3 kOhm angeboten wird.

Der Modulationsverstärker wird überprüft, indem über den Ausgang ein 2-kOhm-Widerstand (10 W) gelegt und mit einem Röhrenvoltmeter die sich über ihm aufbauende NF-Spannung beim Besprechen des Mikrofons beobachtet wird. Brumm und Übersteuerung machen sich durch eine Restspannung bemerkbar. Zum Endabgleich wird der Modulationsverstärker mit dem Kleinsender verbunden. Letzte Feinheiten lassen sich nur oszillografisch ermitteln, jedoch genügt es – bei der Narrensicherheit der Schaltung – zunächst den Kleinsender auf das 10-W-Lämpchen (künstliche Antenne) arbeiten zu lassen. Im Takt des Sprechens leuchtet es bei 90- bis 100-prozentiger Modulation in den Sprachspitzen doppelt hell auf. Die Modulation ist positiv. Zur Kontrolle hört man sich selbst im Empfänger ab (erste Röhre des Konverters ziehen!) und geht erst dann „in die Luft“.

Bei abgeschaltetem Modulator ist für A1-Betrieb Tastung in der Gitterableitung der Senderendstufe möglich.

Der Kleinsender ist sowohl für stationären als auch für mobilen Betrieb geeignet. Auch kann man mit ihm leistungsstärkere Stufen ansteuern, ihn also als Steuerender benutzen.

Zur „Leistung“

Erfahrungsgemäß (auch beim alljährlichen „Bayerischen Berg-Tag“) reichen bei Verwendung von Richtantennen schon Senderausgangsleistungen um 0,2 W aus, um Verbindungen über Entfernungen von 100...200 km jederzeit aufrechterhalten zu können. Unter geographisch sehr ungünstigen Bedingungen (beispielsweise im Mittelgebirge und in den Alpen) schrumpft die Reichweite natürlich zusammen, sofern man nicht Reflexionen oder Überreichweitebedingungen ausnutzt. Der beschriebene Kleinsender gewährleistet mit seinen 7...8 W N_o Verbindungen über 250 bis 300 km bei normaler Troposphäre und A3-Betrieb. In A1 läßt sich die Reichweite noch etwa um den Faktor 1,5 verbessern. Bei Inversionslagen sind überbrückte Distanzen in der Größenordnung von 400

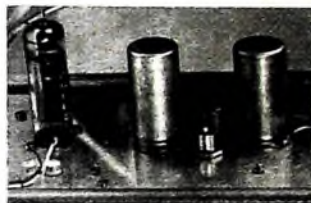


Bild 8. Blick auf den Modulationsverstärker

bis 600 km keine Seltenheit, wobei auch hier die A1 noch besser abschneidet.

Der Kleinsender werde über 15 m „RG 8/U“ bei einem SWV = 1 an einer Richtantenne mit dem Gewinn $G = 12$ dB betrieben, Bedingungen, die sich leicht erfüllen lassen. 15 m „RG 8/U“ haben eine Dämpfung von rund 2 dB bei $f = 144$ MHz. Am Fußpunkt der Antenne kommen also (bei sauberer Anpassung!) statt der 6,5...7,5 W, die in der Last zur Verfügung stehen, noch etwa $7 \cdot 0,63 = 4,4$ W an. Der Antennengewinn von 12 dB bewirkt eine Erhöhung dieser Leistung auf eine äquivalente Strahlungsleistung von rund 70 W. Das ist eine durchaus respektable Leistung!

*

DL 3 FO danke ich für die Unterstützung beim Aufbau des Kleinsenders, DL 6 EH für die kritischen Vergleiche beim Einfließen.

Stückliste der Spezialteile

1 Drossel (Dr 1), 180 μ H	(Jahre)
1 Drossel (Dr 2), „VK 200 20/4 B“	(Valvo)
1 Eingangsübertrager (U 1), 200 Ohm : 100 kOhm	(Engel)
1 Ausgangsübertrager (U 2), 10 kOhm : 2,3 kOhm, primär mittellanggezapft	(Könemann)
1 Bandfilterkörper mit Abschirmhaube	(Görler)
2 Trimmer 10 pF, 14x17 mm	(Valvo)
3 Trimmer 4 pF, 14x17 mm, Schmetterling	(Valvo)
1 Buchse „UHF“	(Spinnner)
1 NF-Buchse, 3polig	(Tuchel)
1 Quarz, 8000...8111 kHz	(Wuttke)
Röhren 2x 5654, QQE 02/5, 2x QQE 03/12, ECC 81, ECC 83	(Valvo)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	



Transistorisierter Mischverstärker

Die Anwendungsmöglichkeiten eines Mischverstärkers sind recht vielseitig. Mit dem beschriebenen Gerät, das vier Eingänge hat, lassen sich beispielsweise die Tonfrequenzspannungen eines Tonbandgerätes, eines Rundfunkempfängers und zweier Mikrofone mischen.

Schaltung

Die Tonfrequenzspannungen werden dem Mischverstärker über die dreipoligen Normbuchsen Bu 1... Bu 4 zugeführt (Bild 1). Da der Anschluß 2 der Buchsen

Rauschen zu erhalten, ist es aber zweckmäßiger, in diesen Stufen den rauscharmen Typ AC 150 einzusetzen, der durch eine Rauschmessung aus Exemplaren des Typs AC 122 ausgesucht wird. Der AC 150 hat daher mit Ausnahme der besseren Rauschzahl die gleichen technischen Daten wie der AC 122.

Alle Verstärkerstufen arbeiten in Emitter-schaltung. Die Basisvorspannung läßt sich mit dem Einstellregler R 1 (R 8, R 11) regeln. Über den Arbeitswiderstand R 2 (R 7, R 10) wird dem Collector die negative

Einzelteilliste

Einstellregler	(Preh)
Potentiometer	(Preh)
Kondensatoren	(Wima)
Widerstände	(Drulowid)
Normbuchsen dreipolig	(Tuchel)
Batterie „Nr 25“	(Peritrix)
Transistoren 3 x AC 122 (AC 150), AC 122	(Telefunken)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

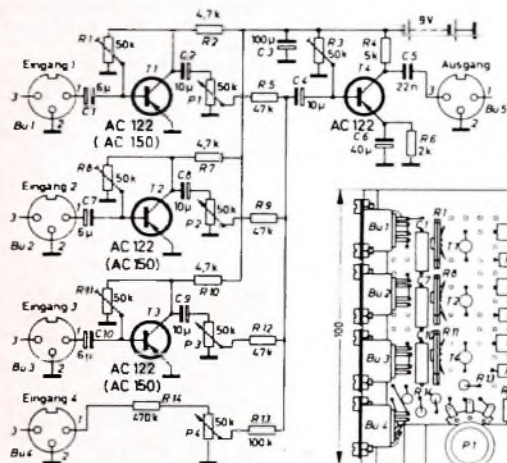
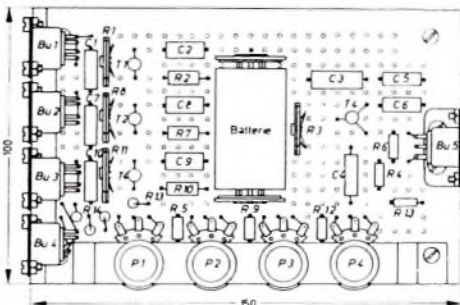


Bild 1. Schaltung des Mischverstärkers

rend R 6, der mit C 6 wechselstrommäßig überbrückt ist, den Arbeitspunkt stabilisiert. Über C 5 wird die verstärkte NF ausgekoppelt und dem Anschluß 3 von Bu 5 zugeführt. Zum Betrieb des Mischverstärkers ist eine 9-V-Batterie erforderlich. An die Buchse Bu 4 kann man Signale mit hohem Spannungspegel legen.

Bild 2 (unten). Einzelteilanordnung auf dem Experimentierchassis



Mechanischer Aufbau

Für den Aufbau des Mischverstärkers läßt sich ein Resopalbrettchen mit den Abmessungen 150 mm x 100 mm verwenden (Bild 2). In einem Abstand von 10 mm vom Rand werden Gummifüßchen befestigt. Das Brettchen ist in Abständen von 5 mm zu durchbohren, so daß eine Lochplatte entsteht. Die Halterung der Potentiometer wird von den Schrauben der Gummifüßchen an der unteren Längsseite der Platte gehalten.

In der Mitte der rechten Brettchenseite ist der Winkel für die Ausgangsbuchse angeordnet (Bilder 2 und 3). Über die ganze linke Plattenseite erstreckt sich der Haltewinkel für die vier Eingangsbuchsen. Um Platz zu sparen, sind die Eingangsbuchsen in einem Winkel von 40° festgeschraubt. Kondensatoren und Widerstände werden liegend, Einstellregler und Transistoren senkrecht befestigt. Die Anschlußdrähte der Bauelemente lassen sich durch die Bohrungen führen und an der Unterseite

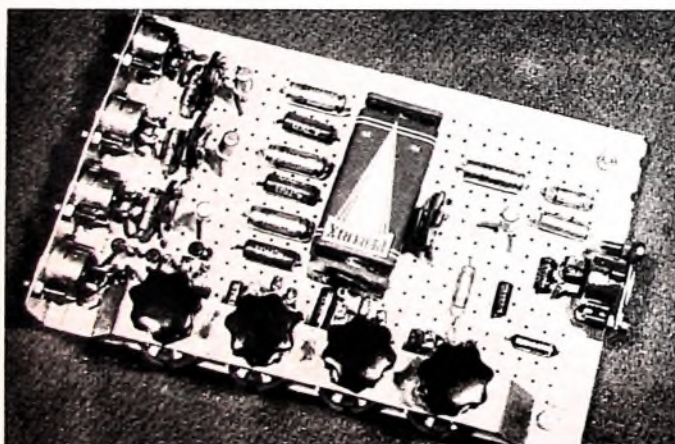


Bild 3. Gesamtansicht des Mischverstärkers

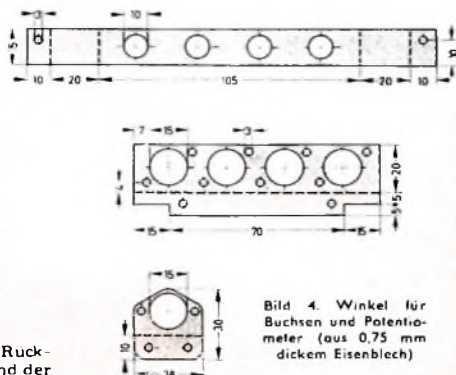


Bild 4. Winkel für Buchsen und Potentiometer (aus 0,75 mm dickem Eisenblech)

jeweils mit der Plus-Leitung (Masse) verbunden ist, läßt sich jede Norm-Anschlußleitung für Tonbandgeräte ohne Zwischenstecker anschließen. Die Transistoren T 1 bis T 3 erhalten die Eingangsspannung vom Anschluß 1 der zugehörigen Eingangsbuchse über Kopplungskondensatoren. In den Vorstufen läßt sich der Transistor AC 122 verwenden. Um geringeres

Spannung zugeführt. C 3 verhindert Rückkopplungen über den Innenwiderstand der Batterie. Die Potentiometer P 1, P 2 und P 3 sind gleichstromfrei an die Collectoren der Transistoren angeschlossen.

Die verstärkte NF gelangt über C 4 zum Transistor T 4, dessen Basisvorspannung mit dem Regler R 3 eingestellt wird. R 4 ist der Arbeitswiderstand von T 4, wäh-

verdrahten. Dabei sollen Leitungskreuzungen möglichst vermieden werden. Die Batterie liegt in der Mitte des Resopalbrettchens. Bild 4 zeigt Konstruktions-skizzen für die Halterungen der Buchsen und Potentiometer.



U. PRESTIN, Nordmende, Bremen

Kundendienst an Tonbandgeräten

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 3, S. 92

4.3. Gesamtfrequenzgang

Ein Messen des Gesamtfrequenzgangs, der gewöhnlich auch als „Über-alles“-Frequenzgang bezeichnet wird, erübrigt sich beim Einhalten der beschriebenen Reihenfolge (Absätze 4.2. und 4.3.) Wenn nämlich zunächst der Wiedergabepegel und der Wiedergabefrequenzgang sowie anschließend der Aufnahmepegel und der Aufnahmefrequenzgang ermittelt werden, so sind automatisch die Über-alles-Eigenschaften erfaßt. Das Verfahren der beiden aufeinanderfolgenden Messungen mag dem nicht sonderlich mit den Eigenarten des Magnetton-Aufzeichnungsprinzips vertrauten Techniker zunächst etwas umständlich und zeitraubend erscheinen, es erweist sich jedoch in der Praxis als sehr sicher. Das Einkreisen eines elektrischen Fehlers bereitet jedenfalls keine Schwierigkeiten, da Wiedergabe- und Aufnahmeprüfung getrennt erfolgen.

Nacheinander muß man die Aufnahme- und Wiedergabeeigenschaften auch prüfen, wenn kein DIN-Bezugsband zur Verfügung steht. Im Gegensatz zu dem beschriebenen Verfahren mit Bezugsband ist dann jedoch die umgekehrte Reihenfolge angebracht, das heißt die Wiedergabeprüfung muß nach der Aufnahmeprüfung erfolgen. Man kann jedoch schnell erkennen, daß eine Messung ohne ein DIN-Bezugsband stets unvollkommen ist, weil die Aussteuerung des Bands ohne ein DIN-Bezugsband nicht genau ermittelt werden kann. Der beim DIN-Band vorhandene Bezugspegel läßt sich praktisch nicht durch andere Meßmittel ersetzen. Die folgenden Überlegungen beweisen, daß der Bezugspegel auch nicht indirekt aus anderen elektrischen Daten, zum Beispiel aus der Ausgangsspannung des Wiedergabeentzerrers oder aus der Aussteuerungsanzeige, abgeleitet werden kann.

Wie bereits unter 4.1.3. erwähnt, ist die Ausgangsspannung nach DIN 45 511 auf den Mindestwert von 250 mV an 500 k Ω beim Abspielen des DIN-Pegelanteils festgelegt worden. Da der DIN-Bezugspegel nach DIN 45 513 etwa 6 dB unter dem Wert für Vollaussteuerung liegt, ergibt sich 0,5 V Ausgangsspannung für den Vollpegel. Diesen Wert überschreiten die Wiedergabeentzerrer neuerzeitlicher Tonbandgeräte jedoch beträchtlich. Ziel der Konstrukteure beim Erhöhen des Pegels war nicht allein die etwas größere Spannungsreserve. Im praktischen Betrieb hat es sich vielmehr als zweckmäßig erwiesen, daß nach dem Überspielen vom Rundfunkempfänger beziehungsweise vom Plattenspieler die gleiche Wiedergabelautstärke auftritt, wenn man vom Tonbandgerät auf die Original-Signalquelle umschaltet. Die angestrebte Gleichheit der Lautstärke kann in der Praxis bei einem Wiedergabepegel von etwa $0,8 \dots 1 V_{eff}$ am Bandgerätausgang verwirklicht werden.

Auf gar keinem Fall darf sich der Reparatur-Techniker demnach auf den Ausgangspegel des Wiedergabeentzerrers verlassen.

Etwas mehr Sicherheit bietet schon die Aussteuerungsanzeige, für genaue Messungen reicht sie aber ebenfalls nicht aus. In fast allen Heim-Tonbandgeräten verwendet man eine nach dem Prinzip des Magischen Auges arbeitende Anzeigeröhre. Als Grenz-anzeige gilt das Sichberühren der Leuchtsektoren, allerdings ist sie teilweise nicht identisch mit der Vollaussteuerung. In einigen Bedienungsanleitungen gibt man das leichte „Überlappen“ als Aussteuerungsgrenze an, in anderen das Erreichen eines mit einer Klebmarke abgedeckten Sektors. Fast immer ist ein Regler zum Justieren der Grenzaussteuerung vorgesehen, was zwar für den Techniker im Kundendienst angenehm ist, leider aber nicht ausschließt, daß der Regler von unkundiger Hand verstellt sein kann.

In den Kundendienstanleitungen für einige Bandgeräte sind allerdings glücklicherweise Einstellhinweise für die Aussteuerungs-anzeige gegeben, so daß dem Techniker dann eine sichere Bezugsspannung zur Verfügung steht, nach der er sich ein Testband selbst aufnehmen kann.

Die einzige Möglichkeit, annähernd den Nullpegel zu bestimmen, ist sonst die, versuchsweise die Aussteuerungsgrenze zu ermitteln und anschließend auf die Hälfte herunterzuregulieren. Durch Versuchsaufnahmen mit einer mittleren Frequenz und durch nach-

folgende Kontrolle der Kurvenform mit dem Oszillografen ist die obere Übersteuerungsgrenze festzustellen, wobei die Regel gilt, daß entsprechend Bild 24 bis 26 eine gerade erkennbare Kurvenform-Verzerrung bereits einem Klirrgrad von 10% entspricht.

DIN 45 511 (Entwurf November 1960) sieht 5% kubischen Klirrfaktor bei 333 Hz für die Bandgeschwindigkeiten 19 cm/s und 9,5 cm/s, 8% für 4,75 cm/s vor. Sollten auch einmal Studiogeräte zu messen sein, so muß der strengere Wert von 3% eingehalten

Bild 24. Durch stufenweises Erhöhen und Sichtkontrolle der Wiedergabe-Ausgangsspannung kann man die Vollaussteuerung eines Tonbandgeräts versuchsweise ermitteln. Das hier gezeigte Oszillogramm weist einen Klirrfaktor von unter etwa 2% auf.

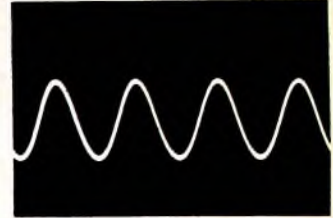


Bild 25. Das Oszillogramm mit 5% Klirrfaktor, an der unteren Halbwelle der Sinusschwingung ist das erste Anzeichen einer Kurvenverförmung sichtbar.

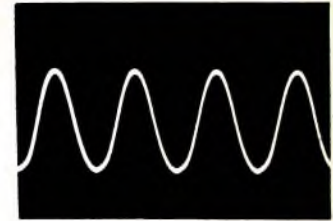
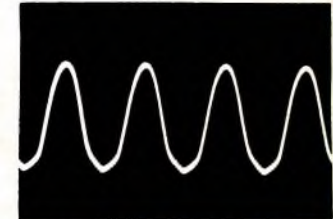


Bild 26. Die gleiche Sinuswelle wie in den Bildern 24 und 25, jedoch mit einer bereits deutlich erkennbaren Verzerrung. Der Klirrfaktor beträgt hier 10%.



werden; allerdings erübrigt sich dieser Hinweis insofern, als Messungen an Studiogeräten (76 cm/s, 38 cm/s und 19 cm/s) stets nur mit dem DIN-Bezugsband vorgenommen werden sollten.

Das genaue Feststellen des Pegels nach Sichtkontrolle des Oszillogramms geschieht demnach durch Mitteln der Werte für „noch nicht“ und „gerade eben“ sichtbare Verzerrungen. Genauer ist selbstverständlich das Messen des Klirrfaktors mit einer Meßbrücke; beim Vergleich ergibt sich jedoch immer wieder die verblüffende Feststellung, wie gut die Beurteilung nach optischer Kontrolle des Oszillogramms mit der exakten Messung übereinstimmt.

Für die Probeaufnahme sind einige nacheinander aufgezeichnete Abschnitte mit einem 3-dB-Sprung zu empfehlen, wobei nach Möglichkeit das LGS-Band bevorzugt und die Dauer der Abschnitte wegen der bequemen Ablesemöglichkeit nicht kürzer als 12 Sekunden gewählt werden sollte. Beim Nachregulieren der Synchronisation und infolge des unvermeidbaren Schwankens des Oszillogramms gehen immer einige Sekunden verloren.

Das anschließende Aufnehmen eines Frequenzbandabschnitts zum Messen der Über-alles-Kurve geschieht nach den unter 4.2.3. angegebenen Regeln, wobei vor allem auf den erforderlichen Pegelsprung von -20 dB gegenüber dem Nullpegel (entsprechend -26 dB gegenüber Vollaussteuerung) zu achten ist. Für 4,75 cm/s Bandgeschwindigkeit sind sogar -30 dB gegenüber dem Bezugspegel nach DIN 45 513 festgelegt; auch für einige 9,5-cm/s-Bandgeräte schreiben Hersteller -26 dB gegenüber dem Bezugspegel vor.

Die Kontrolle der Aufzeichnung erfolgt anschließend entsprechend Abschnitt 4.1.3. für den Wiedergabefrequenzgang, wobei das im Bild 22 dargestellte Toleranzfeld nach DIN 45 511 eingehalten werden muß.

4.4 Vormagnetisierung

Von großer, oft unterschätzter Wichtigkeit für eine saubere Aufzeichnung ist die Vormagnetisierung, die heute in qualitativ hochwertigen Tonbandgeräten einzig und allein mit einem Hochfrequenzstrom erzeugt wird.

Die Vormagnetisierung muß genau dosiert sein, weil von ihrem Wert nicht nur der Klirrfaktor, sondern auch die Empfindlichkeit (und damit die Dynamik) und die Frequenzcharakteristik abhängen.

Die Bilder 27 und 28 zeigen ganz allgemein den Zusammenhang zwischen der Vormagnetisierung, dem Klirrfaktor (am Beispiel der wichtigen dritten Oberwelle) und dem Wiedergabepegel bei zwei wichtigen Frequenzen, nämlich bei der akustischen Mittenfrequenz 1 kHz und bei 10 kHz (Höhen).

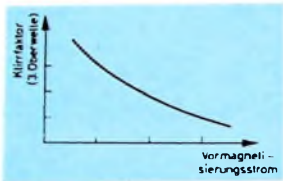
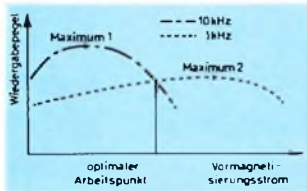


Bild 27 Die Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Vormagnetisierungsstrom. Das Erhöhen des Vormagnetisierungsstroms hat ein Absinken des Klirrfaktors zur Folge.

Bild 28. Der Vormagnetisierungsstrom beeinflusst zusätzlich auch den Frequenzgang. Je geringer er eingestellt ist, um so besser werden die hohen Frequenzen vom Tonbandgerät übertragen.



Der Vergleich der Bilder 27 und 28 zeigt deutlich, daß in jedem Falle ein Kompromiß geschlossen werden muß, der auch noch von weiteren elektrischen Eigenschaften des einzelnen Gerätetyps abhängt, zum Beispiel von der Aufnahme- und der Wiedergabe-Frequenzcharakteristik sowie von der Gesamtverstärkung.

Aus diesem Grund ist es ratsam, genau die Kundendienstanleitung für das zu prüfende Tonbandgerät zu beachten, außerdem aber nach einer Korrektur möglichst noch einmal den Wiedergabefrequenzgang und den Aufnahme-Frequenzgang zu kontrollieren. Erscheinen die oberen Frequenzen zu stark angehoben oder abgeschwächt, kann entsprechend Bild 28 der optimale Arbeitspunkt verlegt werden. Sollte der Bereich der oberen Frequenzen um mehr als 3% dB angehoben sein, muß man die Vormagnetisierungsspannung erhöhen, im umgekehrten Fall verkleinern. Diese Regel hilft auch weiter, wenn keine Unterlagen über das genaue Einstellen des Vormagnetisierungsstroms vorhanden sind. Normalerweise koppelt man die Vormagnetisierungsspannung mit einem Trimmer an, ein Verkleinern der Trimmerkapazität entspricht einem Verkleinern der Vormagnetisierungsspannung und umgekehrt.

Aus zwei Gründen läßt sich der Betrag der Vormagnetisierung nicht direkt durch das Aufnehmen des Oszillogramms parallel zum Sprechkopf messen. Der Sprechkopf ist eine Induktivität, und die mehr oder weniger streuenden Kapazitäten erzeugen schwer definierbare Resonanzen. Außerdem trägt die Eingangs-

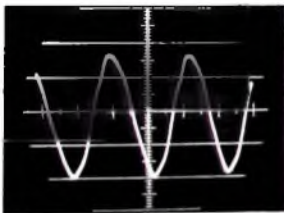


Bild 29 Messung der Vormagnetisierungsspannung durch direktes Anklemmen des auf 1:1 geschalteten Tastkopfs parallel zum Sprechkopf.



Bild 30 Messung wie Bild 29, jedoch mit Tastkopfabschwächer 1:10.

kapazität des Oszillografentastkopfs noch mehr dazu bei, daß die Phase weiter gedreht wird. Welche Folgen die Dämpfung und die zusätzliche Kapazität des Tastkopfs haben, kann man schon an der Kurvenform der Vormagnetisierung in den Bildern 29 und 30 erkennen. Die Verhältnisse werden noch klarer, wenn man die Spannungswerte erfährt. Bild 29 wurde in der Stellung 1:1 (eines Tastkopfschalters parallel zum Sprechkopf) gemessen, die Anzeige war 74 V_{SS}; im Bild 30 war die Anzeige in der Stellung 1:10 dagegen 120 V_{SS}.

Der Fehler, der bei Anwendung eines parallel zum Sprechkopf geschalteten kapazitiven Spannungsteilers auftritt, verringert sich, wenn die Ankoppelkapazität gleich oder kleiner als 1 pF ist. Das Messen der Vormagnetisierungsspannung als grobe „Anwesenheitskontrolle“ kann jedoch über einen einfach parallel zum Sprechkopf angeschlossenen Tastkopf geschehen; das gleiche gilt für das Beobachten relativer Änderungen, nicht jedoch für genaue Messungen. In jenen Fällen hat sich die Meßmethode mit einem kleinen Serienwiderstand bewährt, den man bei einigen Gerätetypen für diesen Zweck bereits eingebaut hat. Er läßt sich aber auch bei anderen Typen nachträglich leicht einfügen. Der Wert des Widerstands hängt von der Kopfinduktivität ab; für niederohmige Köpfe (bis 100 mH) sind 1...10 Ohm, für hochohmige Ausführungen Widerstände bis maximal 100 Ohm zu empfehlen. An dem Meßwiderstand erzeugen sowohl die Vormagnetisierung als auch der Sprechstrom einen Spannungsabfall, der sich nach dem Ohmschen Gesetz leicht in den Stromwert umrechnen läßt. Bild 31 enthält ein Meßbeispiel mit Serienwiderstand, wobei die Kippfrequenz des Oszillografen absichtlich zu niedrig eingestellt ist, so daß sich nur das breite Leuchtband zeigt. Den Grund für die Einstellung nach Bild 31 kann man

Bild 31 Oszillogramm des Vormagnetisierungsstroms, am Serienwiderstand des Sprechkopfs aufgenommen.

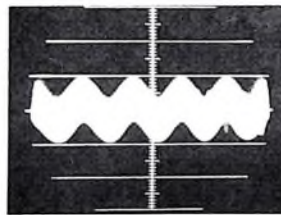


Bild 32 Oszillogramm des Vormagnetisierungsstroms, bei gleichzeitiger Aussteuerung des Aufsprechers mit einem 800-Hz-NF-Signal.

schnell im Bild 32 erkennen, das gleichzeitig den niederfrequenten Sprechstrom und die Vormagnetisierung abzulesen gestattet. Die Aufnahme des Oszillogramms nach Bild 32 bietet dem Praktiker beim Messen an Geräten mit unbekanntem technischen Daten in zweifacher Hinsicht Vorteile:

a) Mit einem Blick kann man sich davon überzeugen, ob der Aufnahmeentzerrer und der HF-Generator grundsätzlich arbeiten. Als Faustregel gilt, daß die Amplitude des Vormagnetisierungsstroms etwa 3-...8mal so groß sein muß wie die des NF-Auf-sprechstroms.

b) Bei geschicktem Einstellen der horizontalen Ablenkung läßt sich sogar die Generatorfrequenz der Vormagnetisierung im Verhältnis zum NF-Signal auszählen, allerdings in diesem Falle nicht mit einer 800-Hz-Frequenz, sondern besser mit 8...10 kHz.

Beim Nachstellen der Vormagnetisierung ergibt sich für den Techniker eine zusätzliche Schwierigkeit infolge der unterschiedlichen Eigenschaften der einzelnen Bandsorten. Für den Fall, daß der Besitzer eines Tonbandgeräts auf ausschließliche Verwendung einer anderen Bandsorte als des in den DIN-Vorschriften verankerten Typs LGS Wert legt, kann eine zwar nach gleichen Richtlinien wie oben, jedoch von der optimalen Einstellung nach dem Leerteil des Bezugsbands abweichende Vormagnetisierung günstiger sein.

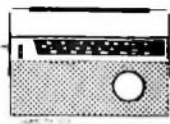
Zum Schluß des Abschnitts Vormagnetisierung sei noch darauf hingewiesen, daß hochwertige Viertelspur-Tonbandgeräte vielfach mit zwei Trimmern zum Einstellen der Vormagnetisierung ausgerüstet sind, damit die Streuungen zwischen den beiden Kopfwicklungen für Spalt 1/4 beziehungsweise 3/2 genau ausgeglichen werden können. Das gleiche gilt für Stereo-Tonbandgeräte. (Wird fortgesetzt)

NEU!

TRANSITA

Universal

NORDMENDE-Lieferprogramm 1963



Mikrobox UKW
Leistungsstarker
2-Bereichsempfänger
(MW, UKW); 5/9 Kreise,
modernstes Kunststoff-
gehäuse; Teleskop-
antenne

Mambino Bestseller seiner Preisklasse, MW
und LW, 6 Transistoren; 2 Dioden, 5 Kreise;
Stradella Erfolgreicher UKW-Koffer, 9 Trans-
istoren, 3 Dioden (MW, UKW);
5/10 Kreise, Teleskopantenne



Transita de luxe
Meisterwerk in Technik,
Form und Klang, 3 Be-
reiche: UKW, MW, LW
oder KW, 9 Transistoren,
3 Dioden, 7/11 Kreise,
separate Antennen-
buchse

Transita Export 4-Wellenbereichssuper für
Auto, Reise, Heim, 9 Transistoren, 3 Dioden,
7/11 Kreise, zweite Skala für Autobetrieb
auf Wunsch Autohalterung

NORDMENDE UKW-Koffer sind in der UKW-
Vorstufe mit dem **Mesa-Transistor AF 106**
ausgerüstet



Autosuper und Kofferradio, eine ideale
Kombination, technisch perfekt und modisch-
elegant, das ist **Transita-Universal**, die
neueste Schöpfung aus der weltbekanntesten
NORDMENDE-Transita-Serie

Die zweckmäßig konstruierte Autohalterung
mit allen für den Autobetrieb erforderlichen
Anschlüssen macht es zum vollwertigen
AM/FM Autosuper. Dennoch ist **Transita-
Universal**, das sich mit leichtem Griff aus
der Halterung lösen läßt, ein typisches
Zweitgerät für das Heim, der immer frohe
Begleiter im Urlaub und auf Reisen. Ein Gerät
von hoher Leistung und herrlicher Klangfülle,
fortschrittlich in der Konstruktion und
Linienführung. **Transita-Universal** rundet
das erfolgreiche Verkaufsprogramm in
NORDMENDE-Transistorkoffern ab. Es trägt
alle Merkmale eines echten Bestsellers.

3 Wellenbereiche (UML oder UMK);
9 Transistoren, 3 Germaniumdioden; Mesa-
Transistor in UKW-Vorstufe; 3 Bereichs-
tasten; 1 Autotaste; 1 Klangtaste;
Klangregler; Teleskopantenne für UKW;
abschaltbare Ferritantenne; Autoantennen-
buchse. Die Autohalterung (umschaltbar
6/12 Volt) schließt das Gerät automatisch an
die Autobatterie, die Autoantenne und den
Fahrzeuglautsprecher an. Der Geräte-
lautsprecher schaltet selbsttätig ab. Die bei
Autobetrieb permanente Skalenbeleuchtung
kann auch eingeschaltet werden, wenn das
Gerät mit eigener Batterie läuft. Betrieb durch
5 Babyzellen oder Autobatterie. Kunststoff-
gehäuse in den Ausführungen hellgrau und
graphit oder zweifarbig hellgrau/graphit.
Abmessungen: 243x167x78 mm;
Gewicht: 2300 g

NORDMENDE-Transita – ein Weiterfolg!

NORDMENDE

Bitte fordern Sie
ausführliches Prospektmaterial an.



... In der ganzen Welt vorbildlich, wenn es auf Klangqualität und Zuverlässigkeit ankommt.

Hauptzweck und Ziel bei der Entwicklung eines jeden Shure Mikrophons ist die naturgetreue Tonwiedergabe. Höchste Leistung in Verbindung mit größtmöglicher Störungsfreiheit und längster Lebensdauer sind bei allen das Resultat einer kompromißlosen Entwicklung, Herstellung sowie Qualitätskontrolle. Ohne Rücksicht auf den Preis arbeiten sie entsprechend den technischen Daten und weichen auch nach Jahren von ihren Sollwerten nicht ab. Shure stellt Mikrophone für jeden Anwendungszweck und in jeder Preislage her.



545 Unidyne III (Bild links). Das kompakteste dynamische Richtmikrophon der Welt mit echter Nieren-Charakteristik. Ideal für Sprache und Musik, für Bühne, Ela und Tonbandaufnahmen — überall dort, wo es auf jede Klangfeinheit ankommt. Zweifache Impedanz: 50—15 000 Hz.



55 SW Unidyne II (Bild Mitte). Seit Jahren das am weitesten verwendete dynamische Nieren-Mikrophon — weltbekannt. Empfohlen für erstklassige Ela-Anlagen und Studios. Superkardioider Richtcharakteristik: 50—15 000 Hz. Impedanz durch Schalter wählbar.



575 Versadyne II (Bild rechts). Dynamisches Breitband-Mikrophon mit kugelförmiger Richt-Charakteristik zu erstaunlich niedrigem Preis. 40—15 000 Hz, vielseitige Anwendung, nieder- oder hochohmig. Modern, zuverlässig, wetterfest.

Ausführliche Informationen durch:

BRAUN AG — Frankfurt/M — Rüsselsheimer Straße 22

TELION AG — Zürich 47 — Albisriederstraße 232

Persönliches

Veränderungen im Vorstand der SEL

Wilhelm Brenner und Arthur Mehlis, stellvertretende Mitglieder des Vorstandes der Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Stuttgart-Zuffenhausen sind am 31. Dezember 1962 wegen Erreichens der Altersgrenze aus dem Vorstand der Gesellschaft ausgeschieden. Sie werden dem Unternehmen weiterhin ihre großen Erfahrungen als Berater zur Verfügung stellen.

Mit Wirkung vom 1. Januar 1963 wurde Friedrich Aman zum stellvertretenden Mitglied des Vorstandes der SEL bestellt. Direktor Aman gehört seit 1952 der SEL an und wurde 1961 zum Generalbevollmächtigten ernannt.

R. Kretzmann Bevollmächtigter für professionelle Elektronik der Valvo GmbH

Die Valvo GmbH hat ihre Vertriebsorganisation der ständig zunehmenden Bedeutung der elektronischen Technik angepaßt. Im Zuge dieser organisatorischen Maßnahmen wurde Dr. rer. nat. Reinhard Kretzmann zum Bevollmächtigten der Geschäftsführung für den professionellen Anwendungsbereich elektronischer Bauelemente ernannt.

E. Leuthold 60 Jahre

Eugen Leuthold wurde am 18. Januar 60 Jahre. Der Schweizer Dipl.-Ing. ist maßgeblicher Mitarbeiter der Entwicklungsabteilung der Saba-Werke und ist durch zahlreiche wissenschaftliche Arbeiten sowie durch neue Schallungskonzeptionen in der Hochfrequenztechnik bekanntgeworden. 1929 kam er zu Saba und war bis zum Jahre 1943 in Villingen tätig. 6 Jahre später nahm er dort seine Arbeit wieder auf. 1954 entwickelte er unter anderem einen Rundfunkempfänger, der als erster in der Welt den Sender motor-elektrisch suchte und scharf einstellte.

E. Widmann 50 Jahre

Am 4. Februar 1963 wurde Erich Widmann, der Inhaber der Firma Gotlob Widmann & Söhne KG, 50 Jahre. Unter seiner Leitung hat das 1925 gegründete Unternehmen im letzten Jahrzehnt einen bedeutenden Aufschwung genommen. Die Firma stellt in ihrem Stammwerk Schweningen am Neckar elektrische Haushaltsgeräte her. Im bayerischen Zweigwerk Burlafingen werden vor allem Lautsprecher und Verstärker für die Rundfunk- und Phono-Industrie gebaut.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Januarheft unter anderem folgende Beiträge:

YH 1000, eine neue 2-GHz-Leistungswandeleldröhre mit hohem Wirkungsgrad

Der Prozeßrechner „Libratrol 500“ und sein Einsatz in modernen Dampfkraftwerken

Nachwuchs-Sorgen bei der Informationsverarbeitung

Bedingungen für die optimale Bildreproduktion beim Fernsehen

Messungen an Reflexklystrons

„Optocard 500“ — ein Bildbandgerät für das industrielle Fernsehen

Elektronische Hilfsmittel im Hochspannungsinstitut der AEG

Fortschritte in der Mikrowellenröhren-Technik

Referate: Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Wirtschaft - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industrie - Druckschriften

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM

Zu beziehen

durch jede Buchhandlung im In- und Ausland,

durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN BORSIGWALDE



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Strauss, Tod und Verklärung; Metamorphosen

Philharmonia Orchestra unter Olla Klemperer

Aufnahmen der großen Orchesterwerke von Richard Strauss stellen stets höchste Anforderungen an die Aufnahme-technik, erfordern zugleich aber auch die unbedingte Einheit von Interpret und Tonmeister. Wenn Klemperer dirigiert, erwartet man mit Recht ein künstlerisches Erlebnis. Selbst hohe Erwartungen werden hier nicht enttäuscht. Aber auch technisch ist diese Aufnahme ein Meisterstück geworden. Der ganze Klangreichtum des großen Orchesters mit 12 Holzbläsern, 11 Blechbläsern, Streichern, 2 Harfen, 3 Pauken und Tom-Tom ist in „Tod und Verklärung“ in bester Stereo-Technik festgehalten worden. Die gewaltige Dynamik ist, ohne daß die Arbeit des Tonmeisters erkennbar wird, auf das von der Schallplatte verzerrungsfrei wiederzugebende Maß reduziert worden. Auch von sonst oft störenden Intermodulationen ist hier nichts zu hören. Die Rauschärmut der Aufnahme läßt die hohen Obertöne und die Einschwingvorgänge sauber

zur Wiedergabe kommen. Kein Rumpeln stört die Wiedergabe der tiefen Frequenzen des Kontrafagotts oder der Kontrabässe.

Sterben und Erlösung — das sind die schon oft in Musik umgesetzten Gedanken des Werkes. In der Stunde der Agonie ziehen Erinnerungen an das vergangene Dasein an dem mit dem Tode Ringenden vorbei. Aber so wie die Seele des Verstorbenen schwingt sich am Schluß das Verklärungsthema empor: Den Leib vermachte der Tod zu besiegen, den Geist nicht.

„Studie für 23 Solostreicher“ hat Strauss sein letztes Orchesterwerk, die „Metamorphosen“, genannt. Das 1946 in Zürich uraufgeführte Werk beherrscht von der Philosophie des Alters, ist ein musikalisch überaus anspruchsvolles Werk. Es ist der Abschied von einer Geschichtsepöche, die sich zu Ende gelebt hatte. Musikalisch ist das Werk eine bewundernswürdige Meisterleistung der Vielstimmigkeit, zugleich ein Beispiel dafür, wie man mit alten Mitteln auch in der Neuen Musik Aussagen machen kann.

Bei dieser Aufnahme empfindet man wieder einmal mehr, daß nur

die Stereophonie die sich so ähnlichen Klänge der 23 Streichinstrumente aufzulösen vermag. Man glaubt, jeden einzelnen Musiker plastisch im Raum zu hören — ein Eindruck, wie er im Konzertsaal kaum eindringlicher und nachhaltiger sein kann.

Columbia STC 91190 (Stereo)

Schubert, Sinfonien Nr. 4 c-moll („Tragische“) und Nr. 8 h-moll („Unvollendete“)

Berliner Philharmoniker unter Lorin Maazel

Waren die ersten drei Sinfonien Schuberts nach einer Art Hausmusik für kleines Orchester, so macht er mit seiner vierten — ähnlich wie Beethoven mit seiner dritten — den Schritt zur eigenen Persönlichkeit. Es ist keine Musik um der Musik willen mehr, sondern das Ringen um den Ausdruck einer Idee, der Idee des Tragischen. Schwermütige Klänge dominieren im 1. Satz, aber dieser Satz klingt ebenso wie das Finale in betrieuendem C-dur aus. Dazwischen stehen das Andante in Liedform und das Menuetto mit seinem Scherzo-Charakter.

Die beiden Sätze der h-moll-Sinfonie entstanden im Oktober 1822. Sie sind Schuberts bekanntestes Orchesterwerk. Diese Sinfonie könnte fast mit noch mehr Recht als die vierte den Beinamen „Tragische“ tragen, insbesondere der 1. Satz. Das Andante con moto des 2. Satzes läßt aber die schwermütige Stimmung einer Erlösung gleich verklingen.

Bei beiden Aufnahmen verdient die saubere Stereo-Aufnahmetechnik Erwähnung. Das Klangbild ist gut ausgewogen und hat nicht nur Breite, sondern auch viel akustische Tiefe. Es zaubert die Illusion des Raumes in den bescheidenen Wohnraum und erreicht eine filigranhafte Transparenz der Streicher und des Blechs, die alle Feinheiten des Tones und des Tonansatzes exzellent zur Geltung bringt. An diesem Eindruck der Wiedergabe haben der weite Frequenzbereich und die Rumpelfreiheit der Aufnahme wesentlichen Anteil, denn ein leises Pizzicato des Kontrabasses kommt ebenso sauber zur Wiedergabe wie das Forte des Blechs.

Deutsche Grammophon 138128 SLPM (Stereo)

TELEFUNKEN



STV 500/0,1

eine interessante
**Mehrstrecken-Spannungs-
Stabilisatorröhre**
in Pico 9-Ausführung

Besondere Kennzeichen:

Lange Lebensdauer

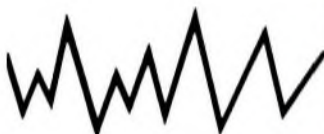
Reinmetallkathode

4 getrennte Einzelstrecken in einer Röhre,
stabilisierte Spannung je Strecke 125 V,
in Serienschaltung 250, 375 oder 500 V

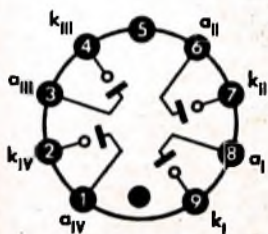
Änderung der Brennspannung während
10 000 Betriebsstunden ca. 0,1 %

hohe Spannungsfestigkeit zwischen den
Einzelstrecken bei Betrieb aus getrennten
Speisespannungsquellen

Wegen des geringen Querstromes von
100 µA zur Speisung batteriebetriebener
Strahlungsmeßgeräte (Geigerzähler)
geeignet.



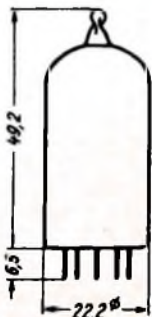
Socketschaltbild



Pico 9 - Naval



max. Abmessungen



Gewicht max. 11 g

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
U L M - DONAU

Wir senden Ihnen gern Druckschriften
mit genauen technischen Daten.



Stange u. Walfrum

Elektronische Geräte und Anlagen
 1 BERLIN 61 · Ritterstr. 11
 Ruf: 61 69 90 u. 61 69 96
 Telegramm-Adresse: Slawa

Fordern Sie bitte Datenblätter bzw. Kataloge an

Mischpultverstärker

LVM 8	DM 248,-
LVM 15	DM 398,-
LVM 30	DM 548,-
LVM 60	DM 970,-
LVM 120	DM 1340,-

Ferner Leistungsverstärker LV 15, 30, 60, 120
 LVM 15 G und LVM 30 G

LVM 60 LVM 120



Aus unserem technischen Skizzenbuch

Ein Miniatur-Impulsgenerator ohne Stromquellen

Die im Bild 1 gezeigte Schaltung eines kleinen, transistorisierten Oszillators für eine Impulsleistung von etwa 1 mW bei 60 MHz ist insofern interessant, als hierbei keine äußeren Stromquellen benutzt werden. Im Oszillator findet der Mesa-Schalttransistor 2N706 (Texas Instruments) Verwendung. Die obere Grenzfrequenz dieses Transistors ist 300 MHz. Die notwendige Speisegleichspannung für Collector und Basis bezieht er vom modulierenden Video-Eingangssignal selbst für das eine Impulshöhe von 10 V vorgeschrieben ist. Der geringe Spannungsbedarf des Transistors von nur 3 V ermöglicht die Auslegung des Oszillators als niederohmige Last in bezug auf den Video-Impulsgenerator ohne diesen strommäßig zu überlasten. Der niederohmige Eingang bringt den Vorteil einer sehr raschen Anstiegs- und Abfallzeit des Impulses trotz der kapazitiven Belastung. Normalerweise sind die vom Videogenerator abgegebenen Impulse konstant und brauchen nicht weiter stabilisiert zu werden. Ist dies jedoch nicht der Fall, dann können Unstabilitäten in der Amplitude der Videopulse durch eine entsprechende Widerstandsentskopplung zwischen Impulsgenerator und Oszillator mittels einer parallel zum Oszillatoreingang geschalteten Zenerdiode leicht beseitigt werden.

Beim Oszillator handelt es sich um eine normale Basisschaltung eines Colpitts-Oszillators, dessen Rückkopplung über den kapazitiven Spannungsteiler erfolgt und der mit Hilfe des Schwingkreis-kondensators 10 · 100 pF im Bereich 55 ... 65 MHz abgestimmt werden kann. Die Diode 1N625 dient als Gleichrichter und leitet aus der Impulsspannung die erforderliche Gleichspannung ab.

Will man den Kreis für niedrigere Frequenzen als 60 MHz auslegen, so braucht man nur die Werte der Schwingkreis-kapazitäten etwas zu vergrößern. Der Oszillator ist in der Lage, 1 mW Pulsleistung an eine 50-Ohm-Last zu liefern, falls die Eingangsspannung 10 V erreichen. Natürlich könnte man die Gleichspannung auch direkt am Punkt A (Bild 1) zuführen, wozu eine 3-V-Batterie genügen würde.

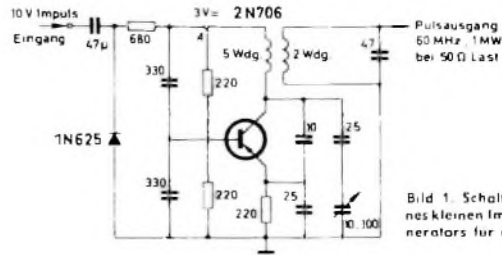


Bild 1. Schaltung eines kleinen Impuls-generators für 60 MHz

Die Ausgangsimpulse zeichnen sich durch große Flankensteilheit (mit Anstiegszeiten < 0.1 µs) aus. Beim Einschalten tritt eine leichte FM-Modulation auf, die aber nicht ins Gewicht fällt. Die Stabilität des Oszillators ist sehr gut; die Schwankungen in der Ausgangsspannung und -leistung sind im Abstimmbereich < 0.1 dB.

Oszillatoren dieser Art werden bei Airborne Instruments für Messungen an Fernsehempfängern, Detektoren und ZF-Stufen als handliche Signalgeneratoren für 60 MHz benutzt. R. Hubner

Formschöne Kleinmeßgeräte

auch für rückenseitigen Einbau



Klein und farbig wie ein Mosaikstein

natürliche Größe

- Einfache Montage
- mit Drehspulmeßwerk ab 60 µA bzw. 60 mV
- hohe elektrische Empfindlichkeit
- hohe Rüttel- und Stoßfestigkeit durch die in federnden Steinen gelagerten beweglichen Bauteile
- Gehäuse farbig oder glasklar (7 Farben zur Auswahl)

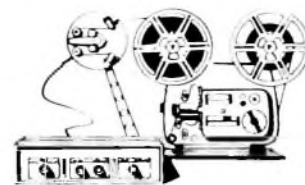
GOSSEN
 8520 Erlangen

Wir senden Ihnen gerne unseren ausführlichen Prospekt.

Für technisch versierte Schmalfilmamateure!

RIM-Film-Tonanlage »Magnetton I«

Zur Verlangung von 8 mm Schmalfilmen nach dem Randspurverfahren. Hervorragende Synchronität. Bewährtes RIM-Baukastenprinzip. Äußerst preisgünstig.



Die Anlage setzt sich aus dem sogenannten mechanischen und dem elektrischen Teil zusammen.

1 Mechanischer Teil
 Er besteht aus einem Präzisions-Magnettonadapter, der nach dem Durchzugsprinzip arbeitet. Seine Aufgabe ist, den Filmlauf mit Hilfe von Schwungrad, Tonrolle und Doppelpendelgalle zur Vermeidung von Tonschwankungen zu stabilisieren.

Der Adapter kann mit Hilfe eines zusätzlich lieferbaren Armes mit mehreren Bohrungen bei vielen 8 mm-Projektoren, deren Bildfrequenz konstant ist, nachträglich angebracht werden. In elektrischer Hinsicht enthält der Adapter den bereits justierten Aufnahme-, Wiedergabe- und Löschkopf. Mittels einer Spezialleitung mit 4poligem Normstecker wird die Verbindung mit dem Spezialverstärker hergestellt.

Preis DM 189,- Halterung DM 20,-

2 Elektrischer Teil

Er besteht aus einem Spezialverstärker in formschöner Flachbautechnik zur Aufnahme und Wiedergabe von 8 mm Magnettonfilmen in Verbindung mit einem Rundfunkgerät oder Verstärker.

Kompl. Bausatz: Preis DM 160,- Ausf. RIM Baumappe: DM 6,-

Technische Daten

Schaltung: Magnetton-Verstärker mit Mikrofonverstärker, Misch-, Entzerrerstufe, Aussteuerungsanzeige, Löschgenerator und Netzteil.

Frequenzbereich: ca. 60 bis 7000 Hz bei 6.8 cm/sec. Geschwindigkeit.

2 Eingänge: a) Mikrofon, b) Tonträger (z. B. Platte, Tonband, Rundfunk-Dienstan-schluß). Beide Eingänge miteinander mischbar.

Röhren: EF 86, ECC 83, EM 84, EC 92.

Ausgang: ca. 250 mV (ausreichend für Plattenspieleringang bei Rundfunkgeräten und Verstärkern).

Netz: 220/110 V Wechselstrom.

Ausführung: Stabiles und formschönes Flachgehäuse (25 x 18 x 9,7 cm) mit bedruckter Beschriftungsplatte.

Verlangen Sie die RIM-Information 3/2/1963!



8 MÜNCHEN 15
 Abt. F. 2
 Bayerstraße 25
 am Hauptbahnhof

Einfache Herstellung gedruckter Schaltungen

Für die Herstellung einer Printplatte nach dieser Methode ist es notwendig, das Leitungsschema so auszuführen, daß nur schmale Streifen aus der Platte herausgeätzt werden.

Man zeichnet zuerst das Trennungsschema nach der Größe der Bauteile auf Millimeterpapier und paust oder zeichnet es auf die Kupferseite einer Printplatte (Bild 1). Anschließend wird die Platte vorsichtig erhitzt und mit Wachs überzogen.

Durch das erkaltete Wachs lassen sich die vorgezeichneten Linien gut erkennen, man zieht die Linien mit einem spitzen Bleistift oder einer Stricknadel nach. Es ist darauf zu achten, daß die Linien vollständig von Wachs frei sind, damit beim Ausätzen kein Kupfer stehen bleibt und später Fehler verursacht. Es ergeben sich Atzbreiten von 0,4 - 0,6 mm. Wenn man mit einer spitzen Nadel ritzt, ist es möglich, auf 1 cm 8...10 Streifen zu ätzen.

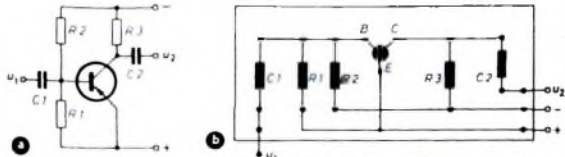


Bild 1 Schritte zur Herstellung einer geätzten Schaltung für einen Transistor-NF-Verstärker: a) Schaltbild, b) Verbindungsschema, c) Trennschema (Ätzplatte)

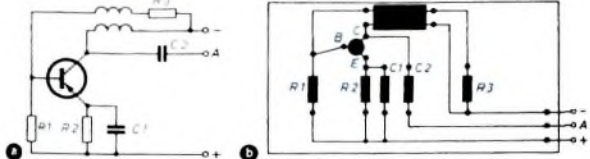


Bild 2 Bei einer HF-Schaltung ist es zweckmäßig, die Verbindungswege in die Masseplatte einzubetten: a) Schaltbild, b) Verbindungsschema, c) Trennschema (Ätzplatte)

Bei höheren Frequenzen können sich infolge der engen Abstände unerwünschte Kopplungen ergeben. Dann sind breitere Streifen zu ätzen, oder - falls eine geringe Kapazität gegen Erde in Kauf genommen werden kann - man ätzt die Platte so, daß die HF-führenden Leitungen gleichsam in Masseleitungen eingebettet sind (Bild 2).

Die so vorbereitete Platte wird in eine Schale mit handelsüblicher Salpetersäure (etwa 25prozentig) gelegt und etwa 5 Minuten darin gelassen. Nach dieser Zeit sind alle freien Kupferstellen weggeätzt. Das Wachs wird unter heißem Wasser abgewaschen, und nachdem die Bohrungen für die Bauteile angefertigt sind, ist die Platte laffertig.

W. Escher

Ein kleines Universal-Werkzeug von Graetz

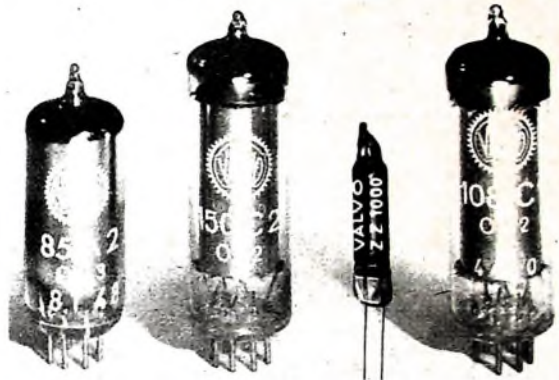
Ein 11 cm langer, beim Graetz-Kundendienst entstandener kleiner Spezialschraubenschlüssel enthält an einem Ende einen Maulschlüssel (12 mm), der zum Lösen und Festziehen von Potentiometermuttern dient. Am anderen, hier etwa 5 mm abgekröpften Ende befindet sich ein 6-mm-Sechskantingschlüssel zum Anziehen von Muttern M3 sowie von Sechskantzylinderschrauben oder selbstschneidenden Blechschrauben. In der Mitte des Schraubenschlüssels ist ein etwa halbkreisförmiges Loch von 6 mm \varnothing angebracht, durch das die Achsen mit angeschliffener Fläche geschoben werden können (beispielsweise läßt sich damit ein VHF-Tuner auch bei abmontiertem Knopf in die gewünschte Kanalschalterstellung bringen).

Ein praktischer Clip gestattet es, diesen Schlüssel (er wird vom Graetz-Kundendienst gegen eine geringe Schutzgebühr abgegeben) in der Jackentasche griffbereit unterzubringen.

VALVO

ZZ 1000

Vergleichsspannungsröhre in Subminiaturausführung



Vergleichsspannungsröhren sind Stabilisatorröhren mit besonders guten Stabilisierungseigenschaften. Die VALVO ZZ 1000 ist die erste Subminiaturröhre in dieser Reihe. Sie zeichnet sich durch alle Merkmale der Roten Reihe der VALVO-Farbserie aus: Lange Lebensdauer (30000 Stunden), Zuverlässigkeit, enge Toleranzen, Stoß- und Vibrationsfestigkeit, Höhenfestigkeit.

Ein neues Konstruktionsmerkmal (U-förmige Molybdän-Katode) und weiter verfeinerte Herstellungsmethoden (Katodenzerstäubung) verleihen dieser Röhre bemerkenswerte Eigenschaften, die sie besonders für die Erzeugung von hochkonstanten Vergleichsspannungen geeignet machen. Selbstverständlich kann man mit der ZZ 1000 auch die üblichen Aufgaben der Spannungsstabilisierung lösen.

Die geringen Abmessungen und die drahtförmigen Elektrodenanschlüsse der ZZ 1000 ermöglichen ein direktes Einlöten in die Schaltung.

Kenndaten:

U_{arc}	$(I_k = 3 \text{ mA}) = 81 \text{ V}$
ΔU_{arc}	$(I_k = 2 \dots 4 \text{ mA}) = 400 \text{ mV}$
r_a	$(I_k = 3 \text{ mA}) = 200 \Omega$
Spannungssprünge	$(I_k = 2 \dots 4 \text{ mA}) \leq 5 \text{ mV}$
$TK_{U_{arc}}$	$(t_{kolb} = 0 \dots 125^\circ\text{C}) = -1,2 \text{ mV/grad}$
U_{ign}	$(t_{kolb} = -55 \dots 20^\circ\text{C}) = -3,2 \text{ mV/grad}$ (beleuchtungsunabh.) $\leq 115 \text{ V}$

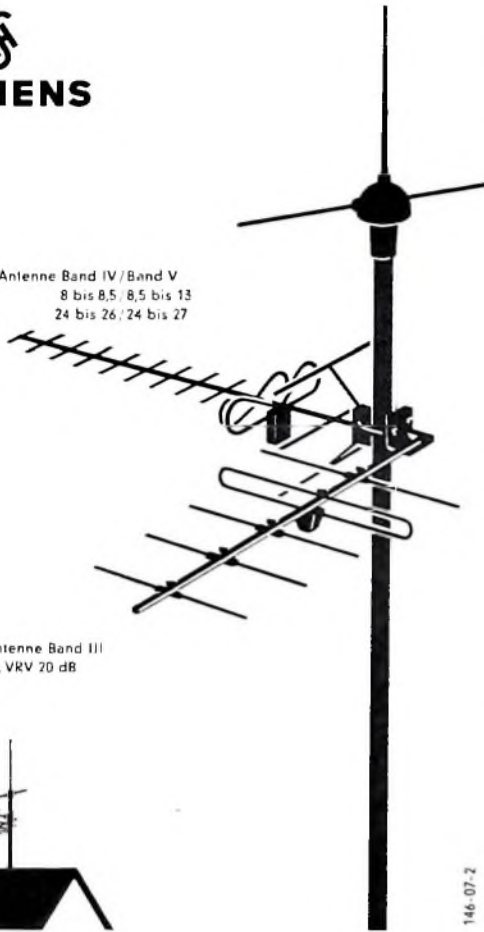
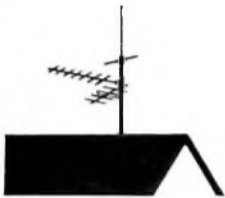
VALVO GMBH HAMBURG 1



H 0253/516

SAA 152
14-Elemente-Antenne Band IV/Band V
G in dB 8 bis 8,5 / 8,5 bis 13
VRV in dB 24 bis 26 / 24 bis 27

SAA 154
5-Elemente-Antenne Band III
G 5,5 bis 7 dB, VRV 70 dB



146-07-2

VHF- und UHF-Antenne in einer Ebene

Niedrige Bauhöhe – kurzes Standrohr, denn beide Antennen werden an einem Punkt befestigt.

Bequemes Ausrichten der VHF-Antenne und der UHF-Antenne auf die zu empfangenden Sender.

Nur eine gemeinsame Niederführung bei Verwendung der Einbaueichen für 60- Ω - oder 240- Ω .

Die 5-Elemente-Band-III-Antenne SAA 154 läßt sich wahlweise kombinieren mit einer UHF-Antenne bis 14 Elemente, z. B. SAA 148, 12-Elemente-Band-IV-Antenne oder SAA 152, 14-Elemente-Band-IV/V-Antenne.

Mit Siemens-Antennen meistern Sie jede Empfangslage in besonders schwierigen Fällen mit den neuen Hochleistungsantennen

SAA 150, 24-Elemente-Band-IV-Antenne,
SAA 153, 26-Elemente-Band-IV/V-Antenne.

Auskünfte erteilen gern unsere Geschäftsstellen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

Neue Fernsehempfänger

„T 300“, „S 300“, „T 305“ und „S 305“, vier neue teiltransistorisierte Fernsehempfänger der Sonderklasse von Grundig

Vier neue Fernsehempfänger der sogenannten Sonderklasse stellte jetzt Grundig vor. Alle vier Modelle sind mit einer der neuen schutzscheibenlosen, implosionssicheren 59-cm-Bildröhren ausgerüstet, wodurch günstige Gehäuseabmessungen möglich waren. Der UHF-Tuner der Empfänger ist mit zwei Mesa-Transistoren bestückt, die mit ihren niedrigen Rauschwerten eine wesentliche Steigerung der Empfindlichkeit bringen. Drei Transistoren enthält ferner der leistungsfähige vierstufige Bild-ZF-Verstärker, in dessen erste Stufe die Regelröhre EF 85 eingesetzt ist. Einen weiteren Transistor hat der Ton-ZF-Teil. Außer diesen sechs Transistoren besteht die Bestückung aus zwölf Röhren und sieben Halbleiter-Dioden.

Wie die Empfänger der Standardklasse, so haben auch die neuen Geräte der Sonderklasse Automaten für Kontrast, Helligkeit, Leuchtpunktunterdrückung und Schwarzwertsteuerung; zusätzlich sind jetzt noch automatische Zeilen- und Bildsynchronisation, stabilisierte Bildbreite und Hochspannungsstabilisation vorhanden. Übersichtliche Bedienungsleisten mit Doppelknöpfen für Bild (Helligkeit und Kontrast) und Ton (Lautstärke und Tonblende), zweistufiger Klarzeichner, Helligkeitsregler II zur Anpassung der Helligkeit beim VHF- und UHF-Empfang sowie Fernbedienungsanschlüsse für Helligkeit und Lautstärke sind einige weitere Einzelheiten.

Im symmetrischen Gehäuse wird der Tischempfänger „Zauberspiegel T 300“ (Abmessungen 61 cm x 54 cm x 34 cm, 1 Lautsprecher seitlich; Anschraubbeine lieferbar; Klangkonsole als Untersatz mit einem zusätzlich nach vorn strahlenden Lautsprecher lieferbar) und der Standempfänger „Zauberspiegel S 300“ (Abmessungen 62 cm x 91 cm x 39 cm, 1 Lautsprecher vorn) geliefert. Asymmetrische Gehäuse haben der Tischempfänger „Zauberspiegel T 305“ (Abmessungen 72 cm x 50 cm x 34 cm, 1 Lautsprecher vorn, besonderes Fußgestell lieferbar) und das Standgerät „Zauberspiegel S 305“ (Abmessungen 77 cm x 86 cm x 39 cm, 1 Lautsprecher vorn).

„FE 253 T“ von Telefunken

Als erstes Fernsehgerät der Saison 1963/64 startet Telefunken den Spitzenempfänger „FE 253“. Dieses Gerät kommt sowohl in der Tisch- als auch in der Standausführung auf den Markt. Es ist mit der neuen 59-cm-Stahlmantel-Bildröhre von Telefunken (M-Röhre), die keine gesonderte Schutzscheibe mehr erfordert, bestückt. Außerdem enthält der „FE 253“ als beachtenswerte Neuerung einen Transistor-UHF-Tuner. Dadurch wird die Eingangsempfindlichkeit für die UHF-Bereiche um den Faktor 2 verbessert. Die Programmwahlautomatik, bereits von den Fernsehempfänger-Typen „FE 242“ und „FE 252“ des Vorjahres bekannt, hat neuerdings eine universelle Bandumschaltung. Zu diesem Zweck ist unter jeder Taste ein flacher Umschalthebel angebracht. Bei den beiden oberen Stationsdrucktasten besteht eine Umschaltmöglichkeit zwischen VHF-Bereich I und VHF-Bereich III. Die vier weiteren Tasten lassen sich von VHF (Bereich III) auf UHF (Bereich IV/V) umschalten. Das bedeutet, daß im Extremfall alle sechs Stationsdrucktasten mit VHF-Sender belegt werden können. Andererseits lassen sich mit maximal vier Stationsdrucktasten UHF-Sender einstellen.

Eine weitere Daten: 20 Ro + 2 Trans + 7 Ge-Dioden + 2 Si-Dioden + 3 Tgl. VHF- und UHF-Abstimmautomatik, Störaustattung, vollautomatischer Zeilen- und Bildfang, Weitempfangsautomatik, Bildformat-Stabilisierung, Raumluchtautomatik, 3 Bild-ZF-Stufen, studiotreue Schwarzwertübertragung, Klarzeichner, Einschaltbrumm-Unterdrückung, Leuchtpunkt-Unterdrückung, 2 Ton-ZF-Stufen, 2 Lautsprecher, abschaltbares zeilenfreies Fernsehen (elektromagnetisch), Fernregler für Lautstärke und Helligkeit.

Neue Reiseempfänger

Blaupunkt

Das neue Lieferprogramm umfaßt die verbesserten Empfänger „Lido“ (KML, 9 Trans + 1 Ge-Diode, Ausgangsleistung 1 W); „Nixe“/„Nixe M“ (KML, 9 Trans + 1 Ge-Diode + 2 Tgl. Ausgang 1 W) und „Derby“/„Derby M“ (UKML, 10 Trans + 3 Ge-Dioden + 1 Tgl. Ausgangsleistung 1,2 W und bei Autobetrieb 1,8 W; UKW-Teil des Empfängers enthält rauscharmen Mesa-Transistor). Für die Empfänger „Nixe“/„Nixe M“ und „Derby“/„Derby M“ sind Autohalterungen lieferbar; die M-Ausführungen dieser Empfänger unterscheiden sich von den Grundtypen nur durch andere Gehäuse.

Loewe Opto

Drei neue Modelle meldete Loewe Opto, und zwar „Lissy“/„Lissy K“ (UML bzw. UMK, 9 Trans + 6 Ge-Dioden, Ausgangsleistung 0,7 W), „Lord“ (UKML, 10 Trans + 6 Ge-Dioden + 1 Tgl. Ausgangsleistung 1 W) und „Autoport“ (UKML, 10 Trans + 6 Ge-Dioden + 1 Si-Diode + 1 Tgl. Ausgangsleistung 1 W und bei Autobetrieb 2 W). Für alle Geräte sind Autohalterungen lieferbar. Die UKW-Eingangsteile dieser Empfänger enthalten jetzt einen rauscharmen Mesa-Transistor AF 106. Die Typen „Lord“ und „Autoport“ wurden ferner durch Verwendung eines getrennten Oszillators auch im AM-Teil wesentlich verbessert (höhere Verstärkung, Vermeidung von Mitnahmeercheinungen in den KW-Bereichen, verbesserte Schwundregelung). Das Spitzengerät „Autoport“ hat automatische UKW-Scharfabstimmung.

Eine wertvolle Arbeitsunterlage für den Antennenbauer



AUS DEM INHALT:

Drahtlose Übertragung · Grundlagen der Empfangsantennen-Anlagen · Grundsätzliches zur Bemessung von Fernseh-Empfangsantennen · Elektromagnetische Wellen auf Leitungen · Empfangsmöglichkeiten mit verschiedenen Antennenarten · Zubehör von Antennenanlagen · Zweckmäßigkeit und Sicherheit von Antennen und Zubehör · Gemeinschaftsantennen-Anlagen · Autoantennen

Urteile aus der Fachwelt

„Das Buch ist auf Antennenanlagen ausgerichtet, die mit industriell gefertigten Antennen und Bauteilen auszuführen sind. In allen Einzelheiten behandelt es die vielfältigen Probleme der Antennenanlage. Für diese Fragen des praktischen Antennenbaus gibt das Buch ausführliche Anleitungen. Der Verfasser hat die vielseitigen Probleme der Empfangsantennen-Technik übersichtlich geordnet und so erklärt, daß sie auch für den Leser mit geringeren technischen Kenntnissen verständlich sind. Der Techniker mit weitgehendem Interesse hingegen findet Berechnungsmethoden, soweit sie sich noch in einfacher Form darstellen lassen.“

ZVEI-Mitteilungen

„... Das Buch wird damit zu einem handfesten Informationswerk für den praktischen Antennenbauer.“

Funkschau

... machen das Buch zu einem abgerundeten Kompendium, das vor allem dem Praktiker alles Notwendige und Wissenswerte darbietet. Aber auch der Labormann und der Theoretiker, der sich über den neuesten Stand informieren will, findet hier eine zusammenfassende Darstellung mit allen für ihn interessanten Berechnungsgrundlagen.“

Elektro-Welt · Elektro-Handel

235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

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



Bernstein-Werkzeugfabrik
Steinrücke KG
Remscheid-Lennep
Spezial-Werkzeuge für Radio und Fernsehen

ENGEL-LÖTER



2 TYPEN
• 40 Watt
• 100 Watt

verlangen Sie Preisliste

Ing. Erich & Fred Engel
GmbH
Wiesbaden-Schierstein

METALLGEHÄUSE



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG, ALTONA W. AUGSTR. 4 C

Unterricht

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

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin - Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3. Tel. 87 33 95 / 98

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

Verkäufe

FUNK-TECHNIK-Sammelbände abzugeben Jahrgang 1947-51, gebunden, Jahrgang 1952-57, ungebunden Preisangebote erbitten an P. T. 8411

Bedleröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Halbleiter, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht Naumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

90
JAHRE



SCHAUBEK

Briefmarkenalben

in der Bundesrepublik und Westberlin durch den Fachhandel erhältlich

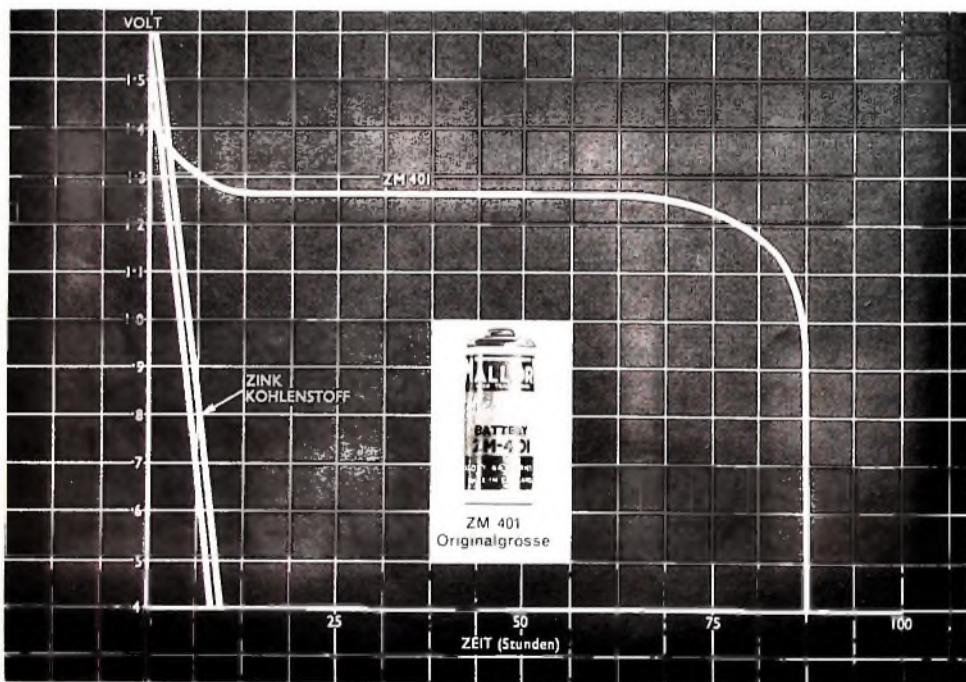
Bezugsquellennachweis durch

HELIOS
LITERATUR-VERTRIEBS-GMBH
Berlin-Borsigwalde · Eichborndamm 141-167

Mallory

Eine Trockenelement-Batterie, die Ihnen im Laufe ihres sehr langen Lebens *konstante Stromabgabe* liefert, ist eine einzigartige Mallory-Entwicklung. Eine solche Leistung war nie zuvor denkbar mit einer Trockenbatterie. Nur Mallory Batterien sind so leistungslähig gebaut. In diesen winzig kleinen Energiequellen wurde pro Einheit mehr Leistung gespeichert als in Batterien normaler Bauart. Sie sind dicht. Ihre Stromabgabe ist immer konstant... verändert sich beim Gebrauch nicht, entlädt sich nicht bei Lagerung und ist temperaturbeständig. Für Konstrukteure von Transistor-Schaltungen und alle Hersteller tragbarer Geräte, die den Wunsch haben, ihre Erzeugnisse zu verkleinern, ohne dabei auf die volle Leistung zu verzichten, sind die Mallory Batterien mit diesen einzigartigen Eigenschaften die bedeutendste Entwicklung.

—der größte Fortschritt in Trockenbatterien
seit über 80 Jahren



Wenden Sie sich schon im Entwurfsstadium an Mallory, damit Sie die raumsparendste Energiequelle der Welt voll ausnutzen können.

Eingehende Beschreibungen und weitere Auskünfte erhalten Sie von Mallory Batteries GmbH, 5 Köln, Hermann-Becker-Strasse 8

MALLORY

ein Begriff für neue Ideen in Batterien