

80329

10020

edt
E.-Thälmann-Str. 56

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

4

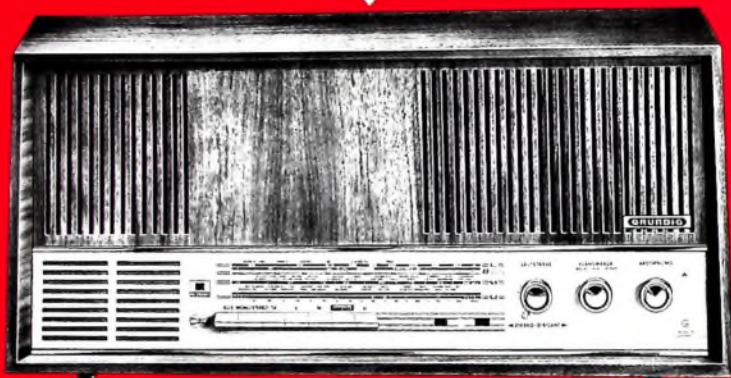
1965+

2. FEBRUARHEFT



STEREO

bringt große Umsatzchancen



GRUNDIG Stereo-Konzertgerät 4570

Die UKW-Stereophonie wird 1965 den Rundfunkmarkt beherrschen. Bis zum Ende des Jahres kann man in fast allen Teilen des Bundesgebietes Stereo-Rundfunk hören. Der Anteil der Stereo-Geräte an Ihrem Radio-Umsatz wird ständig wachsen.

Stellen Sie sich rechtzeitig darauf ein, diese Chancen zu nutzen! Halten Sie Geräte bereit, die in Qualität, Form und Preis „richtig liegen“! Ein Musterbeispiel hierfür: Der moderne GRUNDIG Stereo-Konzertsuper 4570! Dieser kommende Bestseller wird seinen Vorgänger 4070 M noch übertreffen. Sie werden ihn oft verkaufen.

Millionen hören und sehen mit GRUNDIG



4. dhfi-Fachhandels-Seminar
In der letzten Februar-Woche findet das 4. dhfi-Fachhandels-Seminar statt, und zwar in der Phono-Fachschule in Bayreuth.

Auf dem Programm stehen Vorträge über die Hi-Fi-Technik sowie über Verkaufspraxis, Verkaufsförderung und Werbung. Der Zeitplan läßt reichlich Gelegenheit für Diskussionen und die Beantwortung individueller Fragen.

Anmeldungen zur Teilnahme an: Deutsches High-Fidelity Institut e. V., 6 Frankfurt/Main, Rüsselsheimer Straße Nr. 22; Teilnahmegebühr 70,- D-Mark, für Mitglieder des dhfi kostenlos.

Grundlg. errichtet neues Werk in Niederbayern

Die Grundlg.-Radiowerke GmbH haben ihre zwölfte Produktionsstätte in Landau an der Isar (Niederbayern) eröffnet. Im Rahmen des weiteren Ausbaus des Landauer Werkes soll jetzt dort die Musikschrankproduktion konzentriert werden.

Funkoffiziers-Lehrgänge der Handelsmarine in Fließeth

Zu den nächsten Funklehrgängen 2. Klasse ab 1. 4. 1965 und 22. 10. 1965 können noch Bewerber aufgenommen werden. Anmeldungen von Bewerbern, die eine Elektrolehre und die mittlere Reife oder die Fachschulreife nachweisen können, sind zu richten an: Staatliche Seefahrtsschule in Fließeth, 2887 Elsfleth, Postfach 260.

Deutschlandtreffen der Funkamateure in Berlin

Traditionsgemäß treffen sich die deutschen Funkamateure alle zwei Jahre zu Pfingsten in einer größeren Stadt. Sie sollen dort nicht nur Fachvorträge hören und interessante neue Geräte kennen lernen, sondern sie möchten vor allem bei dieser Gelegenheit auch das persönliche

Band von Mensch zu Mensch fester knüpfen. In den letzten Jahren wurde es immer schwerer, eine geeignete Stadt für das Deutschlandtreffen zu finden; die Zahl der Funkamateure nimmt ständig zu. 1963 erwies sich die VW-Stadt Wolfsburg als gerade noch groß genug, um die Besucher aufzunehmen.

Pfingsten 1965 (5.-7. Juni) gestalten nun die Berliner Amateure das Deutschlandtreffen, denn hierfür besteht ein geschichtlicher Anlaß: Der deutsche Amateurfunk ist gerade vierzig Jahre alt, und die Wiege unseres Funkwesens stand sowieso in Berlin.

Intermetall jetzt bei ITT

Die International Telephone and Telegraph Company hat die Halbleiterfertigungsstätten der amerikanischen Clevite Corporation übernommen. In der Bundesrepublik Deutschland wurde die Tochtergesellschaft der Clevite, die Intermetall GmbH, Freilburg, in den ITT-Verband eingegliedert.

Rundfunk-Zweitgeräte in neuer Ausführung

In der Reihe der Grundlg.-Heimempfänger mit zwei Wellenbereichen erscheint das „Musikgerät 98“ jetzt als „Musikgerät 98 a“ in neuer Ausführung, bei der das Kunststoffgehäuse und die Skala etwas größer als beim Vorgängertyp sind. Außerdem hat es nun auch Anschluß und Drucktaste für Plattenspieler oder Tonbandgerät.

Das Parallelmodell „Musikgerät 98 M“ mit durchgehender Holzvollfront wird jetzt auch in der Ausführung mit

teildunkel hochglanzpoliert geliefert, wobei jedoch die mit Schallschlitzen versehene Schallwand unverändert (Nußbaum, natur mattiert) bleibt.

Neues Telefunken-Fernsehgerät

Als erster Fernsehempfänger der Saison 1965 erschien bei

Telefunken das Tischgerät „FE 315 T“, ein Gerät der Standardklasse im Edelgehäuse, für das auch ein Stahlrohrgestell oder anschaubare Holzbeine lieferbar sind. Da die Bildröhre bei dem neuen Empfänger durch die Frontplatte hindurchgesteckt ist, wird die gesamte zur Verfügung stehende Schirmfläche ausgenutzt. Außerdem konnte dadurch die Tiefe des Gehäuses besonders gering gehalten werden. Der UHF-Tuner wird mit einem Zweigang-Schnellantrieb abgestimmt und der jeweils eingestellte Kanal auf einer UHF-Linear skala angezeigt.

Volltransistorisierte Breitbandsprechanlage

Speziell für Räume mit hohem Geräuschpegel hat Philips eine Gegensprechanlage entwickelt, die auch dort eine einwandfreie Verständlichkeit der Durchsagen gewährleistet. Die volltransistorisierte Anlage kann wahlweise aus dem Stromnetz oder aus Batterien gespeist werden und schaltet sich bei Ausfall des Stromnetzes automatisch auf Batteriebetrieb um. Die Gesprächspartner können wahlweise mit Hupen, Weckern, Lampen oder Reflexrichter-Lautsprechern gerufen werden. Für Lautsprecherbetrieb enthält die Anlage einen 70-W-Transistor-Endverstärker. Die zur Gegensprechanlage gehörenden Geräte sind entsprechend ihrer vorgesehenen Verwendung unter rauen Betriebsverhältnissen sehr stabil und robust ausgeführt.

Farbfernsehempfänger für 200 Neilar

Nach Meldungen aus den USA soll dort ein neuer Versuch gemacht werden, ein Farbfernsehgerät zum Großhandelspreis von 125 Dollar und einem Endverkaufspreis von 200 Dollar auf den Markt zu bringen. Den niedrigen Preis will man durch Verwendung von vier Miniatur-Kathodenstrahlröhren erreichen, die je eine Farb- oder Schwarzweiß-Information über eine Schmitt-Optik auf einen kleinen Projektionsschirm schreiben. Das patentierte System wurde dem britischen Ingenieur Owen Harris 1962 patentiert. Die Auswertung der Erfindung soll in den USA durch die in Bermuda registrierte Firma Harries Electronics Inc. erfolgen, die unter amerikanischer Kontrolle steht.

Diese Meldung ist mit Vorsicht aufzunehmen, da immer wieder ähnliche Vorschläge laut werden, ohne jedoch jemals in größerem Maßstab realisiert worden zu sein. Da auch in Japan ähnliche Überlegungen angestellt werden, muß man jedoch damit rechnen, daß möglicherweise Farbfernsehempfänger dieser Art eines Tages auf den Markt kommen werden.



AUS DEM INHALT

2. FEBRUARHEFT 1965

FT meldet 113

Fragen der Berufsausbildung 117

gelesen · gehört · gesehen 118

Verstärkungsregelung der UHF-Vorstufe im gemischt bestückten Fernsehempfänger 119

Schullernseh-Versuch in Hannover 121

Gelastete Regelung mit Transistoren 122

Transistor-Mehrbereichtuner für Fernsehempfänger 124

Zur Frage des Seitenverhältnisses beim Fernsehbild 126

Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation 128

Sortierverfahren für Diodenpaare 130

Für den Tonbandamateure
Universelle Regieanlage mit Richtungs-mischer · Aufbau der Regieanlage · Richtungs-mischer 131

Persönliches 132

Für den KW-Amateur
Mikrofone für den Amateurfunk und damit zusammenhängende Probleme 133

Breitband-Symmetrierglieder für gestreckte Drahtdipole und Yagi-Antennen 135

Fernseh-Service 136

Für Werkstatt und Labor
Einige Schaltungsbeispiele für die Arbeitspunkteinstellung bei Transistoren 137

Schallplatten für den Hi-Fi-Freund 140

Service an Stereo-Decodern 142

Unser Titelbild: Zur Untersuchung der Durchführbarkeit eines weltumfassenden Nachrichtensystems mit „Syncom“-Satelliten sind in den Bodestationen Camp Roberts und Fort Dix in den USA Parabolspiegel-Peilantennen mit 18 m Durchmesser eingesetzt. Die von der Sylvania Electric Products Inc. entwickelten Antennen dienen außer für die Nachrichtenübertragung zu Peil- und Entfernungsmessungen. Sie können den auf einer 36200-km-Umlaufbahn kreisenden Satelliten mit äußerst großer Genauigkeit von 0,024° nachgeführt werden

Aufnahme: Sylvania

Aufnahmen: Verlasser, Markenabnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verlasser S. 114, 116, 139, 141, 145-148 ohne redaktionellen Teil



Der Deutschen Funkausstellung 1965 auf dem Stuttgarter Killesberg wird nach den bisherigen Vorstellungen eine Hallenfläche von rund 40000 Quadratmetern zur Verfügung stehen. Damit ergibt sich eine wesentliche Erweiterung des Platzangebots gegenüber den ursprünglichen Planungen. Rund 120 Firmen der deutschen Funkindustrie werden bei dieser Ausstellung vom 27. August bis 5. September 1965 Gelegenheit haben, ihr Angebot für die Saison

1965/66 an Rundfunk- und Fernsehempfängern, Phono- und Tonbandgeräten, Empfangsantennen, Bauelementen und Schallplatten zu zeigen. Beteiligt sind außer dem Fachverband Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) die Fachverbände Phontechnik und Empfangsantennen im ZVEI sowie der Bundesverband der Phonographischen Wirtschaft. Die Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten Deutschlands (ARD) sowie das Zweite Deutsche Fernsehen zeigen in Sonderschauen lebendige Ausschnitte aus ihrer Arbeit. Auch die Deutsche Bundespost und die Deutsche Lufthansa sind mit interessanten Sonderschauen vertreten. Die Industrie will in Gemeinschaftsschauen die Rundfunk-Stereophonie sowie das Thema „Rundfunk unterwegs“ abhandeln. Außerdem sind eine Antennenschau und ein Gemeinschaftsstand der Phonographischen Industrie vorgesehen. Die Deutsche Antennenindustrie dürfte nach einem ersten Überblick fast vollständig vertreten sein.



262 - 009

Siemens- Scheibenröhren

für Oszillatoren, Verstärker, Frequenzvervielfacher
und Mischstufen in Richtfunksystemen, Radaranlagen
und in der Meßtechnik

Charakteristische Betriebsdaten

| Typ | f GHz | N ₀ W | U _a V | I _a mA | Bemerkung |
|-----------------|----------------------------|---------------------|---------------------|----------------------|--|
| YD 1060 RH6C | 4 (max. 7) | 4,5 | 400 | 60 | Keramik |
| YD 1070 RH7C | 6 (max. 7) | 1,8 | 400 | 60 | Keramik, als Frequenzvervielfacher bis 9 GHz |
| YD 1100 | 2 Band I/V/V | 2 ca. 0,5 | 285 400 | 20 30 | Keramik, als Linearverstärker für Fernsehsumersetzer, Bild u. Ton gemeinsam verstärkt |
| 2 C 39 A | 2,5 bis 3 | 18 | 800 | 100 | Glas |
| 2 C 39 BA | 2,5 (max. 3,5) | 24 | 800 | 100 | Keramik |
| YD 1040 | 1,1 2,5 (max. 3) | 1500 2000 | 1700 3500 | 1900 3000 | Impulsbetrieb, gittergetastet ($\tau = 0,001$) Impulsbetrieb, anodengestastet ($\tau = 0,003$) Keramik |
| YD 1050 | Band I/V/V | 20 | 600 | 80 | Keramik, speziell für Fernsehsumsetzer, Bild u. Ton gemeinsam verstärkt |
| YL 1040 | 1,250 (max. 3) | 50 | 900 | 190 | Speziell für Einseitenband- betrieb Keramik wie 7457 und 6816 |

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Fragen der Berufsausbildung

In den technischen Berufen ist die Ausbildung des Nachwuchses recht kritisch, denn die fortschreitende Entwicklung zwingt Lehrpersonal und Schüler, sich so bald wie möglich dem neuesten Stand der Technik anzupassen. Auf dem Sektor des Radio-Fernsehtechnikern kommt eine allmähliche Ausweitung des Lehrstoffes hinzu. Diese Tatsachen führen dazu, daß erst nach Ende der Berufsausbildung eine Spezialisierung auf ein bestimmtes Fachgebiet möglich ist. Es bedarf vieler Anstrengungen von seiten des Ausbilders und des Schülers, um das gesteckte Ziel zu erreichen.

Mit diesen Sorgen muß heute schon die Lehrlingsausbildung in Handel, Handwerk und Industrie fertig werden. Wer nach Beendigung der Schulausbildung ein Lehrverhältnis eingeht, hat in den meisten Fällen drei bis dreieinhalb Jahre Zeit, viel zu lernen. Die gegenüber früher kürzere Arbeitszeit, Feiertage, der Trend zu längerem Urlaub, die mit einem Tag wöchentlich anzusetzende Berufsschule und etwaige Krankheitsperioden bringen im Ausbildungszeitplan jedoch beachtliche Abstriche. Die Ausbildungsbetriebe suchen durch verschiedene Maßnahmen mit dieser Situation fertig zu werden.

Eine wichtige Voraussetzung für den Ausbildungserfolg ist die richtige Auswahl des wirklich begabten Nachwuchses. Dabei mögen Aufnahmeprüfungen und Berufstests sowie die Auswertung der letzten Zeugnisse eine gewisse Hilfe sein. Wer bei einer solchen auf Theorie und Praxis abgestellten Prüfung schlecht abschnidet und in entscheidenden Fächern, wie Mathematik und Physik, unter dem Durchschnitt liegt, ist höchstwahrscheinlich für den Beruf des Funktechnikers wenig geeignet. Es gibt aber auch hierbei Ausnahmefälle, die — allerdings meistens erst nach einer verhältnismäßig langen Anlaufzeit von im Durchschnitt 1½ Jahren — zu anerkannter beruflichen Leistungen kommen. Die Erfahrung lehrt aber auch, daß man bei durchschnittlich Begabten im allgemeinen nicht mit besonderen Erfolgen rechnen darf, wenn nicht eiserner Fleiß und zusätzliche Beschäftigung mit der Berufsarbeit in der Freizeit hinzukommen.

Die Suche nach dem qualifizierten Nachwuchs führt gelegentlich dazu, auf Kandidaten mit Volksschulabschluss zu verzichten und Bewerber mit sechs Jahren Mittelschulbildung zu bevorzugen. Da es sich hier um entsprechend ältere Anwärter mit meistens besseren Vorkenntnissen vor allem auf den Gebieten Mathematik, Physik und Chemie handelt, sind die Ausbildungserfolge oft erfreulich gut. Das darf aber nicht darüber hinwegtäuschen, daß nicht jeder Mittelschüler allein durch seine Vorbildung für den Beruf des Funktechnikers prädestiniert sein kann, denn auch hier sind Begabung und Fleiß entscheidend für den Erfolg.

In der Reihe des Nachwuchses gibt es dabei junge Leute, die sich das Gebiet der Funktechnik zum Hobby erkoren haben. Hier paart sich gewöhnlich Begabung mit großem beruflichen Interesse; die Beschäftigung mit dem Ausbildungsstoff auch in der Freizeit ist in diesen Fällen als sicher anzunehmen. Selbstgebaute Geräte verschiedener Art und die laufende praktische Tätigkeit schaffen dann ein sehr günstiges Ausbildungsklima.

Wenn nach der Lehrzeit die Facharbeiterprüfung bestanden ist, gibt es verschiedene Möglichkeiten der Weiterbildung. Dazu gehört der praktische Einsatz beim Service oder vorwiegend bei der Industrie in der Fertigung. Daneben ist die Teilnahme an Sonderlehrgängen der einzelnen Berufsorganisationen, an Volkshochschulen, bei der Post — wenn die Behördenlaufbahn eingeschlagen werden soll — oder beim Rundfunk, beim Flugsicherungsdienst, bei der Berufstunckerel usw. Interessant. Sonderlehrgänge sind aber auch bei der Industrie üblich und sogar für eine qualifizierte Tätigkeit bei entsprechender Begabung unbedingte Voraussetzung. Wichtige Ausbildungsmöglichkeiten bieten ferner Zeitschriften, Fachbücher und Fernlehrgänge.

Zahlreiche Nachwuchskräfte sind an der Elektronik interessiert. Im industriellen Bereich ist analog der Berufsausbildung des Elektromechanikers (Hochfrequenz) die Ausbildung von Elektromechanikern (Elektronik) möglich. Allerdings hat der Elektronik-Mechaniker — das ist die offizielle Bezeichnung der Fachwelt — noch kein eigenes Berufsbild. Als Ordnungsmittel ist vielmehr an die bereits vorhandene Bezeichnung „Elektromechaniker“ die Ergänzung „Fachrichtung Elektronik“ gehängt worden. Dementsprechend sind in der Anwendung falsche Auslegungen möglich. Aus diesem Grund gab der ZVEI eine Empfehlung für die Benutzung des Berufsbildes in Form einer Broschüre heraus. Sie soll Mißverständnisse bei der Ausbildung von Elektronik-Mechanikern ausschließen. Und auf der letzten Tagung der Interessengemeinschaft „Elektronikausbildung“ im Dezember 1964 ist beschlossen worden, daß die Elektronikgeräte anwendende Industrie für die auszubildenden Elektronik-Mechaniker eine ähnliche Empfehlung herausgibt wie die Elektronikgeräte herstellende Industrie. Wie ernst man diese Ausbildungsprobleme nimmt, zeigten verschiedene Referate dieser Tagung. Sie befaßten sich unter anderem mit Fragen der eignungspsychologischen Diagnostik, der Nachwuchsauslese für den Beruf des Elektronik-Mechanikers, mit Stoff- und Stoffverteilungsplänen für die Berufsschulen unter besonderer Berücksichtigung der Einheitlichkeit und der Facharbeiterprüfung für Elektronik-Mechaniker.

Auch im privaten Bereich nimmt die Anwendung der Elektronik von Jahr zu Jahr zu. Elektronik-Mechaniker sind außer im industriellen Sektor mehr und mehr im Handwerk gefragt. Im Anschluß an die Tettnanger Elektronik-Tagung fand eine rege Diskussion über die Ausbildungsprobleme im Handwerk auf elektronischem Gebiet statt, an der sich unter anderem Handwerkskammern sowie Vertreter der Berufsschulen und des Elektro-Handwerks beteiligten. Ein Ergebnis dieser Bemühungen ist die Gründung der Interessengruppe „Elektronik-Ausbildung im Handwerk“, die einen engen Erfahrungsaustausch anstrebt.

Die Wirtschaft benötigt Techniker als gehobene Kräfte zwischen dem Ingenieur und dem qualifizierten Facharbeiter. Der Techniker hat meistens einen industriellen oder handwerklichen Lehrberuf erlernt und verfügt über eine mehrjährige Berufspraxis. Die erweiterten theoretischen Kenntnisse erwirbt er vielfach an Technikerschulen, von denen es in Deutschland über 200 gibt. Seit Jahren ist die Frage der Techniker-ausbildung erörtert worden. Um im ganzen westdeutschen Gebiet die Ausbildung zu vereinheitlichen, ist im vergangenen Jahr eine „Rahmenordnung für die Ausbildung von Technikern“ vom Plenum der Kultusministerkonferenz einstimmig gebilligt worden. Zu den erlaßten Fächern gehören auch Grundlagen der Elektrotechnik, der Elektronik sowie der Meß- und Regeltechnik.

Viel Aufmerksamkeit schenkt man auch den mit Hilfe des „Zweiten Bildungsweges“ erleichterten Übergängen zur Ingenieurschule und zur Technischen Hochschule. Manche anderen Wege sind jedoch noch längst nicht überall erschlossen; so könnte vielleicht auch ein Fernstudium mit staatlich anerkanntem Abschluß vielen Tüchtigen ein gutes Stück auf dem Berufsweg weiterhelfen.

Eine Aufgabe der kommenden Jahre bleibt die gleichfalls sehr wichtige Weiterbildung der Ingenieure. Gerade der Ingenieur muß seine verantwortungsvolle Tätigkeit dem neuesten Stand der Technik anpassen und sein Wissen erweitern. Unter dem Druck der Zeit sind daher systematisch aufgebaut und gut vorbereitete Lehrgänge dringender geworden denn je. Vorbilder für diese fachliche Weiterbildung sind unter anderem Einrichtungen wie das „Haus der Technik“ in Essen mit einer jahrelangen, erfolgreichen Tätigkeit und das „VDI-Bildungswerk“, das in rund 150 seminaristischen Lehrgängen über 6500 Teilnehmer auf neuen Wissensgebieten weiterbilden konnte.

Werner W. Diefenbach



Normentwürfe für Hi-Fi-Geräte und -Anlagen

In der Zeitschrift Elektronorm, Nr. 1/1965, S. 40 ff., sind folgende Normentwürfe (DIN 45500) abgedruckt:

- Blatt 1 Allgemeine Bedingungen, Kennzeichnung,
- Blatt 2 Mindestanforderungen an UKW-Empfangsteile (Tuner),
- Blatt 3 Mindestanforderungen an Schallplatten-Abspielgeräte,
- Blatt 4 Mindestanforderungen an Magnetbandgeräte,
- Blatt 5 Mindestanforderungen an Mikrophone,
- Blatt 6 Mindestanforderungen an Verstärker,
- Blatt 7 Mindestanforderungen an Lautsprecher.

Das Blatt 8 (Mindestanforderungen an Kombinationsgeräte und Anlagen) soll in Kürze veröffentlicht werden. Das Heft (Einzelpreis 7,- DM) kann vom Beuth-Vertrieb, 1 Berlin 15, Uhlendstraße 175 bezogen werden. Die Normblätter werden auch einzeln abgegeben (1,40 DM je Stück).

Fachtagung „Elektronik“ zur Hannover-Messe 1965

Für die Tagung (s. Heft 1/1964, S. 6) steht an den Vormittagen des 24. April und 29. April als Tagungsraum der Kongresssaal im Internationalen Zentrum auf dem Messegelände zur Verfügung. Die acht Hauptreferate, die durch Korreferate ergänzt werden, behandeln das Thema „Voraussetzungen der industriellen Elektronik“. Im einzelnen sind folgende Übersichtsvorträge vorgesehen:

Mittwoch, 28. April 1965

1. Die wissenschaftliche und ökonomische Bedeutung der Elektronik (Prof. Dr. Weissmann, Hannover)
2. Einfluß automatischer Fertigungsmethoden auf die Konstruktion der Nachrichtentechnik (Prof. Dr. Schönfeld, Hannover)
3. Bauelemente-Entwicklung und Mikro-Elektronik (Dr. Reuber, Berlin)
4. Stoßstellen zwischen Elektronik und mechanischen, hydraulischen sowie pneumatischen Bauelementen (Prof. Dr. von Bertele, Wien)

Donnerstag, 29. April 1965

5. Rechner in der Datenverarbeitung - Prozeßtechnik (Dr. Zuse, Bad Hersfeld)
6. Die Bedeutung der integrierten Schaltkreise für die Nachrichtentechnik (Prof. Wilde, Stuttgart)
7. Informationserfassung und -verarbeitung als Voraussetzung für optimale elektronische Verkehrssteuerung (H. H. Führer, Köln)
8. Wärmeprobleme an Leitungen, Bauelementen und Kontakten (Prof. Rummel, Hannover)

Als Teilnehmergebühr wird ein Betrag von 20,- DM erhoben. Der dem Teilnehmer dafür ausgehändigte Ausweis berechtigt zum Eintritt sowie zum Bezug der jeweils in einer Broschüre zusammengefaßten Übersichts- und Korreferate. Die Druckschrift mit den Übersichtsvorträgen erhal-

ten die Teilnehmer bereits vor der Fachtagung; die Broschüre mit den Korreferaten wird den Hörern kurz nach der Hannover-Messe zugesandt. Interessenten, die nicht an der Tagung teilnehmen, können die Broschüren gegen eine Schutzgebühr von 10,- DM bei der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG, 3000 Hannover, Messegelände, anfordern.

Leipziger Frühjahrsmesse

► Das Messebild der Sparte Rundfunk - Fernsehen - Phono wird eine Reihe origineller ausstellungstechnischer Pointen aufweisen. So zeigt beispielsweise in der Messezeit (28. Februar bis 9. März 1965) ein 17 m hoher Fernsehmast den Besuchern den Weg zum Messehaus der Branche, dem „Städtischen Kauthaus“.

► Mit einer Reihe von Expertenvorträgen ist der Industriezweig Rundfunk und Fernsehen am Fachinformationsprogramm dieser Jubiläumsmesse (800 Jahre Leipziger Messe) beteiligt. So wird W. Bräuning über mikrowellentechnische Meßgeräte des VEB Rafena Werke, W. Moithe über Meßgeräte zur Betriebsüberwachung von Richtfunkstationen und H. Wilke über den Aufbau einer vollautomatischen Richtfunkanlage zur Übertragung von Fernseh- und Rundfunkprogrammen sowie TF-Kanalbündeln sprechen. Weiterhin berichtet R. Ebermann über die Übertragung von Telefonie- und Richtfunkkanälen mit Hilfe von PPM-Systemen und E. Rempt über Fernüberwachung und Fernsteuerung von Richtfunkanlagen sowie W. Mansfeld über Schaltungsprinzipien und Einsatzmöglichkeiten eines breitbandigen Richtfunksystems zur wahlweisen Übertragung von Fernsehsignalen, Fernsprech-Kanalbündeln und Radar.

Neues Heimstudio-Richtmikrofon

Unter der Typenbezeichnung „GDM 316“ brachte Grundig jetzt ein dynamisches Richtmikrofon mit nierenförmiger Charakteristik auf den Markt. Das neue Mikrofon, das den Grundig-Tonbandgeräten „TK 40“ und „TK 41“ als Erstausrüstung beigelegt wird, eignet sich für alle anspruchsvollen Aufnahme- und Übertragungszwecke. Es ist als Hand-, Tisch- und Stativmikrofon verwendbar und hat einen eingebauten Anpassungsübertrager für hoch- und niederohmigen Anschluß. Die Empfindlichkeit ist besser als 1,5 mV/ubar, so daß rauschfreie Aufnahmen auch bei entfer-



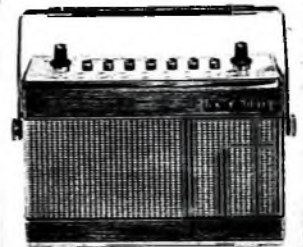
ten Schallquellen zu erreichen sind. Bei einer Rückwärtsdämpfung von ≥ 12 dB im gesamten Übertragungsbereich von etwa 70 ... 17 000 Hz (das entspricht einer Abschwächung um wenigstens 75 %) werden Störgeräusche, zum Beispiel Raumhall, wirkungsvoll unterdrückt.

Neue Reiseempfänger von Loewe Opta

Zu Beginn der Saison 1965 stellt Loewe Opta das neue Reiseempfängerprogramm vor, das insgesamt sieben Modelle umfaßt. Die Geräte „Dolly T 30, 62 350“ (UML) und „Dolly T 30 K, 62 355“ (UKM) haben eine eisenlose Endstufe mit Komplementärtransistoren sowie eine lautstärkeabhängige Gegenkopplung, die eine Frequenzgangkorrektur entsprechend der Ohrenempfindlichkeit bewirkt. Der getrennte Oszillator ermöglicht es, die AM-Mischstufe in die Regelung einzubeziehen. In die AM-Exportausführung „Dolly T 32 K, 62 340“ (2KM) ist für die Kurzwellenbereiche eine richtungsempfindliche Rahmenantenne eingebaut.

Die Modelle „Autoport T 40, 62 360“ (UML) und „Autoport T 40 K, 62 365“ (UKM) haben beim Betrieb mit dem eingebauten Lautsprecher eine Ausgangsleistung von 0,9 W, die beim Anschluß eines Autolautsprechers auf 1,8 W umgeschaltet wird. Die Betriebsspannung für die Endstufe dieser Geräte ist stabilisiert. Auf Wunsch ist eine Autohalterung lieferbar.

Von den beiden größten Reiseempfängern ist das Modell „Autoport TS, 52 385“ bereits aus dem Vorjahr bekannt. Neu im Programm ist das Spitzengerät „Autoport TS 50, 62 380“ (U2KML, 7/13 Kreise, 10 Trans + 6 Ge-Dioden + 1 Si-Diode + 1 Se-Stabi) mit zwei gespreizten Kurzwellenbereichen, die das 49-m-Band beziehungsweise einen für Übersee-Empfang geeigneten Bereich im 31-m- und 41-m-Band (29 ... 43 m) überdecken. Das Gerät ist mit einer automatischen Scharfstimmung für den UKW-Bereich ausge-



„Autoport TS 50“ von Loewe Opta

stattet und hat Anschlüsse für Plattenspieler und Magnettongerät. Eine Autohalterung (auch mit Diebstahlsicherung) ist lieferbar.

Für alle Reiseempfänger (Ausnahme „Dolly T 32 K“) ist das stabilisierte Netzteil „62 967“ geeignet.

Gedruckte Schaltungen in Mehrschicht-Technik

Amerikanische Hersteller arbeiten insbesondere für die Verwendung in elektronischen Datenverarbeitungsanlagen mit Nachdruck an der Entwicklung mehrschichtiger gedruckter Schaltungen. Während Schaltungen mit vier gestapelten Schichten bereits heute in den USA in größeren Serien geliefert werden und Schaltungen mit maximal zehn Schichten in Spezial-Computern für MIL-Zwecke in Benutzung sind, denkt man jetzt daran, bis zu zwanzig Leiterschichten zu verwenden.

Verstärkungsregelung der UHF-Vorstufe im gemischt bestückten Fernsehempfänger

DK 621.397.62

Die Eingangsstufe eines Fernsehempfängers muß Signale verarbeiten, deren Amplituden sich um mehrere Größenordnungen unterscheiden können. Während bei Fernempfang oft nur Eingangsspannungen von etwa 100 µV zur Verfügung stehen, ist im Nahfeld der Sender nicht selten mit Signalamplituden von mehreren hundert Millivolt zu rechnen. Um Übersteuerungen der Mischstufe durch derart hohe Spannungen zu vermeiden, ging man bei den zunächst ausschließlich benutzten VHF-Fernsehbereichen schon frühzeitig dazu über, die HF-Vorstufe des Kanalwählers zu regeln. Die dafür in Frage kommenden Röhren haben einen Regelumfang von mehr als 40 dB und vertragen im herabgeregelten Zustand Eingangsspannungen über 1 V. Mit diesen Werten ist auch bei den stärksten in der Praxis vorkommenden Signalen keine Übersteuerung zu befürchten, wenn die Regelschaltung des Empfängers die erforderliche Regelspannung liefern kann. Allerdings verschlechtert eine schon bei schwachen Signalen geregelte Eingangsstufe das Signal-Rausch-Verhältnis. Diese Schwierigkeit läßt sich aber durch Verzögerung des Regeleinsatzes leicht umgehen, so daß mit VHF-Röhrenkanalwählern ausgerüstete Fernsehempfänger in der Lage sind, bei geeigneter Dimensionierung Eingangsspegelschwankungen bis etwa 1 : 10 000 ohne Verschlechterung des Rauschverhaltens oder Übersteuerung auszugleichen.

Während geregelte VHF-Vorstufen in den meisten netzbetriebenen Fernsehempfängern zu finden sind, wurden in UHF-Kanalwählern zunächst unregulierte Eingangsstufen verwendet. Diese auf den ersten Blick überraschende Entwicklung hatte verschiedene Gründe, auf die im folgenden näher eingegangen wird.

Dem Verzicht auf die UHF-Regelung kam die Tatsache entgegen, daß ein röhrenbestückter UHF-Tuner, dessen Vor- und Mischstufe in Gitterbasisschaltung arbeiten, erst bei erheblich höheren Eingangsspannungen übersteuert wird als ein VHF-Kanalwähler mit Katodenbasisschaltung der entsprechenden Stufen. Die Ursache dafür ist, daß bei unregelter Vorstufe zuerst der Mischer übersteuert wird, dessen Aussteuerfähigkeit, bezogen auf die Antennenspannung, von der Verstärkung der Vorstufe und von der Mischstufenschaltung abhängt. Bei gleicher Antennenspannung erhält die UHF-Mischstufe infolge der verhältnismäßig kleinen UHF-Vorverstärkung eine wesentlich niedrigere Steuerspannung als der VHF-Mischer. Hinzu kommt, daß die niederohmige UHF-Mischschaltung größere Signalamplituden als die hochohmige VHF-Anordnung verarbeiten kann. Für die Praxis bedeutet das, daß die maximalen Eingangsspannungen für einen unregulierten röhrenbestückten VHF-Kanalwähler in der Größenordnung von 20 bis 30 mV an 240 Ohm liegen, während der entsprechende Wert für den röhrenbestückten UHF-Tuner etwa zehnfach größer ist. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß bei der Verstärkungsregelung einer UHF-Röhrenstufe auch technologische Probleme

auftreten, die in dieser Form bei VHF-Stufen unbekannt sind. Soll, wie allgemein üblich, die Regelspannung dem Gitter zugeführt werden, so muß dieses bei Gitterbasisstufen für Hochfrequenz kapazitiv geerdet sein, wobei die Erdung aus Stabilitätsgründen sehr induktivitätsarm erfolgen muß. Im Falle der PC 88 sind dazu beispielsweise fünf Kondensatoren erforderlich, deren räumliche Anordnung in der Abstimmkammer gewisse Schwierigkeiten mit sich bringt.

Schließlich ist noch zu bedenken, daß man im UHF-Bereich kaum mit größeren Empfangsfeldstärken als 300 mV/m rechnen muß, auch wenn die Fernsehsender in dichtbesiedelten Gebieten stehen. Infolge der scharfen Vertikalbündelung des Strahlungsdiagramms der Sendantennen werden die in Sendernähe gelegenen Empfangsstellen hauptsächlich durch Nebenzipfel mit verhältnismäßig geringer Energieabstrahlung versorgt, während die Energie der Hauptkeule erst in größerer Entfernung wirksam wird. Daher entsprechen die im UHF-Bereich zu erwartenden maximalen Antennenspannungen etwa der Übersteuerungsgrenze unregelter Röhrentuner, so daß hier für die Regelung keine Notwendigkeit besteht.

Anders liegen die Verhältnisse jedoch bei den heute fast ausschließlich verwendeten UHF-Transistortunern, bei denen der Vorteil der Empfindlichkeitssteigerung bei schwachen Signalen mit dem Nachteil der geringeren Übersteuerungsfestigkeit erkauft werden muß. Verträgt ein Röhren-UHF-Kanalwähler Eingangsspannungen in der Größenordnung von 200 ... 300 mV an 240 Ohm, so beträgt der entsprechende Wert für den unregulierten UHF-Transistortuner nur etwa 40 ... 100 mV; er liegt also unter den zu erwartenden maximalen Eingangsspannungen. Um auch im Nahfeld des Senders auf einen Nah-Fern-Schalter oder zusätzliche Abschwächer verzichten zu können, scheint es daher wünschenswert, die Aussteuerfähigkeit des Kanalwählers durch eine automatische Verstärkungsregelung der Vorstufe zu erhöhen.

Die Verstärkung einer Transistorstufe läßt sich nach zwei Verfahren herabsetzen. Bei der zunächst bekanntgewordenen Abwärtsregelung wird (wie bei der Röhre) durch entsprechende Vorspannung der

Basis-Emitter-Strecke der Emitterstrom und damit die Steilheit verringert. Gleichzeitig vergrößert sich der Eingangswiderstand, während die Änderung der Ausgangswerte meistens ohne Bedeutung ist. Obwohl man mit dieser Schaltung im allgemeinen ohne Schwierigkeiten einen ausreichenden Regelumfang erreichen kann, hat sie in letzter Zeit an Bedeutung verloren. Der Aussteuerbereich des Transistors nimmt nämlich mit zunehmender Regelspannung ab, so daß man zwar die folgende Stufe vor Übersteuerung schützt, die geregelte Stufe selbst aber bei starken Eingangssignalen übersteuert wird. Günstiger verhält sich demgegenüber die Aufwärtsregelung, deren typisches Merkmal die Erhöhung des Emitterstroms bei gleichzeitiger Verringerung der Collector-Emitter-Spannung ist. Die zur Erhöhung des Emitterstroms erforderliche Vergrößerung der Spannungsdifferenz zwischen Basis und Emitter setzt zusammen mit dem abnehmenden Eingangswiderstand die Übersteuerungsgrenze herauf, so daß der geregelte Transistor verhältnismäßig hohe Eingangsspannungen verzerrungsfrei verarbeiten kann. Außerdem steigt bei Aufwärtsregelung der Transistor-Ausgangsleitwert schnell an, während sich die Eingangswerte meistens weniger als bei Abwärtsregelung ändern.

An Hand ihrer Regelkennlinien lassen sich die gebräuchlichen Hochfrequenztransistoren in zwei Gruppen einteilen, wobei in der einen spezielle Regeltransistoren wie die VHF-Typen AF 109 und AF 180 zu finden sind, während der für UHF-Tuner hauptsächlich verwendete AF 139 in die zweite Gruppe - universell verwendbare Transistoren - einzuordnen ist. Da auf VHF-Transistoren im Rahmen dieses Beitrages nicht eingegangen werden soll, beschränken sich die folgenden Ausführungen auf das Regelverhalten des AF 139 und entsprechender Typen. Ausgangspunkt ist dabei die im Bild 1 dargestellte Grundschaltung. Von der Regelspannungsquelle

Bild 1. Grundschaltung der Aufwärtsregelung

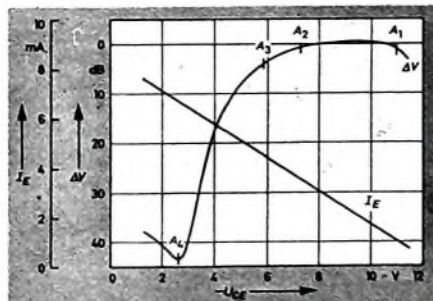
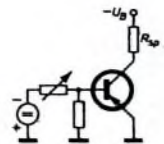


Bild 2. Abhängigkeit der Verstärkung und des Emitterstroms des AF 139 von der Collector-Emitter-Spannung

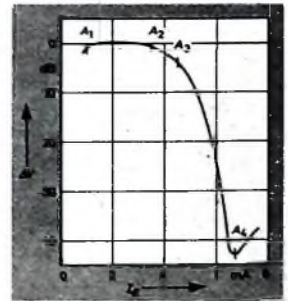


Bild 3. Abhängigkeit der Verstärkung des AF 139 vom Emitterstrom

gelangt eine negative Spannung, die einen Anstieg des Emittierstroms bewirkt, zur Basis des Transistors. Dadurch vergrößert sich der Spannungsabfall an dem in der Collectorleitung liegenden Regelspurwiderstand R_{sp} , so daß die Collector-Emitter-Spannung entsprechend abnimmt. Der Zusammenhang zwischen Collector-Spannung und Emittierstrom ist im Bild 2 durch die Widerstandsgerade gegeben. Bild 2 zeigt außerdem noch die Abhängigkeit der Verstärkungsänderung ΔV von der Collector-Emitter-Spannung. Stellt man die Verstärkungsänderung als Funktion des Emittierstroms dar, so erhält man die Kurve im Bild 3. Aus den beiden Bildern geht hervor, daß die Verstärkung von der Emittierstrom- beziehungsweise Collector-Spannungsänderung zunächst kaum beeinflusst wird, jedoch dann von einem bestimmten Wert ab sehr rasch absinkt, um nach Durchlaufen eines Minimums wieder etwas anzusteigen.

Dieser Kurvenverlauf ist typisch für HF-Transistoren, die sich sowohl für geregelte als auch unregelte Stufen eignen. Da die Verstärkung in einem verhältnismäßig großen Bereich der Strom-Spannungs-Kennlinie etwa konstant bleibt, kann der Kleinsignal-Arbeitspunkt in diesem Gebiet zunächst frei gewählt werden. Legt man bei der Dimensionierung einer Regelstufe für den Arbeitspunkt im unregulierten Betriebsfall einen relativ niedrigen Strom fest (Arbeitspunkt A_1 in den Bildern 2 und 3), so erreicht man ohne zusätzliche Maßnahmen einen verzögerten Regelsinsatz, da die Kennlinie erst bis zum Punkt A_3 durchlaufen werden muß, bevor die Verstärkung merklich absinkt. Geht man dagegen vom Punkt A_2 aus, so arbeitet die Regelung praktisch verzögerungsfrei. Allerdings erfordert die Ausnutzung der durch die Kennlinie gegebenen Regelspannungsverzögerung wegen der verhältnismäßig großen Exemplarstreuungen eine für jeden Transistor individuelle Arbeitspunkteinstellung. Der steile Teil der Kennlinie zwischen den Punkten A_3 und A_4 stellt den für die Regelung in Frage kommenden Arbeitsbereich dar. Das sich anschließende Gebiet, in dem die Verstärkung bei sehr hohem Strom und niedriger Collector-Spannung wieder ansteigt, ist dagegen für einen Großsignal-Arbeitspunkt weniger geeignet.

Die Prinzipschaltung nach Bild 1 wird in der Praxis meistens in der Weise abgewandelt, daß der Regelspurwiderstand R_{sp} ganz oder teilweise in der Emittierleitung liegt, so daß er gleichzeitig zur Stabilisierung des Arbeitspunktes dient. Dabei steigt allerdings auch der Regelspannungsbedarf an, da die Spannung zwischen Basis und Masse immer höher als der Spannungsabfall am Emittierwiderstand sein muß.

Als Regelspannungsquelle kann man in Geräten mit transistorisierten HF- und ZF-Verstärkern dieselbe Stufe benutzen, die auch den VHF-Tuner versorgt, wobei gegebenenfalls die unterschiedlichen Regelkennlinien durch geeignete Schaltungsmaßnahmen ausgeglichen werden müssen. Anders liegen dagegen die Verhältnisse in teiltransistorisierten Empfängern mit VHF-Röhrentunern. Hier ist im allgemeinen die Regelspannungsquelle zu hochohmig, um die Transistor-UHF-Stufe regeln zu können. Außerdem wird die VHF-Mischröhre in derartigen Geräten bei UHF-Empfang normalerweise als zusätzliche ZF-Verstärkeröhre verwendet, die dann auch noch

Regelspannung erhalten muß. Natürlich kann man in diesem Falle für die Transistorregelung eine zusätzliche Impedanzwandlerstufe einsetzen, die jedoch das Gerät verteuert. Eleganter ist es, die beim Regeln der zusätzlichen UHF-ZF-Stufe auftretende Stromänderung zur Regelung der UHF-Vorstufe auszunutzen.

Bild 4 zeigt in vereinfachter Form das Prinzip einer derartigen von Graetz ent-

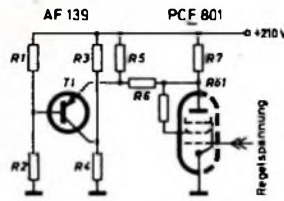


Bild 4. Prinzipschaltung der Vorstufenregelung des UHF-Tuners

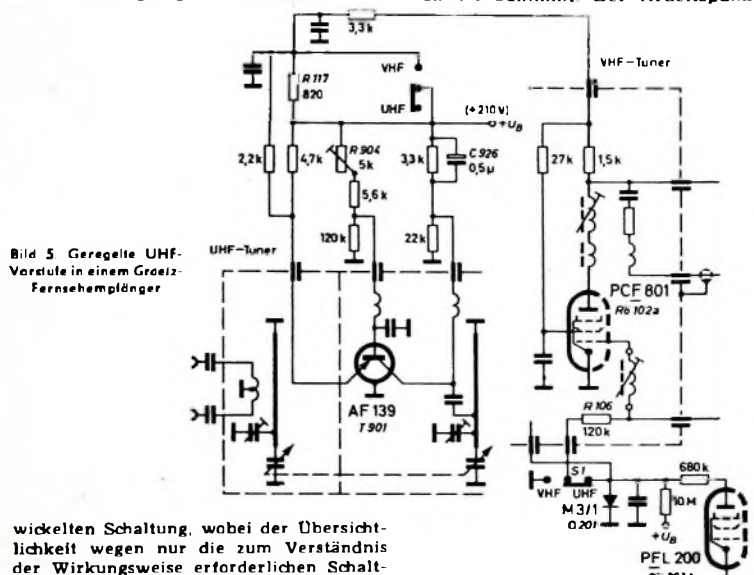


Bild 5. Geregelte UHF-Vorstufe in einem Graetz-Fernsehempfänger

wickelten Schaltung, wobei der Übersichtlichkeit wegen nur die zum Verständnis der Wirkungsweise erforderlichen Schaltelemente dargestellt sind. Der Vorstufentransistor T_1 des UHF-Tuners liegt auf einem Potential, das etwa der Anodenspannung der Mischröhre $Rö_1$ des VHF-Kanalwählers entspricht. Die Basis-Spannung des Transistors wird im wesentlichen durch den Spannungsteiler R_1, R_2 bestimmt und kann näherungsweise als konstant und vom Arbeitspunkt unabhängig angenommen werden. Der Collector liegt ebenfalls an einem Spannungsteiler R_3, R_4 , während der Emittier über R_5 an die positive Betriebsspannung angeschlossen ist.

Die Widerstände sind so dimensioniert, daß sich ein Emittierstrom von etwa 2,4 mA bei einer Collector-Emitter-Spannung von rund 10 V einstellt. Der Spannungsabfall am Emittierwiderstand R_5 ist unter diesen Bedingungen genauso groß wie der an dem gemeinsamen Anoden- und Schirmgitterwiderstand R_7 der Röhre $Rö_1$. Daher haben der Emittier von T_1 und die Anode von $Rö_1$ das gleiche Potential, und durch den beide verbindenden Widerstand R_6 fließt kein Strom. Diese Einstellung entspricht den Betriebsbedingungen beim Empfang schwacher Fernsignale, das heißt, die zur UHF-ZF-Verstärkung dienende VHF-Mischröhre arbeitet mit voller Verstärkung.

Setzt dagegen bei höheren Eingangsspannungen die Regelung der Röhre ein, so vermindern sich ihr Anoden- und Schirmgitterstrom und auch der Spannungsabfall an R_7 . Dadurch wird aber die Anode positiver als der Emittier von T_1 , so daß durch R_6 ein zusätzlicher Emittierstrom fließt.

Wird nun im Extremfall die Röhre gesperrt, so ist als Emittierwiderstand die Parallelschaltung von R_5 und R_6 wirksam. Da die Spannungsdifferenz zwischen Emittier und positiver Betriebsspannung wegen des festgehaltenen Basispotentials etwa konstant bleibt, muß der Emittierstrom entsprechend der Verkleinerung des wirksamen Emittierwiderstandes ansteigen. Infolgedessen vergrößert sich auch der Strom durch den Collectorwiderstand R_4 , so daß der Spannungsabfall an diesem Widerstand ansteigt und damit die Spannung zwischen Collector und Emittier von T_1 abnimmt. Der Arbeitspunkt des

Transistors verschiebt sich also auf der im Bild 2 dargestellten Kennlinie ΔV der Verstärkung.

Die Röhre $Rö_1$ erhält in den Graetz-Fernsehempfängern bei UHF-Betrieb die gleiche Regelspannung, die beim Empfang von VHF-Sendern der Kanalschalter-Vorröhre PC 900 zugeführt wird. Diese Spannung wird durch eine positive Gegenspannung so weit kompensiert, daß die Regelung erst bei Eingangssignalen von etwa 1 mV an 240 Ohm einsetzt. Bei weiter ansteigender Signalspannung verringert sich zunächst nur die Verstärkung von $Rö_1$, während sich der Arbeitspunkt des Transistors im Bereich konstanter Verstärkung (etwa von A_1 nach A_2 in den Bildern 2 und 3) bewegt. Erst wenn die Eingangsspannung Werte in der Größenordnung von 20...40 mV erreicht hat, verschiebt sich der Arbeitspunkt über A_3 hinaus in den steilen Teil der Kennlinie, so daß dann der Transistor die weitere Regelung übernimmt.

Die Schaltung bietet in der beschriebenen Form verschiedene Vorteile, von denen zunächst der große Regelumfang zu nennen ist, der sich aus der kombinierten Regelung von Röhre und Transistor ergibt. Setzt man 50 dB für den Pentoden-

teil der PCF 801 und 30 dB für den AF 139 an, so erhält man einen möglichen Regelungsumfang von 80 dB ($\approx 1:10\,000$) allein für die Tunerkombination, während normalerweise der gleiche Wert nur als Gesamtregelungsumfang des Fernsehempfängers gefordert wird. Natürlich wäre es wenig sinnvoll, wenn die Empfängerregelung ausschließlich in den Kanalwählern erfolgte. Der Vorteil der zweistufigen Regelung liegt vielmehr darin, daß einerseits schon mit verhältnismäßig niedrigen Regelspannungen eine weitgehende Verstärkungsverminderung erreicht wird und andererseits wegen der vorhandenen Reserve relativ große Störungen zugelassen werden können. Darüber hinaus gewährleistet der späte Regaleinsatz des Transistors, daß sich das Signal-Rausch-Verhältnis auch bei recht großen Exemplarunterschieden nicht durch die Regelung verschlechtert. Schließlich ist auch noch die Wirtschaftlichkeit der Schaltung hervorzuheben, die gegenüber einer unregelmäßigten Stufe nur wenige zusätzliche Schaltelemente benötigt.

Die praktisch ausgeführte Schaltung, die im Bild 5 als Auszug aus dem Schaltbild eines Graetz-Empfängers dargestellt ist, entspricht weitgehend dem Prinzipschaltbild nach Bild 4. Unterschiede finden sich im Basisspannungsteiler, dessen einer Widerstand (R 904) zum Ausgleich von Transistorstreuungen einstellbar ist, und in dem unterteilten Anodenwiderstand der PCF 801, durch dessen Teilwiderstand R 117 der zusätzliche Emitterstrom bei Regelung des Transistors fließt. Außerdem wurde die Zeitkonstante des Collectorkreises durch den zusätzlichen Kondensator C 926 vergrößert.

Die durch die Diode D 201 verzögerte Regelspannung gelangt über den Schalter S 1, der den Gitterableitwiderstand R 106 bei VHF-Betrieb an Masse legt, zum Steuergitter von R6 102a. Im Transistortuner wird bei VHF-Betrieb nur der Oszillator abgeschaltet, während die Vorstufe durch Umschalten des Emitterwiderstandes lediglich gesperrt wird. Diese Maßnahme dient zum Schutz des Transistors, der durch eine Abschaltung beim Bereichwechsel gefährdet werden könnte, wenn die Schaltkontakte für Betriebs- und Regelspannung nicht genau gleichzeitig öffnen und schließen. Für den Service-Techniker ist noch von Bedeutung, daß der Transistor auf einem Potential von etwa 190 V gegen Chassis liegt. Daher muß man bei Messungen an dieser Stufe jeden unbeabsichtigten Masseschluß, der zur Zerstörung des Transistors führen kann, sorgfältig vermeiden.

Die bisherigen Erfahrungen mit der Schaltung zeigen, daß die damit bestückten Fernsehempfänger trotz verhältnismäßig großer Störungen der Regelkennlinien der Transistoren Eingangsspannungen von mehr als 200 mV an 240 Ohm ohne merkliche Verzerrungen verarbeiten. Damit wird die Übersteuerungsgrenze röhrenbestückter UHF-Tuner mit geringem zusätzlichem Aufwand auch von UHF-Transistortunern serienmäßig erreicht.

Schrifttum

- [1] Bender, H.: Der Fernseh-Kanalwähler im VHF- und UHF-Bereich. München 1964, Franzis-Verlag
- [2] Suzuki, H. S.: Forward AGC design considerations in transistorised television receivers. Trans. IEEE Broadcast & Telev. Receivers Bd. 9 (1963) Nr. 3, S. 83-88

Im Dezember 1964 wurde in Hannover der bisher umfassendste Versuch eines schulinternen Fernsehunterrichts gemacht. Im Gegensatz zu vorangegangenen Experimenten beschränkte sich dieser Versuch nicht auf eine einzelne Klasse oder Schule, sondern es wurden drei Volksschulen über Kabelverbindungen in die Fernsehversorgung einbezogen. Die zentrale Sendeklasse befand sich in der Kollenrodschule, die angeschlossenen Zuschauerklassen in den Schulen Edenstraße und Bonifatiusplatz. Die technische Anlage wurde von der Deutschen Philips GmbH in Zusammenarbeit mit Prof. Dr. Heribert Heinrichs, dem Leiter des Versuchsteams, entwickelt.

Die Schaffung einer einwandfreien Sichtverbindung zwischen dem Fernsehlehrer und den Schülern in den angeschlossenen Klassen war eine der gestellten Forderungen. Dabei mußten alle Möglichkeiten der visuellen Übertragung von Gegenständen, Bildern und Zeichnungen so ausgenutzt werden, daß alle Schüler einen technisch einwandfreien Eindruck der Darstellung beziehungsweise des Unterrichts erhielten. Als Aufnahmegeräte wurden drei Philips-„HQ“-Fernsehkameras auf fahrbaren Stativwagen eingesetzt, die mit einem kleinen Monitor ausgestattet waren, um dem Kameramann den jeweils übertragenen Bildausschnitt zu zeigen. Daneben bestand über eine Mikrofon-Kopfgarnitur Sprechverbindung mit der Regieführung am Mischpult.

Zur Übertragung von Bildern, Fotos, Zeichnungen usw. stand ein Lesegerät zur Verfügung, in dem eine Kompaktkamera

um nicht an ein feststehendes Mikrofon gebunden zu sein, sondern sich während des Unterrichts zwischen Tafel, Fernseh-, Schreib- und Leseeinrichtung und den Schülern frei bewegen zu können, sprach der Lehrer über eine drahtlose Mikrofonanlage, die auf ein Empfangsgerät im Unterrichtsraum arbeitete. Die nachgeschaltete Verstärkeranlage übertrug dann den Ton in die Klassenräume, wo die Wiedergabe über die Lautsprecher in den Schulfernsehgeräten erfolgte.

Während des Unterrichts mußte der Lehrer die angeschlossenen Klassen beobachten, um sich zu vergewissern, ob die Schüler seinem Vortrag folgten und um ihre Reaktionen auf den Bildschirmunterschied festzustellen. In den Klassenräumen war daher je eine Kompaktkamera so angebracht, daß ein Gesamtbild des Klassenraums auf ein Sichtgerät in der Sendeklasse übertragen werden konnte. Außerdem bestand die Möglichkeit, einzelne Klassen gesondert anzusprechen. In den Klassenräumen hingen zwei Mikrofone an der Decke, die die Stimmen der Schüler und das Raumgeräusch aufnahmen.

Die Steuerung der Bildübertragung in die angeschlossenen Unterrichtsräume übernahm ein erfahrener Pädagoge, der an dem in der Aula der Sendeschule aufgestellten Mischpult die Kameras in der Sendeklasse nach Bedarf einblendete. Um den jeweils gewünschten Bildausschnitt zu erhalten, bestand eine Sprechverbindung mit den Kamerapersonalen. Außerdem erfolgte selbstverständlich die akustische Übertragung des Unterrichts aus der

Blick in die Sendeklasse in der Kollenrodschule in Hannover. Die Fernsehlehrerin ist über das drahtlose Mikrofon mit den anderen Zuschauerklassen verbunden. Auf den beiden Monitoren vor ihrem Tisch kann sie die Klassen überblicken. Die Philips-„HQ“-Kameras, die auf fahrbaren Stativwagen montiert sind und einen elektronischen Sucher haben, werden während des Unterrichts von Schülern der Sendeklasse bedient.



mit Spezialoptik eingelegte Abbildungen auf das Schulfernsehnetz übertrag Zeichnungen und Skizzen, die der Lehrer sonst an die Tafel zeichnet, konnten mit einer Schreib- und Leseeinrichtung den Schülern direkt über die Schulfernsehempfänger sichtbar gemacht werden, und auch zur Übertragung von Dias war eine besondere Einrichtung (handelsüblicher Dia-Projektor mit Spezialoptik und angebaute Kompaktkamera) vorhanden.

In den angeschlossenen Unterrichtsräumen standen je zwei fahrbare Schulfernsehempfänger. Die verschließbaren Geräte waren so aufgestellt, daß alle Schüler sämtliche Einzelheiten auf dem Bildschirm mühelos erkennen konnten.

Sendeklasse, damit sich die Fernseh-Regieführung laufend informieren konnte. Das Mischpult enthielt je ein Kontrollsichtgerät für die Aufnahmekameras in der Sendeklasse, ein Kontrollsichtgerät mit dem erforderlichen Umschaltfeld für die Schreib-, Lese- und Dia-Abtasteinrichtung, ein Übersichts-Kontrollgerät für die gesamte Sendeklasse und ein Ausgangs-Kontrollsichtgerät zur Überwachung des übertragenen Bildes. Zur besseren Auswertung der Versuchsreihe, zur Unterstützung der Lehrer in der Sendeklasse und für spätere Diskussionen des Unterrichtsablaufs wurden die Fernsehstunden mit einem Philips „video-recorder EL 3400“ aufgezeichnet.

Getastete Regelung mit Transistoren

DK 621 397.62

In Fernsehgeräten wird heute ausschließlich die getastete Regelung angewendet. Im folgenden soll die transistorisierte getastete Regelung beschrieben werden, die im Fernsehgerät „1723“ von Kuba/Imperial eingebaut ist.

Die Regelschaltung arbeitet nach folgendem Prinzip: Das Videoausgangssignal (oder eine proportionale Größe) wird mit einem festen Pegel verglichen. Übersteigt das Signal den vorgegebenen Pegel, dann erzeugt die Regelschaltung eine Regelspannung U_R , die die Verstärkung herabsetzt, so daß das Videoausgangssignal absinkt. Um aber die zur Regelung erforderliche Regelspannung aufrechtzuerhalten, muß das Ausgangssignal um einen kleinen Betrag über dem vorgegebenen Pegel liegen (Proportionalregelung). Die Erhöhung des Ausgangssignals ist dabei um so kleiner, je größer die Verstärkung im Regelkreis ist. Bei niedriger Antennenspannung (verraushtes Bild) hat der Verstärker

des zur Austastung verwendeten Impulses ab, die rund 18,5% der Zeilenbreite beträgt. Daher können 81,5% der möglichen Störimpulse die Regelung nicht beeinflussen.

In den Imperial-Empfängern wird das für den Regelverstärker benötigte Signal an der Kathode der Video-Endröhre PFL 200 ausgekoppelt (Bild 1). Der Katodenstrom und damit auch die Spannung am Katodenwiderstand ist dem Videoausgangssignal streng proportional, wenn die Schirmgitterspannung der Video-Endröhre konstant ist.

Bei der Dimensionierung der Regelschaltung muß man von der Regelcharakteristik des Kanalwählers und der geregelten ZF-Stufe ausgehen. Die maximale Regelspannung am Kanalwähler ist -15 V (Bild 2) bei einem Innenwiderstand von $12,9\text{ k}\Omega$, während sich die Basisspannung der ZF-Stufe im Bereich $+1,2 \dots 0\text{ V}$ ändert

Spannung von $0,72\text{ V}$ erzeugt, die den erwähnten festen Pegel darstellt, mit dem die Synchronimpulse verglichen werden.

Über den Kondensator C 309 werden positive Impulse (30 V_{eff}) vom Zeilentransformator dem Collector von T 9 zugeführt. Aber nur wenn gleichzeitig gegenüber der Basis negative Synchronimpulse am Emitter liegen, kann T 9 Strom führen. Dieser Strom lädt den Kondensator C 309 negativ auf. Wenn der Tastimpuls beendet ist, fließt die Ladung von C 309 in den Elektrolytkondensator C 310, der als die „Gleichstromquelle“ für die Regelspannung betrachtet werden kann. In den Pausen zwischen den Tastimpulsen ist die Spannung an C 309 negativ. Diese Spannung darf aber nicht zum Transistor gelangen, da dann seine Basis-Collector-Sperrschicht leitend würde und C 310 sich über diesen Weg entladen könnte. Daher ist die Diode D 301 zwischen C 309 und den Collector

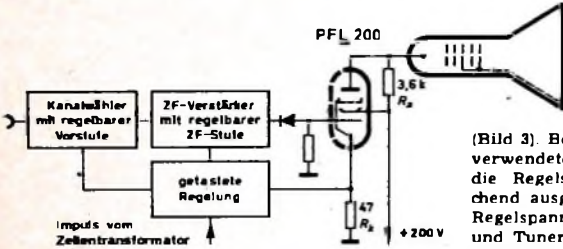


Bild 1. Blockschaltung der getasteten Regelung

Bild 2. Regelcharakteristik des Kanalwählers

(Bild 3). Beide Regelkurven sind durch die verwendeten Transistoren bedingt, und die Regelschaltung muß daher entsprechend ausgelegt werden. Man verteilt die Regelspannung zwischen ZF-Verstärker und Tuner so, daß beide Stufen etwa die gleiche Regelleistung erhalten. Aus Bild 4 kann man entnehmen, daß die Eingangsimpedanz für die ZF-Regelung bei mittlerer Regelspannung (Diode D 304 leitend) rund $15\text{ k}\Omega$ beträgt. Der Basisspannungsteiler von T 4 ist so dimensioniert, daß sich bei $U_R = -15\text{ V}$ eine Basisspannung von $0,2\text{ V}$ ergibt.

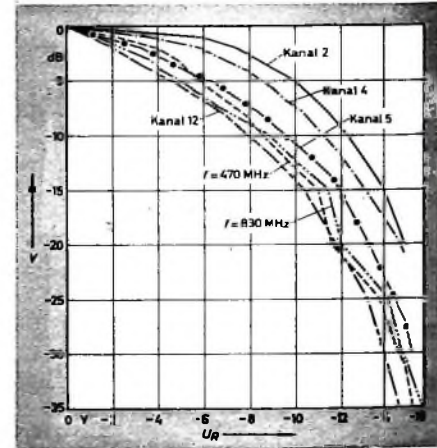


Bild 3. Regelcharakteristik der geregelten ZF-Stufe

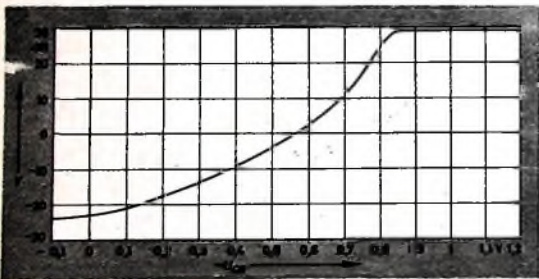


Bild 4. Teilschaltung der getasteten Regelung mit Transistoren

Erst wenn das Videosignal rauschfrei ist, wird die Kanalwählervorstufe mitgeregelt. Auf diese Weise vermeidet man eine Verschlechterung der Rauschzahl.

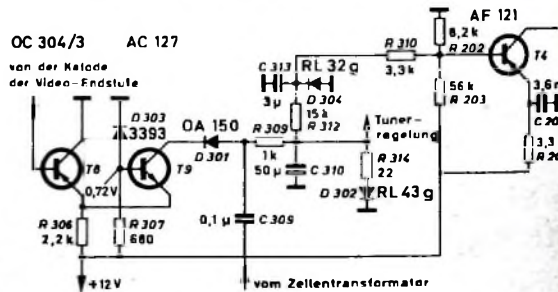
Bei der getasteten Regelung erfolgt der Vergleich von Videoausgangssignal und festem Pegel nur während der Zeit der Zeilensynchronimpulse. Dadurch wird die erzeugte Regelspannung unabhängig vom Bildinhalt. Sind dem Videosignal Störimpulse überlagert, dann können nur die Störungen wirksam werden, die den Zeilensynchronimpulsen überlagert sind oder in der Nähe der Synchronimpulse liegen. Die Störfestigkeit hängt von der Breite

Bild 4 zeigt, daß das Signal von der Kathode der Video-Endstufe zu einem Emitterfolger T 8 gelangt, der den Katodenaustritt der PFL 200 an den sehr niederohmigen Eingang der in Basisschaltung arbeitenden Koinzidenzstufe T 9 (getastete Regelstufe) anpaßt. Gleichzeitig verhindert T 8, daß die im Emitterkreis von T 9 fließenden Tastimpulse zur Video-Endstufe gelangen und Synchronisationsstörungen hervorrufen. An der Basis von T 9 wird durch die Diode D 303 eine stabilisierte

von T 9 geschaltet, die in diesem Falle den Rückstrom sperrt.

Vor der Berechnung des Regelverstärkers sollen kurz die Verstärkungsverhältnisse in der Video-Endstufe untersucht werden, da die hierbei ermittelten Werte zur Berechnung des Regelverhaltens benötigt werden. Die Verstärkung V_A (zwischen Gitter und Anode) der Video-Endröhre ist

$$V_A = \frac{S_{\text{dyn}} \cdot R_a}{1 + S_k \cdot R_k} \quad (1)$$



während für V_K (Verstärkung zwischen Gitter und Katode)

$$V_K = \frac{S_k \cdot R_k}{1 + S_k \cdot R_k} \quad (2)$$

gilt. Mit den für die hier vorliegende große Aussteuerung des L-Systems der PFL 200 geltenden Steilheitswerten $S_{dyn} = 11,5 \text{ mA/V}$ und $S_k = 18 \text{ mA/V}$ sowie den im Bild 1 angegebenen Widerstandswerten erhält man

$$V_A = 22,5 \quad \text{und} \quad V_K = 0,46$$

Für die Dimensionierung der Regelschaltung ist die Verstärkung im Regelkreis eine wichtige Größe, denn daraus kann die Änderung des Videosignals an der Bildröhre zwischen Regelsystem und voller Ausregelung bestimmt werden (Pro-

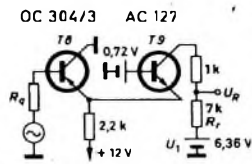


Bild 5. Ersatzschaltung der belasteten Regelung

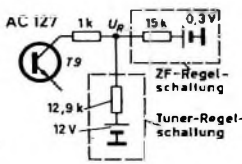


Bild 6. Ersatzschaltung des Kollektorkreises von T9

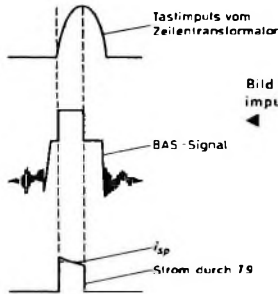


Bild 7. Verlauf von Tastimpuls, BAS-Signal und Strom durch T9

portionalregelung). Dazu muß man zunächst die Verstärkung des Emitterfolgers T8 berechnen (Bild 5). Der Widerstand

$$R_g = R_k \parallel \frac{1}{S_k} = 25,5 \text{ Ohm} \quad (3)$$

ist der Quellwiderstand der Video-Endröhre (vom Regelverstärker aus betrachtet). Für den Eingangswiderstand des Emitterfolgers gilt

$$r_{ie} = h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_L \quad (4)$$

Der Transistor OC 304/3 hat bei $-U_{CB} = 0,7 \text{ V}$ und $I_E = 5 \text{ mA}$ die Vierpolparameter $h_{11e} = 780 \text{ Ohm}$, $h_{21e} = 88$ und $\mu_{21e} = 113 \text{ mS}$.

Zur numerischen Berechnung von r_{ie} muß noch R_L ermittelt werden. Dieser Widerstand wird hauptsächlich durch den Eingangswiderstand r_{ib} von T9 gebildet, also

$$R_L \approx r_{ib}$$

Da die Regelspannung nur während der Synchronimpulse erzeugt wird, ist auch nur die Verstärkung in diesem Zeitraum wichtig. Bei einer mittleren Regelspannung von -10 V fließen, wie später noch gezeigt werden wird, 26 mA durch T9, der dabei den Vierpolparameter $\mu_{21e} = 320 \text{ mS}$ hat, mit dem sich der Eingangswiderstand dieses Transistors zu

$$r_{ib} = \frac{1}{\mu_{11e} + \mu_{21e}} \approx \frac{1}{\mu_{21e}} = 3,1 \text{ Ohm} \quad (5)$$

ergibt. Damit erhält man aus Gl. (4)

$$r_{ie} = 780 + 88 \cdot 3,1 = 1056 \text{ Ohm}$$

Die Regelschaltung belastet den Katodenausgang der Video-Endröhre kaum, da $r_{ie} \gg R_g$ ist.

Die Verstärkung V_E des Emitterfolgers ist nun

$$V_E = \frac{\mu_{21e} \cdot R_L}{1 + \mu_{21e} \cdot R_L} = \frac{113 \cdot 10^{-3} \cdot 3,1}{1 + 113 \cdot 10^{-3} \cdot 3,1} = 0,26 \quad (6)$$

Zur Berechnung der Koinzidenzstufe T9 zeigt Bild 6 die Ersatzschaltung des Kollektorkreises dieses Transistors.

Im Bild 5 sind die einzelnen Zweige von Tuner- und ZF-Regelung zu einer Ersatzspannungsquelle U_1 mit dem Innenwiderstand R_1 zusammengefaßt. Bei $U_H = -10 \text{ V}$

$$\Delta U_A = i_{sp} \cdot r_{ib} = 23,7 \cdot 10^{-3} \cdot 3,1 = 73,4 \text{ mV} \quad (11)$$

Mit den Gleichungen (1), (2), (6) und (11) ergibt sich dann die Änderung der Videospannung an der Bildröhre zu

$$\Delta U_{Vid} = \Delta U_A \cdot \frac{V_A}{V_K \cdot V_E} = 73,4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{22,5}{0,46 \cdot 0,26} = 13,8 \text{ V} \quad (12)$$

Diesen Wert kann man auch aus Bild 8 entnehmen, das den gemessenen Verlauf der Videospannung sowie der Tunerregelspannung U_H und der Basisspannung $-U_B$ des ZF-Regeltransistors T4 zeigt. Nachdem die HF-Eingangsspannung U_{HF} einen bestimmten Schwellwert überschritten hat, setzt die Regelspannung ein. Gleichzeitig verläuft die Videospannung (BAS-Signal)

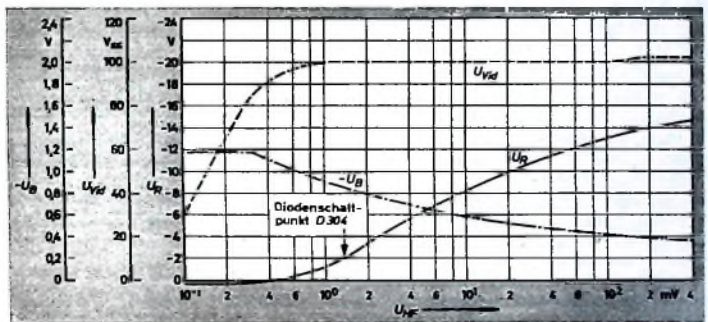


Bild 8. Abhängigkeit der Videospannung U_{Vid} , der Basisspannung $-U_B$ des ZF-Regeltransistors und der Tuner-Regelspannung U_H von der HF-Eingangsspannung U_{HF}

(mittlere Regelspannung) fließt durch R_1 der Strom

$$I_m = \frac{U_1 + U_R}{R_1} = \frac{6,36 + 10}{7 \cdot 10^3} = 2,34 \text{ mA} \quad (7)$$

den der Elektrolytkondensator C 310 liefert. Die Aufladung von C 310 erfolgt impulsförmig aus der Koinzidenzstufe. Für die Impulsdauer ist die Breite des Synchronimpulses maßgebend (Bild 7), der nach der CCIR-Norm die Breite $0,09 \cdot H$ hat (H Periodendauer der Zeilentfrequenz). Der mittlere Strom, der nach der Siebung in die Regelschaltung fließt, ist

$$I_m = \frac{1}{H} \cdot \int_{t=0}^{t=0,09 \cdot H} i_{sp} \cdot dt = 0,09 \cdot i_{sp} \quad (8)$$

Der Spitzenstrom i_{sp} durch den Transistor T9 ist nach Gl. (6)

$$i_{sp} = 11,1 \cdot I_m = 26 \text{ mA} \quad (9)$$

Aus den angegebenen Gleichungen läßt sich auch die Änderung ΔU_{Vid} des Videosignals an der Katode der Bildröhre vom Einsatz der Regelung ($U_H = 0 \text{ V}$) bis zur vollen Ausregelung ($U_H = -15 \text{ V}$) berechnen. Bei $\Delta U_H = 15 \text{ V}$ ändert sich der Strom durch den Widerstand R_1 (Bild 5) um

$$\Delta I_m \approx \frac{\Delta U_R}{R_1} = \frac{15}{7 \cdot 10^3} = 2,14 \text{ mA} \quad (10)$$

Nach Gl. (9) entspricht das einer Collectorstromänderung im Transistor T9 von

$$\Delta i_{sp} = 11,1 \cdot 2,14 \cdot 10^{-3} = 23,7 \text{ mA}$$

Da die Stromverstärkung in Basisschaltung $\alpha \approx 1$ ist, muß die Stromänderung am Eingang der Koinzidenzstufe aufgebracht werden. Mit Gl. (5) läßt sich die dazu erforderliche Spannungsänderung ΔU_B am Eingang von T9 berechnen:

nicht mehr linear mit der Eingangsspannung. Da bei kleiner Aussteuerung der Transistoren in der Regelschaltung die Verstärkung klein ist, wird anfangs auch nur eine kleine Regelteilheit erreicht. Bei höheren Eingangsspannungen ändert sich die Videospannung kaum noch, so daß die $13,8 \text{ V}$ Kontraständerung am Anfang der Regelkurve liegen.

Abschließend soll noch die Arbeitsweise der Diode D 304 beschrieben werden. Bei Regelschaltungen mit Transistoren ist der maximale Wert der Regelspannung durch die Spannungsfestigkeit des Transistors in der getasteten Regelstufe begrenzt, und daher konnte die bei Röhrenschaltungen übliche Tunerverzögerung nicht angewandt werden. Aus diesem Grunde wurde für die Tunerregelung eine indirekte Verzögerung gewählt. Die Regelcharakteristik des Tuners (Bild 2) zeigt im Bereich 0 bis -5 V Regelspannung nur eine geringe Regelteilheit. Dieser Abschnitt der Regelkurve wird im Bereich niedriger HF-Eingangsspannungen durchlaufen, in dem die ZF-Regelung über R 310, R 312 (Bild 4) fest angekoppelt ist. Bei etwa $1,5 \text{ mV}$ Eingangsspannung öffnet D 304, und der aus R 310 und dem Innenwiderstand von D 304 gebildete Spannungsteiler setzt die Regelspannungsänderung an der Basis von T4 herab. Jetzt muß U_H stärker ansteigen um die gleiche Basisspannungsänderung zu erreichen. Da die ZF-Regelspannung aber mit der Tunerregelspannung identisch ist, tritt eine starke Regelung des Tuners ein, die durch den Verlauf der Kennlinien im Bild 2 oberhalb $U_H = -5 \text{ V}$ noch verstärkt wird. Diese starke Tunerregelung ist erforderlich, um Übersteuerungen der Mischstufe und Kreuzmodulation zu vermeiden. Die Diode D 302 hat die Aufgabe, die Tunerregelung an Masse zu legen, wenn keine Regelspannung vorhanden ist.

Transistor-Mehrbereichtuner für Fernsehempfänger

Für die kommende Saison hat Telefunken einen Mehrbereichtuner entwickelt, dessen schaltungstechnischer und mechanischer Aufbau für VHF und UHF eine Einheit darstellt. Der neue Tuner ist mit fünf Transistoren (zwei im UHF-Teil und drei im VHF-Teil) bestückt. Bei UHF-Betrieb übernimmt zusätzlich der VHF-Mischtransistor die Verstärkung der Zwischenfrequenz. Somit arbeiten bei VHF und auch bei UHF jeweils drei Transistoren.

Die Methode, beide Schaltungsgruppen mit eigenen Transistoren zu bestücken, stellt die einwandfreie elektrische Trennung von VHF- und UHF-Teil sicher und erlaubt eine einfache Umschaltung zwischen den Bereichen, ohne daß Schaltkontakte an der Übergangsstelle zwischen UHF und VHF die jeweiligen frequenzbestimmenden Kreise beeinflussen. Außerdem wurden die Transistoren ihrem speziellen Verwendungszweck entsprechend ausgesucht, so daß optimale Rausch- und Regelverhältnisse gewährleistet sind.

Interessant ist die Lösung, die an Masse liegenden Rotorplatten des Vierfachdrehkondensators für beide Bereiche gemeinsam zu benutzen. Hierdurch ergibt sich eine wesentlich einfachere Konstruktion des Drucktastensatzes gegenüber der Abstimmung mit zwei Drehkondensatoren oder anderen für jeden Bereich getrennten Abstimmorganen.

1. Schaltung

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des Transistor-Mehrbereichtuners. Zum besseren Verständnis der elektrischen Funktion sind in zwei weiteren Bildern die Prinzipschaltungen der VHF- und UHF-Stufen getrennt dargestellt. Dabei wurde auch für die UHF-Stufen die Darstellung mit konzentrierten Bauelementen gewählt.

1.1. UHF-Teil

Das symmetrisch zugeführte Antennensignal gelangt über eine in gedruckter Schaltung ausgeführte Umwegleitung und ein breitbandiges fest abgestimmtes Pi-Eingangsfilter, das aus $L1$, $C953$ und der kapazitiven Komponente des Antenneneingangs (im Bild 2 gestrichelt dargestellt) besteht, zum Emittor des Vorstufentransistors $T1$. Zwischen dem Collector von $T1$ und dem Emittor des ebenfalls in Basisschaltung arbeitenden Mischtransistors $T2$ liegt ein über den gesamten UHF-Bereich kapazitiv abstimmbares Bandfilter. Der Kopplungsgrad der beiden Bandfilterkreise hängt hauptsächlich von einem Koppelschlitz ab, der sich in der Trennwand zwischen den beiden in Koaxialtechnik aufgehauten Kreisen befindet. Der Transistor $T2$ arbeitet als selbstschwingender Mischer. Sein frequenzbestimmender Collectorkreis besteht aus $L4$, $C982$ und $C981$. Eine Induktivität im

Emittorkreis sorgt für die Rückkopplung und gleichzeitig für die Einkopplung des von $T1$ verstärkten Antennensignals.

Am Collector von $T2$ wird die Zwischenfrequenz abgenommen und einem gemischt gekoppelten ZF-Bandfilter zugeführt, dessen Kreiskapazitäten durch die Schaltungskapazitäten einschließlich der Eingangskapazität des folgenden Transistors gebildet werden. Die UHF-Drossel $Dr951$ hat für die Zwischenfrequenz keine Bedeutung; sie soll nur das UHF-Signal der selbstschwingenden Mischstufe von dem Transistor $T4$ fernhalten, der bei VHF-Betrieb als Mischer und bei UHF-Betrieb als Geradeausverstärker für das ZF-Signal arbeitet. In seinem Collectorkreis liegt ein ZF-Kreis in Pi-Schaltung, damit das ZF-Signal niederohmig dem Tuner entnommen werden kann.

1.2. VHF-Teil

Im Gegensatz zum UHF-Teil, der ohne Umschaltung die Bereiche IV und V erfaßt, muß beim VHF-Teil wegen der Aufteilung des VHF-Bereichs in die Bereiche I und III eine Umschaltung erfolgen. Im Bild 3 ist der hierzu benötigte Schaltersatz mit $S1 \dots S5$ bezeichnet. Ähnlich wie beim Antenneneingang des UHF-Teils, wird das symmetrische Antennensignal mit einem breitbandigen Übertrager zunächst unsymmetrisch gemacht und gelangt dann über den Umschalter $S1$ entweder zum Schaltungszug für Bereich I oder Bereich III. Im Bereich I verbindet $S1$ den Eingang mit dem fest abgestimmten Bandpaß $C959$, $L956$, $C957$, $L954$, $L952$, $C955$. Sein Ausgang ist über $R956$

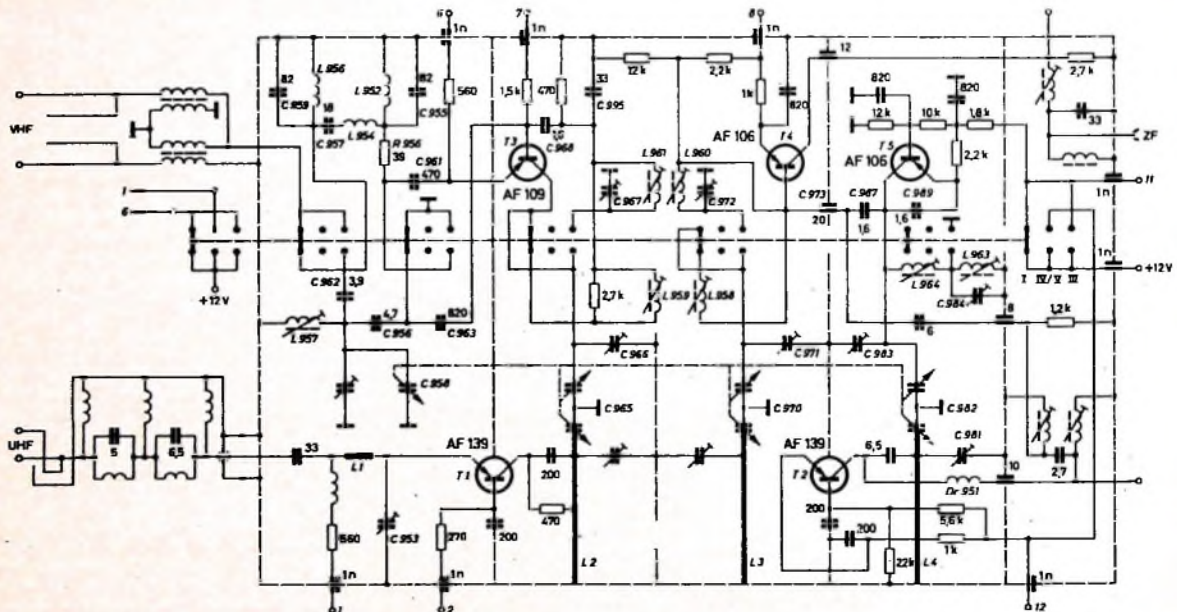
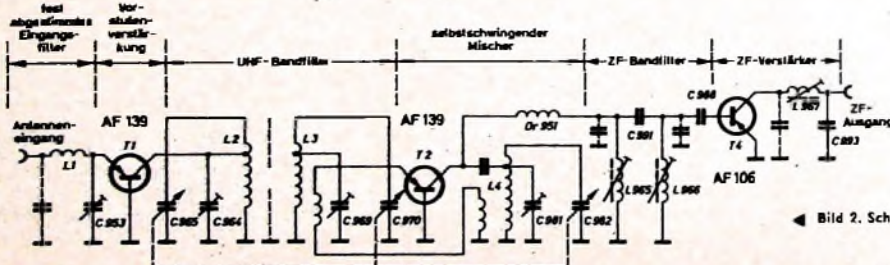


Bild 1 (oben). Gesamtschaltung des Mehrbereichtuners von Telefunken



◀ Bild 2. Schaltung des UHF-Teils

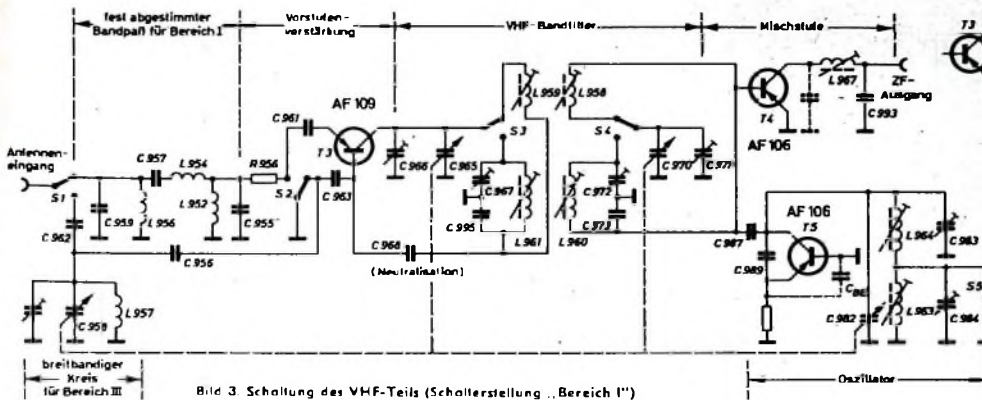


Bild 3. Schaltung des VHF-Teils (Schalterstellung „Bereich I“)

und C 961 mit dem Emitter von T 3 verbunden, dessen Basis über C 963 und S 2 hochfrequenzmäßig an Masse liegt. Hier arbeitet T 3 also in Basisschaltung.

Für Empfang im Bereich III gelangt das Eingangssignal über S 1 und C 962 zu einem breitbandigen Parallelresonanzkreis, dessen Eigenfrequenz zusammen mit dem VHF-Bandfilter und dem Oszillator durch den Drehkondensator C 958 verändert werden kann. Über C 956 und C 963 wird das Signal dann der Basis von T 3 zugeführt. Da S 2 bei Umschaltung auf den Bereich III den Emitter des Vorstufentransistors T 3 über C 961 hochfrequenzmäßig mit Masse verbindet, arbeitet dieser jetzt in Emitterschaltung. Vom Collector von T 3 führt man das verstärkte VHF-Signal einem Bandfilter zu, das mit S 3 und S 4 für den Betrieb im Bereich I oder III umgeschaltet werden kann. Zur Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand des Mischtransistors T 4 ist der kapazitive Zweig beider Bandfilter als Spannungsteiler ausgebildet (Bilder 4 und 5). Damit die Gesamtsymmetrie der Filter jedoch erhalten bleibt und außerdem auch eine gegenphasige Spannung für die Neutralisation zur Verfügung steht, erfolgt auf der Primärseite die gleiche kapazitive Spannungsteilung. Die Brückenschaltung zur Neutralisation von T 3 im Bereich III ist im Bild 6 dargestellt.

Dem Eingang des in Emitterschaltung arbeitenden Mischtransistors T 4 wird das VHF-Signal sowie über C 987 das Oszillatorsignal zugeführt. Die Auskopplung des ZF-Signals erfolgt auf gleiche Weise und mit den gleichen Bauelementen wie bei UHF-Betrieb, da der als VHF-Mischer arbeitende Transistor T 4 bei UHF-Empfang die ZF-Verstärkung übernimmt.

Der kapazitiv rückgekoppelte VHF-Oszillator T 5 erhält seine Rückkopplungsspannung aus einem Spannungsteiler, der aus dem Kondensator C 989 und dem Eingangswiderstand der Basis-Emitter-Strecke (C_{BE}) besteht. Das frequenzbestimmende Glied liegt im Collectorkreis und setzt sich für Bereich III im wesentlichen aus L 964, C 983 sowie C 982 und für Bereich I aus der Reihenschaltung von L 963 und L 964 sowie C 983, C 984 und C 982 zusammen.

2. Mechanischer Aufbau

Die Drucktastenabstimmung für Fernsehempfänger erfordert einen sehr sorgfältigen mechanischen Aufbau des Drucktastenaggregats, da davon die Wieder-

kehrgenauigkeit abhängt. Um den für eine gute Bildqualität notwendigen Wert der Wiederkehrgenauigkeit von ± 250 kHz zu erreichen, muß zum Beispiel im UHF-Bereich ein 15 mm langer Tastenhub auf etwa $\pm 10 \mu\text{m}$ reproduzierbar sein.

Für ein Tuner-Aggregat, das sowohl für UHF- als auch für VHF-Empfang geeignet ist, standen dem Konstrukteur bisher im allgemeinen nur einzelne Einheiten zur Verfügung, und zwar der UHF- und VHF-Tuner sowie das Drucktastensystem, die er zu einer kompletten Einheit zusammenbauen mußte. Die Transistorisierung der UHF- und VHF-Stufen ermöglichte es aber, eine kompakte Einheit zu schaffen, in der nicht nur die elektrischen Bauelemente der UHF- und VHF-Stufen eng miteinander verknüpft sind, sondern auch das Drucktastensystem in die Gesamt konstruktion einbezogen ist. Bei dem neuen Mehrbereichstuner von Telefunken verwendet man sowohl für den UHF- und VHF-Teil als auch für das Drucktastensystem ein gemeinsames Chassis, das Abschirmung, elektrische Umhüllung der UHF-Koaxialkreise und gleichzeitig starrer Träger für den Tuner und das Drucktastensystem ist (Bild 7). Auf diese Weise wird der kürzeste Weg für den Kraftfluß erreicht und gleichzeitig wegen der geringen Anzahl der notwendigen Übertragungselemente eine hohe Wiederkehrgenauigkeit sichergestellt, ohne daß die Anforderungen an die Fertigung unwirtschaftlich verschärft werden müssen. Die verhältnismäßig einfache Mechanik gewährleistet außerdem eine hohe Betriebssicherheit.

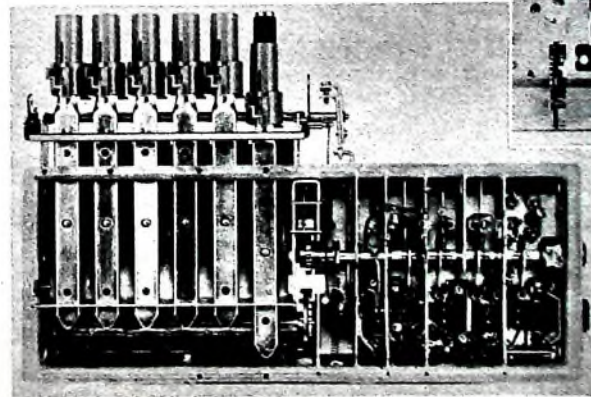


Bild 7. Der Aufbau des Mehrbereichstuners

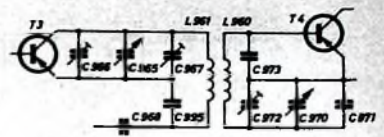


Bild 4. Prinzipschaltung des VHF-Bandfilters für Bereich III

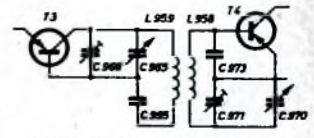


Bild 5. Prinzipschaltung des VHF-Bandfilters für Bereich I

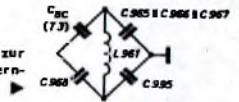


Bild 6. Brückenschaltung zur Neutralisation von T 3 im Fernbereich III

Die Relaxe des Service wurden bei der Konstruktion des Aggregats besonders berücksichtigt. Alle Teile sind leicht erreichbar und im Bedarfsfall schnell austauschbar, ohne daß komplizierte Montage- und Justearbeiten notwendig sind. Zum Beispiel kann die Druckstasteneinheit nach dem Lösen von nur zwei Schrauben aus dem Tunergehäuse genommen werden (Bild 8). Die Abstimmgenauigkeit ist nach dem späteren Zusammenbau ohne weiteres wieder in vollem Umfang gewährleistet. Der außen am Gehäuse angebrachte Sperrschieber erlaubt eine einfache Überwachung des einwandfreien Ein- und Ausrastens der Drucktasten. Beachtenswert ist auch der niedrige Tastendruck, der mit maximal 1,5 kg so gering ist, daß man nicht den Eindruck hat, eine komplizierte Mechanik in Bewegung zu setzen.

(Nach Telefunken-Unterlagen)

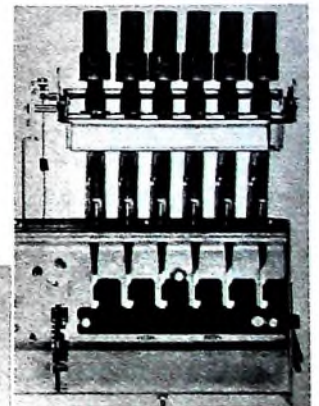


Bild 8. Zur Erleichterung des Service-Arbeitens kann die Drucktasteneinheit nach Lösen von zwei Schrauben aus dem Gehäuse herausgenommen werden

Zur Frage des Seitenverhältnisses beim Fernsehbild

In einer Programmzeitschrift wurden vor wenigen Wochen die Fernsehteilnehmer mit einem neuen Schlagwort konfrontiert: dem „Vollbild“-Fernseher als Gegensatz zum „Ausschnitt“-Fernseher. Nun, bei den sogenannten „Vollbild“-Fernsehern handelt es sich weder um Geräte mit einer neuen Schaltungstechnik noch im Hinblick auf die 65-cm-Bildröhre um Geräte mit prinzipiell neuen Bildröhrentypen, sondern in erster Linie um eine äußerliche Maßnahme an der Bildröhrenmaske des Empfängergehäuses.

Grundlage dieser Kampagne konnte die Tatsache sein, daß das Seitenverhältnis 4 : 5 der Bildröhren nicht ganz mit dem genormten Seitenverhältnis 3 : 4 des vom Sender ausgestrahlten Bildes übereinstimmt. Aus ursprünglich technologischen Gründen (zum Beispiel stärkere mechanische Spannungen im Glaskolben) ist es zumindest bei der Herstellung großer Bildröhren leichter, wenn Höhe und Breite des Bildschirms nicht allzu unterschiedlich sind. Deshalb haben sich seit Jahren die Bildröhrenhersteller – auch im Ausland – auf ein Seitenverhältnis 4 : 5 geeinigt.

Der Vergleich der vom „Vollbild“-Fernseher und vom Fernsehempfänger mit dem üblichen Bildschirm-Seitenverhältnis wiedergegebenen Bilder an Hand von Beispielen ist leider in der Programmzeitschrift mißlungen; dort sind zum Teil erhebliche Maßstabfehler in den einzelnen Bildern festzustellen. Dabei ist es gar nicht so schwer, mit wenigen Zahlen und in recht einfacher Weise die Unterschiede zu belegen. Dazu seien vorerst einmal exakte Rechteckformate angenommen. Da ferner die unterschiedlichen Seitenverhältnisse 3 : 4 und 4 : 5 auf den ersten Blick nicht ohne weiteres vergleichbar sind, ist es zur besseren Übersicht zweckmäßig, einen Proportionalitätsfaktor k einzuführen.

Bezieht man alle Angaben auf die durch die Norm festgelegte Bildhöhen-Zahl 3, dann verhält sich (Bild 1a und Tab. 1) die Breite $B_{B\text{rel}}$ des Bildschirms zur Normbreite $B_{N\text{rel}}$ wie

$$k = \frac{B_{B\text{rel}}}{B_{N\text{rel}}} = \frac{3,75}{4} = 0,94.$$

Diesen Wert (als Prozentangabe 94%) kann man als Proportionalitätsfaktor ansehen. Er sagt aus, daß auf dem Bildschirm eine Bildbreite vom 0,94fachen der vom Sender ausgestrahlten Bildbreite wiedergegeben wird. Von dem im Bild 1a eingezeichneten schwarzen Balken geht also der Differenzbetrag $d_{B\text{rel}} = 0,06$ verloren. Der Elektronenstrahl der Bildröhre „schreibt“ dieses Stück sozusagen außerhalb der Begrenzung des Bildschirms auf die eine Seitenwand oder verteilt auf beide Seitenwände des Bildröhrenkolbens.

Sechs Prozent Bildbreitenverlust sind nicht viel, aber manchem sind sie dennoch ein Dorn im Auge. Der Fernsehteilnehmer merkt den geringen „Anschnitt“ des Bildes selten. Er fällt praktisch nur bei wenigen Randszenen in wiedergegebenen Filmen (für die ebenfalls das Seitenverhältnis 3 : 4 genormt ist) auf, desgleichen bei in voller

Tab. 1. Beziehungen zwischen dem Norm-Seitenverhältnis 3 : 4 und dem Bildröhren-Seitenverhältnis 4 : 5

| | Seitenverhältnis Höhe : Breite H B | relative Breite B_{rel} bezogen auf Höhe $H_{\text{rel}} = 3$ $H_{\text{rel}} : B_{N\text{rel}}$ $H_{\text{rel}} : B_{B\text{rel}}$ | Proportionalitätsfaktor k $B_{B\text{rel}} : B_{N\text{rel}}$ | relative Breitendifferenz $d_{B\text{rel}}$ (1 - k) |
|-----------|--|--|--|---|
| Norm | 3 : 4 | 3 : 4 | 0,94 | 0,06 |
| Bildröhre | 4 : 5 | 3 : 3,75 | | |

Breite aufgenommenen Schrifttafeln, Testbildern usw. Bei Sendungen aus den Fernsehstudios nimmt (auf Grund eines bestehenden Gentlemen-Agreements) der Regisseur gewöhnlich auf die nicht voll im Fernsehbild wiedergegebene Breite Rücksicht. Er baut links und rechts sozusagen eine kleine „Sicherheitszone“ ein, die keine besonders wichtige Information enthält. Für den Bildsucher der Fernseh-Aufnahmekameras sind übrigens von der ISO entsprechende Markierungen vorgeschlagen, so daß stets bei der Aufnahme der wirklich wichtige Teil so erfaßt werden kann, daß er auch auf dem Fernsehempfänger wiedergegeben wird.

Der nicht wiedergegebene Differenzbetrag d_B der Bildbreite wurde nun bisher von manchem Empfängerhersteller gar nicht so ungern gesehen. Störungen am Rande, beispielsweise durch sogenannte Partialschwingungen, liegen dann nämlich außerhalb des wiedergegebenen Bildes, und selbst ein etwaiges „Pumpen“ der Bildbreite infolge Netzspannungsschwankungen fällt weniger auf. Das sind aber Dinge, die zu beheben oder sehr einzuschränken sind.

Wenn man will, dann läßt sich auch ein anderer Weg beschreiten. Im Bild 1b ist angenommen, daß die ganze Breite $B_{N\text{rel}}$ des genormten Bildformats wiedergegeben werden soll. Das kann man in jedem beliebigen Fernsehempfänger durch ein Verdrehen des Stellknopfes für die Zeilenamplitude (Bildbreite) erreichen. Dann wird wohl nach Bild 1b der ganze Balken wiedergegeben, jedoch im etwas verkleinerten Maßstab. Das Bild ist nun aber geometrisch verzerrt; im Verhältnis zur dann immer noch voll beschriebenen Bildröhrenhöhe ist es zu schmal. Zur Wiederherstellung der Geometrie des Bildes muß aus diesem Grunde unbedingt auch die Bildamplitude (Bildhöhe) mit Hilfe des im Empfänger befindlichen entsprechenden Stellknopfes verringert werden. Am oberen Bildrand (oder verteilt auf den oberen und unteren Bildrand) wird damit jedoch ein Stück der auf der Bildröhre zur Verfügung stehenden Höhe (im Bild 1b mit $d_{H\text{rel}}$ bezeichnet) nicht ausgenutzt.

Und so hat es Kubal/Imperial auch getan. Das Maß der im Empfänger der Bildröhre vorgesetzten Maske blieb in der Breite erhalten, die Maskenhöhe wurde jedoch oben und unten (dem Vernehmen nach um etwa je 7 mm bei Empfängern mit 65-cm-Bildröhre) vorgezogen. Das Vorgehen der Maske erfolgte dabei nicht parallel zu der bisherigen Oberseite und der Unterseite des Bildes, sondern bis zu einer Geraden, die von der Mitte dieser Seiten um den genannten Betrag entfernt ist. Die Krümmung dieser Seiten wurde also zum großen Teil begründet (Bild 2). Wegen der

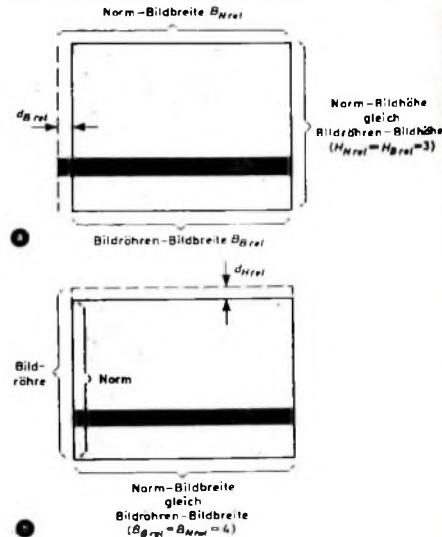


Bild 1. Vergleich der Norm-Seitenverhältnisse und der Bildröhren-Seitenverhältnisse; a) bei Einstellung auf gleiche Höhe ist die Bildröhren-Bildbreite um $d_{B\text{rel}}$ zu klein, b) bei Einstellung auf gleiche Breite wird die Höhe des wiedergegebenen Bildes um $d_{H\text{rel}}$ kleiner

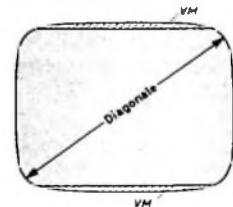


Bild 2. Vorgezogene Maske VM an Ober- und Unterseite des Schirmbildes bei „Vollbild“-Empfängern

vorgezogenen Maske ist die nicht ausgenutzte Bildschirmhöhe dann nicht mehr in Form von schmalen schwarzen Streifen erkennbar, sondern diese Streifen sind von der abgeänderten Maske abgedeckt.

*

Bisher wurde vorstehend nur mit relativen Zahlen operiert. Der gleiche simple Rechengang läßt sich jedoch auf die praktischen Verhältnisse übertragen. Für die in Tab. II errechneten Werte wurden die in den Datenblättern von Bildröhrenherstellern angegebene nutzbare Höhe und nutzbare Breite des Bildschirms einiger Bildröhrengrößen zugrunde gelegt. Unter der Voraussetzung, daß diese Maße nicht noch zusätzlich durch eine äußere Bildmaske des Fernsehempfängers begrenzt, sondern voll in Höhe und Breite ausgenutzt werden, ergibt sich beispielsweise

Tab. II. Beziehungen zwischen dem Norm-Seitenhältnis 3:4 und den Formaten verschiedener Bildröhren

| Bildröhre | nutzbare Höhe H_B [mm] | nutzbare Breite B_B [mm] | Bildhöhe : Bildbreite $H_{B\ rel} : B_{B\ rel}$ (bezogen auf $H = 3$) | Proportionalitätsfaktor k $B_{B\ rel} : B_{N\ rel}$ | relative Breitendifferenz $d_{B\ rel}$ $(1 - k)$ | absolute Breitendifferenz $d_B = d_{B\ rel} \cdot B_B$ [mm] | relative Höhendifferenz $d_{H\ rel} = d_{B\ rel}$ | absolute Höhendifferenz $d_H = d_{H\ rel} \cdot H_B$ [mm] | ausgenutzte Höhe $H_B - d_H$ [mm] |
|-----------|--------------------------|----------------------------|--|---|--|---|---|---|-----------------------------------|
| A 65.... | 416 | 530 | 3 : 3,85 | 0,90 | 0,04 | 21 | 0,04 | 17 | 399 |
| A 59-11 W | 385 | 489 | 3 : 3,82 | 0,955 | 0,045 | 22 | 0,045 | 17 | 368 |
| A 47-11 W | 305 | 384 | 3 : 3,8 | 0,95 | 0,05 | 19 | 0,05 | 16 | 290 |
| A 28-12 W | 181 | 227 | 3 : 3,75 | 0,94 | 0,06 | 14 | 0,06 | 10 | 171 |
| A 28-13 W | 171 | 228 | 3 : 4 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 171 |

für die deutsche 65-cm-Bildröhre eine relative Breite $B_{B\ rel} = 3,85$. Eine gewisse Annäherung an die Norm-Bildbreite $B_{N\ rel} = 4$ ist also durchaus schon vorhanden. Bei der 65-cm-Bildröhre hat dann der Proportionalitätsfaktor k einen Wert von 0,96, woraus eine relative Breiten-differenz $d_{B\ rel}$ von jetzt nur 0,04 folgt.

Die mit $d_{B\ rel} = 0,04$ und einer nutzbaren Breite $B_B = 530$ mm errechnete absolute Breitendifferenz d_B ist)

$$d_B = d_{B\ rel} \cdot B_B = 0,04 \cdot 530 \text{ mm} = 21 \text{ mm}$$

Bei einer vorgenommenen Aussteuerung auf $B_B = B_N$ ist die Bildhöhe dann (bei $d_{H\ rel} = d_{B\ rel} = 0,04$ und bei einer nutzbaren Bildhöhe $H_B = 416$ mm) um

$$d_H = d_{H\ rel} \cdot H_B = 0,04 \cdot 416 \text{ mm} = 17 \text{ mm}$$

zu vermindern.

Dieser errechnete Wert von 17 mm liegt in der gleichen Größenordnung, wie er von Kuba/Imperial für die Höhenverminderung von 2,7 mm = 14 mm bei der Verwendung einer amerikanischen 65-cm-Bildröhre gewählt wurde.

Praktisch die gleichen absoluten Zahlen für die Bildbreitendifferenz und die

1) Für d_B mußte genau genommen gesetzt werden

$$d_B = B_N - B_B$$

Mit $B_N = \frac{B_B}{k}$ wird dann

$$d_B = \frac{B_B}{k} - B_B = B_B \left(\frac{1}{k} - 1 \right)$$

$\left(\frac{1}{k} - 1 \right)$ weicht in den vorliegenden Beispielen jedoch nur unwesentlich von $(1 - k)$ ab; bei $k = 0,96$ ergibt sich für $\left(\frac{1}{k} - 1 \right)$ ein Wert von 0,0417. Mit sehr kleinem Fehler kann deshalb vereinfacht mit

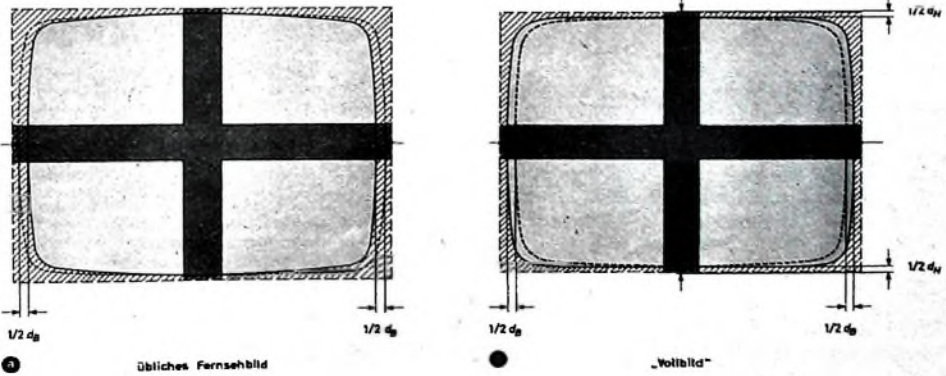
$$d_B \approx d_{B\ rel} \cdot B_B$$

wettergerechnet werden

Bild 3. Schirmbild beim üblichen Fernsehempfänger (a) und beim in der Höhe mehr maskierten „Vollbild“-Fernsehempfänger (b)

Zu (a): Der schraffierte Teil wird nicht wiedergegeben; der durch die abweichenden Seitenverhältnisse bedingte Teil entspricht der Fläche zwischen der Begrenzung der Schirmmaske und der kurzgestrichelten Linie.

Zu (b): Gleiches Überschreiben vorausgesetzt, wird auf Kosten einer Bildmaßstabsverkleinerung d_H ein zusätzlicher Bildinhalt gewonnen, der etwa der Fläche zwischen der Schirmbild-Umhüllenden und der im Schirmbild eingezeichneten gestrichelten Linie entspricht



2) Funk-Techn. Bd 20 (1965) Nr 1, S. 7-10

eventuell vorzunehmende Bildhöhenverminderung ergeben sich rechnerisch für die A 59-11 W ($d_B = 22$ mm, $d_H = 17$ mm). Beim Vergleich mit den neuen deutschen 28-cm-Bildröhren für tragbare Empfänger ist es interessant, daß die A 28-12 W in bezug auf nutzbare Bildhöhe und Bildbreite das (vereinbarte) Seitenverhältnis 4 : 5 genau einhält, während die A 28-13 W (wie auch die von Kuba/Imperial in einem neuen tragbaren Fernsehempfänger verwendete amerikanische Bildröhre) bereits für das Norm-Seitenverhältnis 3 : 4 ausgelegt ist; das gilt zum Beispiel auch für die seit längerer Zeit bekannte A 25-10 W.

*

Bei den schon auf dem Bildschirm des Empfängers verhältnismäßig kleinen Absolutdifferenzen ist es keineswegs leicht, die Verhältnisse an Hand von in jeder Hinsicht maßstabsgetreu verkleinerten Bildern aufzuzeigen; einfacher geht es mit Skizzen. Bild 3a entspricht etwa den bei einem „üblichen“ Fernsehempfänger vorliegenden Verhältnissen. Da aus Zweckmäßigkeitsgründen (Vermeiden von schwarzen Streifen bei eventuellen Bildhöhenänderungen) auch oben und unten ein kleines Überschreiben vorgenommen wird, ist das waagerechte Überschreiben ebenfalls noch um einen entsprechenden Anteil größer als $2 \cdot \frac{1}{2} d_B = d_B$.

Aber auch bei einer Umstellung des Fernsehbildes auf die Seitenverhältnisse der Norm muß man selbst bei guter Bildhöhen- und Bildbreitenstabilisierung an allen Seiten mit einem kleinen Überschreiben arbeiten. Aus Bild 3b ist ersichtlich, daß durch die Umstellung der senkrechten Balken um den Betrag $2 \cdot \frac{1}{2} d_B = d_B$ kleiner geworden ist, während vom waagerechten Balken (bei unveränderter Breite des Schirmbildes) jetzt etwas mehr von den bisher nicht sichtbaren Enden im Bild erscheint, und zwar etwa ein um die Differenz d_B größerer Teil.

Legt man sowohl beim „üblichen Bild“ als auch beim „Vollbild“ oben und unten ein gleich großes Überschreiben zugrunde, dann wird bei einem Übergang vom „üblichen Bild“ zum „Vollbild“ auf Kosten einer Verkleinerung des Bildes der sogenannte Bildinhalt (Menge der dargestellten Bildeinheiten) etwa um $d_{B\ rel}$, das heißt beim durchgerechneten Beispiel der deutschen 65-cm-Bildröhre um etwa 4 % erhöht. Die Begrädigung der Oberseite und der Unterseite durch die Maskenänderung dürfte außerdem noch einen zusätzlichen Bildinhaltsgewinn von schätzungsweise 1... 2 % bringen. Noch größere Bildinhaltsgewinne können - wie die Rechnungen zeigen - nur erreicht werden, wenn gleichzeitig mit dem Übergang vom „üblichen Bild“ auf „Vollbild“ auch eine grundsätzliche Verminderung des „Zweckmäßigkeits“-Überschreibens erfolgt. Voraussetzung dazu ist (soweit nicht schon längst durchgeführt) eine sehr gute Bildhöhen- und Bildbreitenstabilisierung und eventuell auch eine weitere Kompensation von Partialschwingungen. Das hat mit den unterschiedlichen Seitenverhältnissen der Bildröhren zu dem Norm-Seitenverhältnis aber überhaupt nichts zu tun.

Die Verkleinerung der Bildfläche entspricht - bedingt durch die Begrädigung der Oberseite und der Unterseite des Schirmbildes - nicht ganz der relativen Verkleinerung $d_{B\ rel} = 0,04 = 4 \%$ der Bildhöhe, sondern wird schätzungsweise nur 2,5 % betragen.

Aus der grundsätzlichen Maßstabsverkleinerung um $d_{B\ rel} = 1 - k$ folgt eine flächenmäßige Verkleinerung der Bildeinheiten um $1 - k^2$; sie ist für die 65-cm-Bildröhre mit $k = 0,96$ demnach $1 - 0,96^2 = 1 - 0,92 = 0,08 = 8 \%$.

An dem Maß der Diagonale ändert sich nichts, da die Endpunkte der nutzbaren Diagonale auch bei dem Vorziehen der oberen und der unteren Seite noch im Schirmbild bleiben.

Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation

Schluss von FUNK-TECHNIK Bd. 30 (1965) Nr. 3, S. 88

3.3. Doppler-Zwillingsfunkfeuer

Bei einer Reihe von Aufgaben wäre es erwünscht, ein Richtfunkfeuer zu beiden Seiten einer Leitlinie aufzustellen, teils weil die Fahrbahnmitte nicht zugänglich ist (Wasserwege), teils weil die Antennenanlage auf der Ansteuerungsgrundlinie ein Hindernis sein würde. Als Ausweg versetzt man im letztgenannten Falle die Richtsendeanlagen - zum Beispiel den Ansteuerungsender für das Landeanflugverfahren (ILS) - auf der Leitlinie so weit nach rückwärts, daß sie außerhalb der hinderisfreien Zone stehen. Allerdings müssen dabei Genauigkeit und Stabilität sehr hoch getrieben werden, um die verlangten Führungswerte in der Nähe des Aufsetzpunktes zu erreichen.

Wiederholt gemachte Vorschläge zielten darauf ab, die Richtantennen räumlich aufzuteilen und sie zu beiden Seiten der Landebahn dort aufzustellen, wo die höchste Genauigkeit erwünscht ist. Eine derartige Lösung findet sich bei der französischen Landeanlage „ASV 23“, die im Zentimeterwellengebiet arbeitet und durch zwei Parabolantennen beiderseits der Landebahn Anflugrichtung und Gleitweg gleichzeitig vorzeichnet [18]. Es gibt auch mehrere amerikanische Patente mit ähnlichen Vorschlägen. Alle diese Lösungen beruhen auf einem Feldstärkevergleich, der aber nur dann krümmungsfreie Leitlinien ergeben kann, wenn die beiden Richtdiagramme - wechselweise abgestrahlt oder durch zwei Modulationsfrequenzen unterschieden - vom gleichen Ursprung ausgehen und deshalb auf dem Ausbreitungsweg gleichen Einflüssen unterworfen werden. Liegen jedoch die Strahlungsquellen (in Wellenlängen gemessen) weit auseinander, dann muß man entweder dafür Sorge tragen, daß der Erdboden nicht angestrahlt wird (wie beim „ASV 23“), oder ein Modulationsverfahren anwenden, bei dem die richtungsabhängigen Informationen von der Trägeramplitude unabhängig sind. Andernfalls wirken sich bereits kleinste Inhomogenitäten der verschiedenen Ausbreitungswege von den beiden Richtantennen zum Empfangsort als Krümmungen oder Verschiebungen der Leitlinie aus.

Gegenüber all den Verfahren, die mit zwei ungerichtet abstrahlenden Quellen arbeiten (LORAN, DECCA, RADIO MAILLES usw.) und bei denen die geometrischen Orte gleicher Information (Lautzeitdifferenz) Hyperbeln sind, ist für das Feld von „Zwillingsfunkfeuern“ in erster Linie die vektorielle Zusammensetzung von zwei spiegelbildlichen Richtdiagrammen maßgebend.

Die neuerdings in Richtempfangs- und Richtsendeanlagen verwendete Dopplertechnik weist auch einen neuen Weg, Zwillingsfunkfeuer dieser Art zu verwirklichen. Dabei werden die Richtungsinformationen nicht durch Amplituden, sondern durch Phasen- beziehungsweise Frequenzhöbe gekennzeichnet, die von der Größe des HF-Trägers weitgehend unabhängig sind und damit auch von dessen Beeinflussung auf dem Ausbreitungsweg.

Wenn man die Bewegung eines Senderdipols auf einer geradlinigen Zeile im Sinus-Rhythmus simuliert (Bild 18a), dann wird der HF-Träger im gleichen Rhythmus frequenzmoduliert. Die als Folge des Doppler-Effekts richtungsabhängige Größe des Frequenzhubes ist in Polarkoordinaten als doppelkreisförmiges Hubrichtdiagramm darstellbar, wobei die beiden Kreislinien den azimutabhängigen Hub anzeigen und die Vorzeichen erkennen

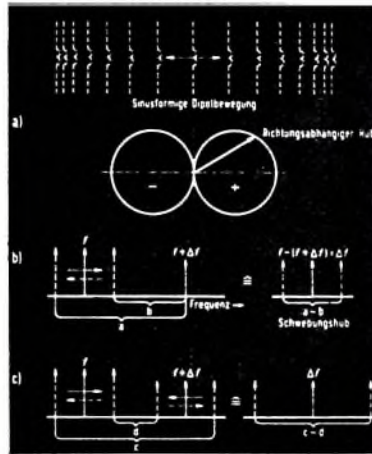


Bild 18. Dipolbewegung entlang einer geradlinigen Zeile

lassen, ob die Phase der Modulationswechselspannung gegenüber der Bewegung vor- oder nachteilig

Bild 18b veranschaulicht in Vektordarstellung das Frequenzbild, welches entsteht, wenn zusätzlich zu der durch die scheinbare Dipolbewegung frequenzmodulierten Trägerfrequenz f ein benachbarter Träger der Frequenz $f + \Delta f$ von einer räumlich getrennten, feststehenden Antenne abgestrahlt wird: Am NF-Ausgang eines einfachen AM-Empfängers tritt dann die frequenzmodulierte Schwebungsfrequenz Δf mit einem vom Träger f transportierten Hub auf.

Läßt man nun den Dipol mit der Frequenz $f + \Delta f$ sich auf der gleichen Zeile gegenläufig, also mit einer Phasenverschiebung von 180° , zu dem mit f gespeisten Dipol bewegen (Bild 18c), so addieren sich die beiden Hübe (bezogen auf die Schwebungsfrequenz). Diese Überlegung gilt auch bei räumlicher Trennung der beiden Dipolbewegungen auf zwei Zeilen, die in einem Abstand von mehreren Wellenlängen aufgestellt sind. Das entstehende Feld von Linien gleichen Schwebungshubs entspricht dem im Bild 19 gezeigten Diagramm; diese Linien verlaufen geradlinig (vom Nahfeld abgesehen), sternförmig und symmetrisch zur Mittelsenkrechten auf der beide Dipolzeilen verbindenden Linie.

Arbeitet man jedoch mit einer Phasenverschiebung $\leq 180^\circ$, beispielsweise mit 90° , dann ändert sich mit zunehmender Abweichung von der Mittelsenkrechten

stetig die Phase der Resultierenden aus den beiden Hüben, und es entstehen (Bild 20) Linien gleicher Phase (Isophasen), bezogen auf die Dipolbewegung. Bei diesem Diagramm ist vorausgesetzt, daß der eine Dipol in seiner sinusförmigen Bewegung gegenüber der Bezugsphase um 45° vor-, der andere um 45° nachteilig

Es sei an dieser Stelle hervorgehoben, daß derartige Phasenfelder bei geeigneter Dimensionierung der Dipolzeilen und entsprechender Wahl von Δf (9960 Hz) mit dem heute allgemein eingeführten VOR-Flugzeug-Bordgerät empfangen und ohne jeglichen Zusatz ausgewertet werden können. Aus dem Feld (Bild 20) ließe sich eine Phasenlinie, wie beim VOR-Empfang üblich, mit dem Kurswähler (Bearing selector) bestimmen und jede Abweichung

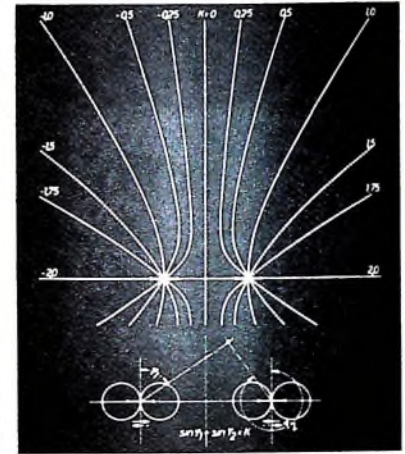


Bild 19. Geometrische Orte gleichen Hubes eines Zwillingsfunkfeuers

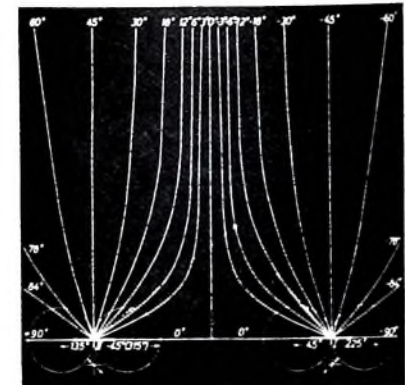


Bild 20. Isophasenfeld eines Zwillingsfunkfeuers bei $\pm 45^\circ$ Phasenverschiebung der Dipolbewegungen

von dieser Linie am Kreuzzeiger-Instrument ablesen. Da diese Linien parallel verlaufen, entspricht jeder Zeigerabweichung (auf dem Instrument als Phasenwinkel angezeigt) ein definierter Abstand von der gewählten Linie, und zwar unabhängig von der Entfernung des Funkfeuers.

Stände nun eine solche Anordnung zum Beispiel als Ansteuerungs-Funkfeuer in je 200 m Abstand beiderseits der Landebahn auf halber Bahnlänge, so würde das Instrument bei einem Standort 200 m seitlich neben der Anfluggrundlinie eine Pha-

senwinkel-Abweichung von 45° anzeigen. Demnach entspricht eine Phasenwinkel-Abweichung von 1° etwa 4 m Abstand von der gewählten Leitlinie. (Für die Beurteilung der Anzeigegenauigkeit sei daran erinnert, daß der Vollausschlag des Kreuzzeiger-Instruments bei $\pm 10^\circ$ liegt.) Die Tatsache, daß die Linien parallel verlaufen, müßte dem Piloten die Kurshaltung sehr erleichtern. Auch für das Aufschalten der Funkinformation auf eine automatische Kurssteuerung ist bedeutsam, daß die Korrekturwerte für eine bestimmte Abweichung nicht von der Entfernung abhängen.

Es könnte sich als vorteilhaft erweisen, je eine Antennenanordnung zu beiden Seiten von Luftstraßen aufzustellen, um

= 400 m) der resultierende Hub (swing) bereits in 2 km Entfernung auf etwa 15% abgesunken. Für ein Strecken-Funkfeuer (mit $2e \approx 20$ km) sind die Werte günstiger; erst in 100 km Entfernung ist der resultierende Hub auf 15% abgefallen.

Die Konfiguration des Isophasenfeldes und die Abhängigkeiten der resultierenden Informationsgröße von der Entfernung können nun durch die Form der beiden spiegelbildlichen Richtdiagramme beeinflusst werden. Wie aus Bild 22 hervorgeht, kann die richtungsabhängige Information entweder nur aus einer Amplituden- beziehungsweise Hubfunktion mit azimutal unabhängiger Phase bestehen (zum Beispiel Cardioid) oder nur aus einer Phasenfunktion mit azimutal unabhängiger Am-

plitude der Informationsgröße von der Entfernung erwünscht.

In den Bildern 23 und 24 sind aus der Vielzahl der Möglichkeiten zwei Isophasenfelder gezeigt, die dieser Aufgabenstellung weitgehend entsprechen. Besonders günstig scheinen für Zwillingsfunkfeuer die Hantel-Diagramme zu sein, die durch vektorielle Zusammensetzung von Doppelkreis-Diagrammen mit einem ungerichteten (Rundstrahl-) Diagramm bei 90° Phasenverschiebung entstehen (Bild 24). Die Informationsgröße ist hier von der Entfernung unabhängig, und die 3° - sowie die 6° -Phasenlinien verlaufen annähernd parallel zur Symmetrieachse.

Insgesamt bietet also die Doppler-Zwillings-Anordnung neue Lösungsmöglichkeiten für verschiedene Aufgaben, wobei besonders vorteilhaft sein dürfte, daß beim Einsatz für die Verkehrsflughilfe bordseitig kein neues Empfangsgerät erforderlich ist, sondern der vorhandene VOR-Empfänger verwendbar ist. Auf die Weiterverwendung dieses Bordgerätes sind die dargelegten Vorschläge vor allem ausgerichtet, doch ist es denkbar, durch Fortfall dieser einschränkenden Voraussetzung weitere Variationen für andere Gebiete der Ortung abzuleiten.

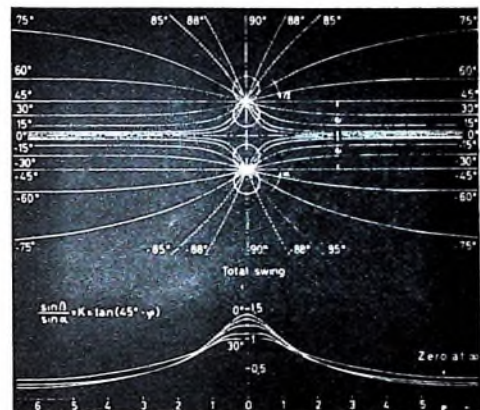


Bild 21. Isophasenfeld von zwei Doppelkreisdiagrammen

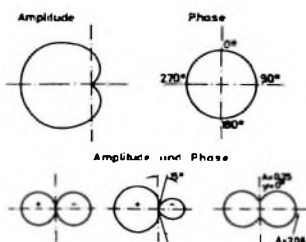


Bild 22. Charakteristische Diagramme für Zwillingsfunkfeuer. Oben links: Amplituden- oder Hubdiagramm; oben rechts: Phasendiagramm; unten (v. l. n. r.): Doppelkreis, Limacon, Hantel

das Fliegen von Parallelkursen in gleicher Höhe zu ermöglichen.

Die Parallelität der Isophasen, die theoretisch auch im Fernfeld besteht, läßt sich praktisch nur etwa im Bereich $1 \dots 10e$ ($2e =$ Abstand der Antennenzeilen, s. auch Bild 20) ausnutzen: Wie Bild 21 zu entnehmen ist, werden die beiden Frequenzhübe etwa umgekehrt proportional mit der Entfernung kleiner, weil sich die Schnittpunkte, von den Mitten der beiden Antennenanordnungen ausgehend, immer mehr der Richtung des Hubes Null nähern. Während die beiden Träger und somit auch die Schwebung im Fernfeld den Ausbreitungsgesetzen entsprechend abnehmen, ist im obengenannten Beispiel eines Ansteuerungs-Funkfeuers (mit $2e$

plitude (Drehfeld) oder einer Kombination aus Amplituden- und Phasengrößen (beispielsweise Doppelkreis, Limacon, Hantel). Derartige kombinierte Hubrichtdiagramme kann man durch vormodulierte Träger verwirklichen. Wird der Träger, welcher die bewegte Antenne speist, mit der Periodizität der Bewegung frequenzmoduliert, so entstehen bei sinusförmiger Bewegung entlang einer Zeile Cardioiden, bei 90° Phasenverschiebung gegenüber der Bewegung Hantel-Diagramme [22].

Für die obengenannte Aufgabenstellung (Ansteuerungs- und Luftstraßen-Funkfeuer) wäre weitgehende Parallelität der Isophasen beiderseits der Symmetrielinie (Leitlinie), großer Phasengradient senkrecht zu dieser Richtung und Unabhängig-

4. Doppler-Navigation mit Hilfe von Satelliten

Aus den Laboratorien der John-Hopkins-Universität, Baltimore, stammt der Gedanke – analog der akustischen Erscheinung bei der schnellen Bewegung einer Schallquelle – den Doppler-Effekt bei der Funkortung mit Hilfe von Satelliten anzuwenden, die mit einem Sender ausgerüstet sind [23]. Bei diesem Verfahren wird die Tatsache benutzt, daß die Doppler-Frequenz sich nur dann sprunghaft von $+\Delta f$ auf $-\Delta f$ ändert, wenn sich die Strahlungsquelle mit konstanter Geschwindigkeit geradlinig dem Beobachtungsort nähert und sich dann in entgegengesetzter Richtung von ihm entfernt. Bewegt sie sich dagegen in einem gewissen Abstand an der Beobachtungsstelle vorbei, dann nimmt die anfangs gemessene Doppler-Frequenz $+\Delta f$ zunächst langsam, dann immer schneller ab, wird zu Null und nimmt dann mit negativem Vorzeichen in gleicher Weise bis zum Endwert $-\Delta f$ zu (Cosinusetz). Der Nulldurchgang dieser Doppler-Kurve (Δf über der Zeit aufgetragen) tritt bei der geringsten Entfernung zwischen Beobachter und Bahn der Strahlungsquelle auf (Bild 25),

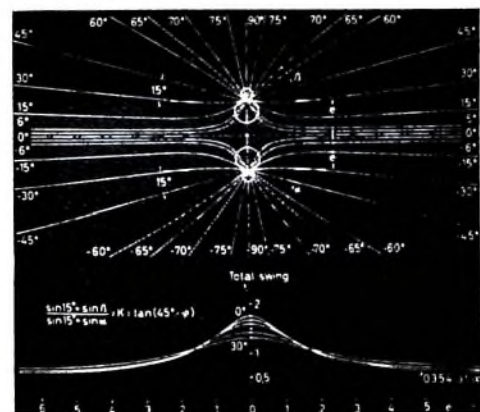


Bild 23. Isophasenfeld von zwei Limaconkurven

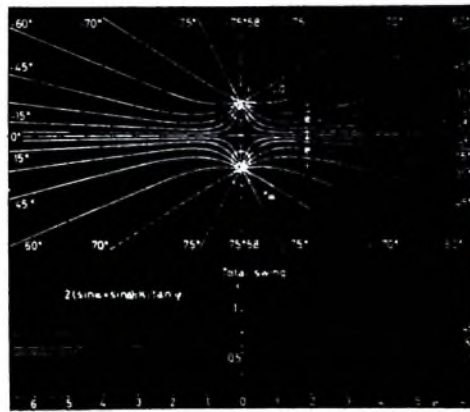


Bild 24. Isophasenfeld von zwei Hantelkurven

da sie sich an dieser Stelle tangential am Beobachter vorbeibewegt. Dadurch ist die Richtung des Beobachters zur Bahn definiert, wenn deren räumliche Lage bekannt ist. Die Neigung der Doppler-Kurve ist dabei ein Maß für den Abstand des Beob-

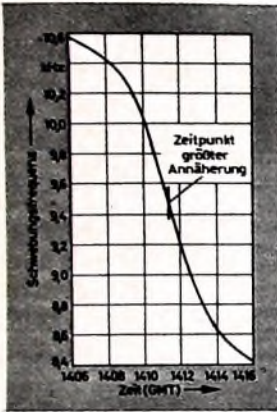


Bild 25. Doppler-Kurve des Navigationsatelliten „Transit II A“ (54 MHz); Lage des Wendepunkts und Steilheit der Wendetangente lassen sich zur Standortbestimmung heranziehen

achters von der Bahn, da mit größer werdendem Abstand der zeitliche Verlauf der Frequenzänderung immer langsamer und die maximale Dopplerfrequenz Δf immer kleiner wird.

Wenn der genaue zeitliche Verlauf der Bahn und die Geschwindigkeit des Satelliten bekannt sind, kann man aus der Auswertung der Doppler-Kurve bei jedem Einzelumlauf auf den Standort des Beobachters schließen. Es gilt auch hier wieder die Gleichung $\Delta f = \frac{v}{c} \cdot f$; bei einer Sende-

frequenz von etwa 100 MHz und einer Umlaufgeschwindigkeit des Satelliten von etwa 8...9 km/s würde die Dopplerfrequenz bei direkter radialer Annäherung bei

$$\Delta f = \frac{9 \cdot 10^4}{3 \cdot 10^8} = 3000 \text{ Hz}$$

liegen.

Wird nun am Beobachtungsort die Sendefrequenz des Satelliten durch Überlagerung mit einem sehr konstanten Oszillator gemessen und ihr zeitlicher Verlauf registriert, so kann aus dem Zeitpunkt der Umkehr der Frequenzkurve (also dem Wendepunkt, der geringsten Distanz senkrecht zur Satellitenbahn entsprechend) und aus der Neigung der Kurve (dem Winkel der Wendetangente, die ein Maß für die Höhe der Satellitenbahn ist) durch Vergleich mit vorberechneten Kurven für den vermuteten Standort auf den wirklichen Standort geschlossen werden. Dieses „zur Deckung bringen“ der Doppler-Kurven kann auch durch Annäherungsverfahren mit Hilfe elektronischer Rechner geschehen [24].

Mit einem – allerdings sehr hohen – Geräteaufwand können heute bei genauer Kenntnis der Satellitenbahn Standortbestimmungen mit einer Genauigkeit von besser als 1/2 m mit Hilfe dieses Verfahrens durchgeführt werden [25]. So hat zum Beispiel die National Company ein 34 kg schweres Bordgerät für Flugzeuge und Schiffe „Atomichron“ entwickelt, das

mit Hilfe eines Cäsiumgas-Masers eine extrem stabile 100-kHz-Standardfrequenz liefert.

Zur Satellitenbahn selbst gelten folgende Überlegungen: Fliegt der Körper niedrig, dann ist einerseits seine „Sicht“, das heißt die brauchbare Reichweite gering, andererseits seine Lebensdauer wegen des Eintauchens in die Erdatmosphäre sehr begrenzt; fliegt er sehr hoch, so wird seine Geschwindigkeit relativ zur Erdbewegung mit Rücksicht auf die Bedingung, daß die Fliehkraft gleich der Anziehungskraft der Erde sein muß, klein. Bei etwa 35 800 km Höhe würde er gegenüber der Erde feststehen und seine Sendestrahlung daher überhaupt keinen Doppler-Effekt ergeben. Als günstigste Entfernung der Bahn werden etwa 1000 km angegeben, und auf diese Bahn wurden auch die amerikanischen Navigationsatelliten „Transit“ gebracht.

Die hier wiedergegebene Zusammenstellung von Anwendungen des Dopplerprinzips in der Hochfrequenztechnik mag nicht vollständig sein; sie soll jedoch einerseits einen Überblick über diejenigen Doppler-Verfahren geben, die heute in Geräten und Anlagen in praktischer Anwendung sind, andererseits einen Weg zur Real-

sierung einiger bisher ungelöster Aufgaben durch diese Technik zeigen.

Weiteres Schrifttum

- [18] An aircraft landing system utilizing decimetric waves (UHF) ICAO Circ. 19-AN/16 (Sept 1951), Int. Civil Aviation Org., Montreal/Canada
- [19] Kramar, E.: The doppler twin beacon and its application to radio navigation Vortrag gehalten auf dem AGARD-Meeting Istanbul am 4. 10 1960
- [20] Kramar, E.: A new method for establishing a radiation pattern by FM. CATC Electronics News Bd. 1 (1961) Nr. 1, S. 16
- [21] Kramar, E.: Das Doppler-Zwillingsfunkfeuer. SEL-Nachrichten Bd 9 (1961) Nr. 4, S. 153-158
- [22] Deutsches Patent DBP 1 148 606
- [23] Smith, F. G.: A new navigation system using artificial satellites. J. Inst. Navig. Bd 13 (1960) Januar, S. 109
- [24] Henderson, R. E.: Measuring of the doppler frequency shift on satellite transmissions. Brit. Commun. & Electronics (1960) Juli, S. 506
- [25] Freiesleben, H. C.: Möglichkeiten der Navigation mittels künstlicher Satelliten (Stand 1. 10 1961). Gutachten bearbeitet durch den Arbeitskreis des Ausschusses für Funkortung, Düsseldorf

Sortierverfahren für Diodenpaare

Im folgenden wird eine relativ einfache Methode beschrieben, um Diodenpaare für Radiodetektorschaltungen auf ihre Symmetrie zu prüfen. Solche Verfahren erfordern im allgemeinen einen größeren Meßmittelaufwand. Bei einem Diodenpaar für Diskriminatorschaltungen wird dynamische und statische Übereinstimmung der Kennwerte verlangt. Unter der Voraussetzung, daß die Dioden dynamisch, das heißt bei der Arbeitsfrequenz (zum Beispiel 10,7 MHz) gleiche Werte haben, ist es möglich, sie mit einem Kennlinienschreiber auf Symmetrie zu prüfen. Der Meßaufbau muß so beschaffen sein, daß beide Diodenkennlinien gleichzeitig auf dem Schirm des Oszillografen erscheinen. In der Praxis hat sich gezeigt, daß es mit dieser Anordnung möglich ist, Diodenpaare zusammenzustellen, mit denen AM-Unterdrückung sowie Symmetrie der Umwandlerkennlinie einwandfreie Werte erreichen.

Am einfachsten und zweckmäßigsten ist ein mechanischer Chopper, mit dessen Kontakten man im Hinlauf der 50-Hz-Spannung die eine Diodenstrecke und im Rücklauf die andere Diodenstrecke schaltet. Als Schalter großer Lebensdauer hat sich der Chopper „HGS 1004“ (Souriau Electric) bewährt, dessen Kontakte mit Quecksilber benetzt sind und der vollkommen prellfrei schaltet. Bild 1 zeigt die Schaltung des Meßaufbaus. Der Regler R 1 in der Pha-

senbrücke ist so einzustellen, daß die Umschaltzeitpunkte nicht im Oszillogramm sichtbar werden. Der Y-Verstärker des Oszillografen (zum Beispiel Nordmende „UG 965“) ist auf eine Ablenkempfindlichkeit von etwa 30 mV/cm einzustellen. Der X-Verstärker wird mit Netzfrequenz gespeist.

Die Auswertung der Oszillogramme (Bilder 2 und 3) ist entweder mit zu vergleichenden Grenzmustern oder aber in Verbindung mit der Praxis möglich (Nachmessen eines ausgesuchten Diodenpaares auf AM-Unterdrückung und Symmetrie der Umwandlerkennlinie usw.).

H. Mai, Saba

Bild 1. Schaltung

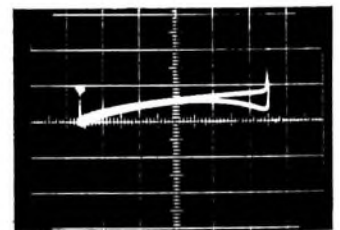
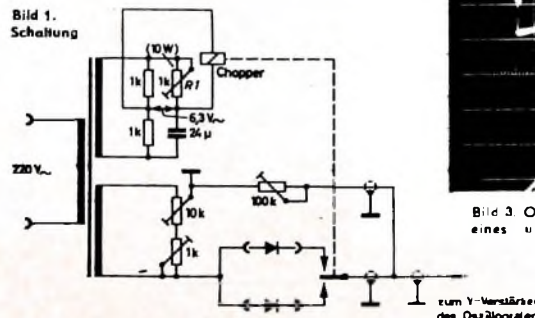


Bild 2. Oszillogramm der Kennlinien eines für Radiodetektorschaltungen geeigneten Diodenpaares

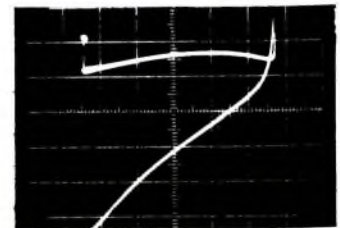


Bild 3. Oszillogramm der Kennlinien eines ungeeigneten Diodenpaares

In diesem Heft beginnt eine Beitragsreihe, in der eine universelle Regieanlage beschrieben wird. Sie besteht aus Bausteinen, deren Schaltungen für Röhren- oder Transistorbestückung angegeben werden, und ist vor allem für den Tonbandamateurl und für semiprofessionelle Anwendungen gedacht. Durch das Einfügen von Richtungsmischern kann das Mischpult vielseitig in der Mono- und Stereo-Technik eingesetzt werden.

In diesem ersten Aufsatz ist der prinzipielle Aufbau des Mischpults sowie die Wirkungsweise und Dimensionierung der Richtungsmischer beschrieben. In weiteren Beiträgen folgen Beschreibungen der Klangentzerrer, der Präsenzfilter, des Kopfhörerverstärkers und der Aussteuerungskontrolle sowie Erläuterungen zum Summen- und Hallkanal.

1. Aufbau der Regieanlage

Das im Bild 1 gezeigte Blockschaltbild eines für Vertonungsaufgaben universell einsetzbaren Regiefelds stellt einen technischen Vorschlag dar und zeigt, wie man

Aufbaus in der Mittelstellung einen geraden Frequenzgang und eine Filterdämpfung von 0 dB. Beide Entzerrer können getrennt voneinander als je ein Mono-Filter verwendet werden. Den Entzerrern nachgeschaltet sind die beiden Präsenzfilter PF_A und PF_B . In Übertragungsrichtung folgen die Lautstärkereglern L_A und L_B , nach ihnen die Richtungsmischer RM_A und RM_B . Hinter dem Knotenpunkt ist der Stereo-Summenverstärker V_S mit dem Summenregler L_S angeschlossen. Ein weiterer Knotenpunkt für die Zusammenführung von Ton und Hall ist vor dem Ausgangs-Impedanzwandler IW angeordnet.

Zur Kontrolle der Aussteuerung beider Kanäle bei Bandaufnahmen dient je ein VU-Meter für den linken und rechten Kanal. Der Ausgangspegel ist ebenfalls mit 0 dB für Vollaussteuerung festgelegt. Ein Zwillingshörer (H_L, H_R) kann über den Wahlschalter S_H in folgende Einstellungen gebracht werden: Kanal A (Mono), Kanäle A und B (Stereo), Kanal B (Mono), Kanal C (Mono/Stereo je nach Schalterstellung von S_C), Summe (Mono/Stereo je

wirken lassen, wenn diese beispielsweise über Kanal A auf die linke, ihr Hall auf die rechte Seite der Stereo-Basis eingeblendet wird. Dazu müssen die Richtungsmischer RM_A und RM_B in die entgegengesetzte Extremstellung gebracht werden.

Die wichtigsten Anwendungsfälle für das beschriebene Mischpultprinzip sind im folgenden zusammengestellt:

Mono-Signale

an den Eingängen A, B und C. Die an den Eingängen A und B liegenden Signale können bei Bedarf getrennt mittels E_A, E_B, PF_A, PF_B entzerrt werden, die Richtungsmischer RM_A, RM_B und RM_B sind in Mittelstellung; getrennte Verhältnisse über P_A und P_B ist möglich. Der Schalter S_C steht dabei in Stellung M (Mono). Das Ausgangssignal (Mono-Mischung) liegt gleichphasig am L- und R-Ausgang.

Mono-Signale an den Eingängen A und B, Stereo-Signal am Eingang C

S_C wird in Stellung S (Stereo) gebracht. Die Signale A und B können mit Hilfe der zugehörigen Richtungsmischer an jede Stelle auf der Stereo-Basis gelegt oder auf ihr bewegt werden; Links-Rechts-Effekte mit den Signalen A und B sowie mit deren Hallanteilen sind für Trickaufnahmen möglich. Ein Anwendungsbeispiel ist die Mischung stereophoner Musik (Eingang C) mit zwei Mono-Stimmen (Eingänge A und B) oder mit Mono-Geräuschen bei Film- und Diavertonung oder bei Hörspielen.

Je ein Stereo-Kanal an den Eingängen A und B, Mono- oder Stereo-Signal am Eingang C. Die Entzerrer E_A und E_B werden in gleiche Einstellung gebracht. RM_A und RM_B befinden sich in entgegengesetzten Extrempositionen. Durch Betätigung dieser Richtungsmischer kann man verschiedene Kombinationen für das Stereo-Signal A + B erreichen:

1. RM_A und RM_B entgegengesetzt extrem (Stereo).
2. RM_A und RM_B werden von den Extremstellungen ausgehend in die Mittelstellung bewegt (Basisverschmälnerung bis zur Mono-Verschmelzung).
3. RM_A und RM_B werden im gleichen Sinn weiterbewegt (Auflösung in Stereo-Darbietung mit vertauschten Seiten).
4. RM_A und RM_B haben gleiche Einstellung (Mono-Verschmelzung, die für jeden Punkt auf der Stereo-Basis erfolgen kann).

Bei allen Betriebsarten werden der Summen- und Hallkanal sowie die VU-Meter nicht umgeschaltet. Die Anlage arbeitet also grundsätzlich zweikanalig, und die Betriebsart ist in erster Linie durch die Einstellung der Richtungsmischer und des Schalters S_C bestimmt. Die Beantwortung der Frage, welche Eingänge mit bestimmten Tonspannungsquellen zu verbinden sind, hängt davon ab, ob es sich

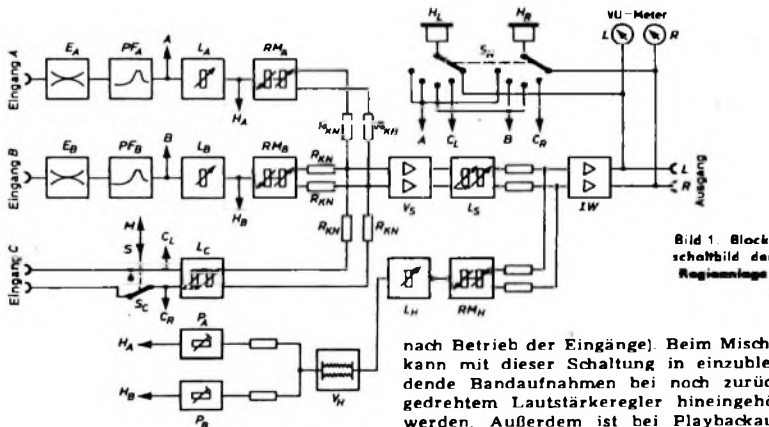


Bild 1. Blockschaltbild der Regieanlage

nach Betrieb der Eingänge). Beim Mischen kann mit dieser Schaltung in einzublendende Bandaufnahmen bei noch zurückgedrehtem Lautstärkereglern hineingehört werden. Außerdem ist bei Playbackaufnahmen ein getrenntes Abhören der einzelnen Kanäle möglich.

Zur Verhallung sind nach den Reglern L_A und L_B Pegelvorregler P_A und P_B angeordnet, mit denen das Hallverhältnis zwischen 0 und 100% einstellbar ist. Deshalb bleibt beim Verstellen der Lautstärkereglern das Hallverhältnis konstant. Sind den Eingängen A und B der linke und rechte Kanal einer Stereo-Darbietung zugeordnet, so sind P_A und P_B auf den gleichen Betrag einzustellen. Im Hallverstärker V_H werden die Hallanteile der Programme gemischt und als Mono-Signal dem Hall-Richtungsmischer RM_H zugeführt. Bei Mono- und normalen Stereo-Mischungen befindet er sich in Mittelstellung und verteilt damit das Hallsignal gleichermaßen auf den rechten und den linken Kanal. Um besondere Effekte zu erreichen, ist es aber auch möglich, den Hall bei Stereo-Mischungen mehr oder weniger stark auf die linke oder rechte Seite der Wiedergabebasis zu verlegen. Man kann auch eine Mono-Aufnahme „räumlicher“

mit verhältnismäßig geringem Aufwand unter Anwendung von Richtungsmischern vielseitige Variationsmöglichkeiten für das praktische Arbeiten mit dieser Anlage erhält. Es gibt eine Fülle von Möglichkeiten für den Aufbau von Regieanlagen. Das im Bild 1 gezeigte Prinzip dürfte in erster Linie kleine Studios und anspruchsvolle Tonbandamateure interessieren, die mit Links-Rechts-Technik arbeiten und Tonmischungen sowie vielfältige Effekte in Mono und Stereo erreichen wollen.

Die Eingänge A, B und C sollen eine Empfindlichkeit von 0 dB (0,775 V) haben; so ist der direkte Anschluß von Mono- und Stereo-Tonquellen in Form von Magnettongeräten oder von Plattenspielern (mit aktiven Schneidkennlinien-Entzerrern) möglich.

Die für Mikrofonaufnahmen benötigten Vorverstärker werden wegen ihres an sich bekannten Aufbaus nicht in die Beschreibung einbezogen. Die den Eingängen A und B zugeordneten Hoch-Tief-Entzerrer E_A und E_B haben auf Grund ihres

um Mono- oder Stereo-Signale handelt und ob sie entzerrt werden sollen.

2. Richtungsmischer

2.1. Aufgabe, Wirkungsweise

Der Richtungsmischer spielt bei der stereophonen Tonaufnahme eine wichtige Rolle, da man damit eine monaurale Schallquelle (Solist, Sprecher) je nach Wunsch an einen beliebigen Punkt auf der Stereo-Basis legen kann. Außerdem können Bewegungseffekte erreicht werden, wenn zum Beispiel ein monaural aufgenommenes Geräusch mit Hilfe des Richtungsmischers längs der Stereo-Basis verschoben wird. Schließlich ergibt die paarweise Anwendung von Richtungsmischern die Möglichkeit der Basisbreitenregelung und kontinuierlichen Seitenumkehr der Rechts-Links-Informationen. Diese Angaben beziehen sich auf die bei Magnetton- und Schallplattenaufzeichnungen sowie bei XY-Mikrofontechnik vorhandenen Links-Rechts-Informationen. Bei stereophonen MS-Signalen muß dagegen ein Summen-Differenz-Umsetzer zwischengeschaltet werden, um die Rechts- und Links-Information getrennt zu erhalten. Die Wirkungsweise des Richtungsmischers beruht auf einer Schaltungsanordnung mit gegenläufigem Verhalten (Bild 2a). Der beispielsweise in eine Stereo-Darbitung einzuschubende Mono-Anteil U_0 wird dem Eingang der Schaltung zugeführt und kann, je nach Einstellung des Tandempotentiometers R_0 , leistungsmäßig beliebig in die beiden Seiteninformationen U_L und U_R aufgeteilt werden. So erscheint in der Stellung $x = 0$ das Mono-Signal U_0 auf der linken, bei $x = a$ auf der rechten Seite der Stereo-Basis. Für $x = a/2$ (Mittelstellung des Potentiometers) scheint der Ton aus der Mitte zu kommen, U_L und U_R sind dann gleich groß.

2.2. Dimensionierung der Schaltung

Bei der Dimensionierung des Richtungsmischers ist darauf zu achten, daß die Summe der den Kanälen zugeführten Leistungsanteile $P_L + P_R$ konstant ist, damit die Lautstärke bei Betätigung des Richtungsmischers unverändert bleibt. Diese Voraussetzung trifft bei Verwendung eines linearen Potentiometers nicht ohne weiteres zu, da die für konstante Leistungs-

summe geltende Beziehung $U_L^2 + U_R^2 = U_0^2$ beziehungsweise $R_L^2 + R_R^2 = R_0^2$ nicht erfüllt ist. R_L und R_R sind die durch die Schleifkontakte abgegriffenen Teilwiderstände der Potentiometer, an denen die Spannungsanteile U_L beziehungsweise U_R abfallen.

Der Verlauf der Widerstands- und damit auch der Spannungskennlinien geht aus den strichpunktlierten Kurven im Bild 2b hervor. Der maximale Leistungsfehler P/P_0 beträgt dann in der Mittelstellung ($x = a/2$) gerade -3 dB. Verläuft die Widerstandskennlinie dagegen nach einer Sinusfunktion, so ergibt sich der geforderte Verlauf, da hierbei die oben angegebene Bedingung für jede Einstellung des Richtungsmischers erfüllt ist (gestrichelt gezeichnete Kurven im Bild 2b).

Um in der Praxis mit handelsüblichen linearen Tandempotentiometern arbeiten zu können, schaltet man zwischen den spannungsführenden Eingang und die Schleifer der Potentiometer je einen Widerstand (R_1 im Bild 2a), dessen Größe so bemessen ist, daß in der Mittelstellung die Forderungen nach gleicher Leistungsverteilung und konstanter Leistungssumme erfüllt sind ($R_R = R_L = R_0/\sqrt{2}$ im Leerlauf). Man erhält dann die in den durchgezogenen Kurven gezeigte Abhängigkeit für den Widerstands- beziehungsweise Spannungsverlauf und für den Leistungsfehler. Die Berechnung der Kurven ergibt für den Korrekturwiderstand R_1 einen optimalen Wert von 35% bezogen auf den Querverwiderstand R_0 der Potentiometer. Der Leistungsfehler bleibt dabei unter $0,35$ dB und kann vernachlässigt werden.

Um Rückwirkungen der Lautstärkeregler L_A , L_B und L_N sowie der Knotenpunktwiderstände R_{KN} (s. Bild 1) auf die Einstellcharakteristik des Richtungsmischers zu vermeiden, sollte der Querverwiderstand der Lautstärkeregler höchstens $1/5$ von dem der Richtungsmischer sein. Die Knotenpunktwiderstände sollen etwa den dreifachen Widerstandswert des Richtungsmischer-Querverwiderstands R_0 haben. In Sonderfällen kann auch ein Impedanzwandler zwischen dem Lautstärkeregler und dem Richtungsmischer angeordnet werden.

Sind die anderen Bausteine des Mischpults mit Röhren bestückt, dann gelten für die Widerstände etwa folgende Werte: $L_A = L_B = 50$ kOhm, $R_0 = 250$ kOhm und $R_{KN} = 680$ kOhm. Bei Transistorbestückung wählt man dagegen $L_A = L_B = 10$ kOhm, $R_0 = 50$ kOhm und $R_{KN} = 150$ kOhm.

Persönliches

K. Michel 40 Jahre bei Varta Pertrix

Direktor Konrad Michel, Geschäftsführer der Varta Pertrix-Union GmbH, feierte am 1. Februar 1965 sein 40jähriges Dienstjubiläum. In diesem zur Quant-Gruppe gehörigen Unternehmen. Am gleichen Tag ist er 10 Jahre Mitglied der Geschäftsführung. Der Jubilar ist gleichzeitig Verwaltungsratsmitglied bei der Pertrix-France S.A., Paris, und Vizepräsident der von ihm mitgegründeten Europole, Bern (Europäischer Verein zur Förderung der Entwicklung und Anwendung von Primärbatterien).

Am 1.2.1925 trat er in die Trackenbatterie-Fabrik Titania in Berlin ein, die 1928 von der Pertrix übernommen wurde. Seine 40jährige Tätigkeit umfaßt alle Sparten des Trackenbatteriegeschäftsweiges. Konrad Michel betätigte sich neben der Betreuung der Inlandsvertriebsorganisation schon sehr frühzeitig mit den Problemen, die der gemeinsame europäische Markt der Varta Pertrix-Union aufwirft.

Neue Geschäftsleitung bei Dual

Nach dem Ableben des Mitinhabers und Geschäftsführers Oskar Steidinger wurde die Geschäftsleitung der Firma Dual Gebrüder Steidinger, St. Georgen/Schwarzwald, neu gebildet. Die Leitung übernahm als langjähriger Geschäftsführer Siegfried Steidinger. Mit zu Geschäftsführern berufen wurden Prukurist Kurt Anton langjähriger Leiter der Einkaufsabteilung und Angehöriger der Inhabertfamilie, und Prukurist Dr. Walter Karrer, dem in den vergangenen Jahren als Direktionsassistent vornehmlich die Koordinierung der technischen und kaufmännischen Sektoren oblag.

Neben der Führung ihrer Bereiche stehen als weitere Mitglieder der Geschäftsleitung Prukurist Martin Maister, langjähriger Leiter der Finanzabteilung, Prukurist Werner Bürk, Verkaufsdiraktor, sowie Ingenieur Heinrich Zimmermann, Leiter der Entwicklungs- und Konstruktionsabteilung der Unternehmensführung beratend und verantwortlich zur Seite.

Ernennungen bei Graetz

Mit Wirkung vom 1. Januar 1965 wurde der Verkaufsleiter der Graetz-Vertriebs-GmbH, Günther Kappesser, zum stellvertretenden Geschäftsführer ernannt. Günther Wielan, Kundendienstleiter bei Graetz, wurde Prukura erteilt. Dadurch erfährt die langjährige verdienstvolle Tätigkeit dieser beiden Herren für das Unternehmen auch eine äußerliche Würdigung.

W. Wild 60 Jahre

Oberingenieur Wilhelm Wild, Direktor der Varta Pertrix-Union GmbH, Eilwangen/Jagst, wurde am 27. Januar 1965 60 Jahre in der Öffentlichkeit ist er unter anderem auch als Leiter der technischen Kommission der Fachgruppe Trackenbatterien im ZVEI und als Vertreter der deutschen Kommission in der Internationalen Elektrotechnischen Kommission hervorgetreten.

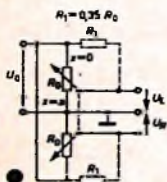
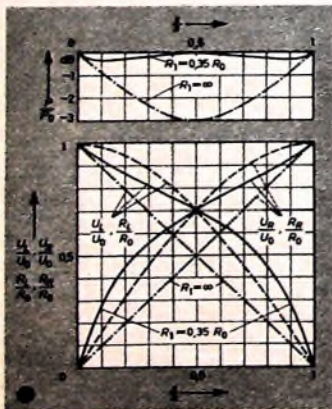


Bild 2 Schaltung des Richtungsmischers (a) und Widerstandskurven als Funktion der Schleiferstellung (b): Widerstandsverlauf ohne Korrekturwiderstand —, Sollkurve — — — und Widerstandsverlauf mit Korrekturwiderstand — — —



INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Februarheft unter anderem folgende Beiträge:

Brennstoffzellen — chemoelektrische Energieumwandler der Zukunft
Ein neues Fernsehmikroskop
Drehzahlstabilisierung kleiner Motoren mittels Kohlesäulen
Neue Gesichtspunkte für die Dimensionierung von Netzgleichrichtlern
Laserverstärker zur Abtastung von Lochstrahlen und -karten mit Silizium-Photoelementen

Schaltungsvorschläge zur Gasflammenüberwachung

Phillips-Industrieforschung in Deutschland

Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

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

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Mikrofone für den Amateurfunk und damit zusammenhängende Probleme

Eine gute Silbenverständlichkeit steht bei Amateurlinksendungen gegenüber einer naturgetreuen Sprachwiedergabe im Vordergrund. In den überbelegten Amateurbändern muß sich nämlich das emplatene Fonesignal vom Störpegel klar abheben. Dabei spielt der Übertragungsbereich und der Verlauf des Frequenzganges des im Sendebetrieb verwendeten Mikrofonos eine entscheidende Rolle. Oft lassen sich zwischen einzelnen Mikrofonen beträchtliche Unterschiede hinsichtlich der Verständlichkeit feststellen. Nachstehend sind die in diesem Zusammenhang auftretenden Probleme näher betrachtet. Dem Funkamateurl wird gezeigt, welche Mikrofone sich für seine Zwecke am besten eignen und worauf es in diesem Zusammenhang auch beim Sender und Empfänger ankommt.

1. Einfluß des Senders und des Empfängers auf die Verständlichkeit

Auf die Verständlichkeit hat zunächst einmal der Übertragungsbereich und der Frequenzgang des Modulationsverstärkers einen Einfluß, der sich bei AM-Sendern verhältnismäßig leicht durch Abhören mit Diodenempfängern nachprüfen läßt. Schwieriger sind jedoch die Probleme beim SSB-Sender, bei dem es vor allem auf die Lage der Trägerfrequenz zum Durchlaßbereich des Filters (Bild 1) ankommt. Liegt die

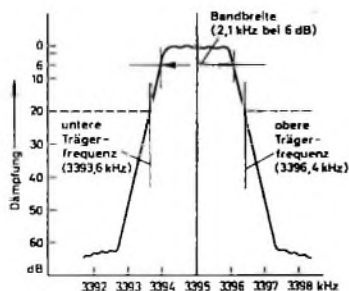


Bild 1. Durchlaßkurve eines Kristallfilters des SSB-Senders „SB 400“ von Heathkit

Trägerfrequenz zu dicht an der Grenze oder gar im Durchlaßbereich des Filters, dann klingt die Sprache bei der Gegenstation dunkler, weil mehr tiefe Frequenzen durchgelassen und gleichzeitig die höheren Frequenzen stärker beschnitten werden. Befindet sich dagegen die Trägerfrequenz etwas weiter vom Rande des Durchlaßbereiches des Filters entfernt, dann erfolgt eine schlechtere Übertragung der niedrigen Tontfrequenzen; die Wiedergabe bei der Gegenstation klingt hell. Die Durchlaßkurve des Filters und des Trägerfrequenzverstärkers muß ferner flach verlaufen, darf also keine nennenswerte Welligkeit oder gar Resonanzspitzen aufweisen.

Auch der Empfänger übt auf die Wiederabgabqualität einen Einfluß aus. Bei einer zu schmalen Bandbreite im ZF-Verstärker (hohe Trennschärfe) hört sich die Sprache bei normalem AM-Empfang dunkel und dumpf – also schlecht verständlich – an. Bei SSB-Empfang muß der Träger (BFO-Signal) im richtigen Abstand dem empfangenen Seitenband zugesetzt werden, weil sonst die Sprache unnatürlich hell oder zu dunkel klingt. Auch die Auslegung des NF-Frequenzganges beim NF-Verstärker sowie die Qualität des verwendeten Lautsprechers sind von großer Wichtigkeit.

Alle diese Probleme werden in der Summe ihrer Wirkungen oft zu wenig beachtet, und meist wird die Schuld für eine nicht zufriedenstellende Verständlichkeit zu Unrecht dem Mikrofon zugeschoben. Daraus

erklärt sich auch, warum man oft widersprechende Rapporte über die Wiedergabe von verschiedenen Gegenstationen erhält.

2. Mikrofone

2.1. Frequenzgang

Die Hersteller von universell verwendbaren Mikrofonen streben einen möglichst glatten Verlauf der Frequenzkurve (ohne Einbrüche und Spitzen) und einen Übertragungsbereich 30 Hz ... 15 000 Hz an, um eine originalgetreue Aufnahme der Darbietung zu erhalten. Je nach Preislage des Mikrofonos und dessen Bauart wird diese Hauptforderung mehr oder weniger gut erreicht. Beim Amateurfunk wird dagegen – wie auch beim kommerziellen Funkverkehr – nur Sprache aufgenommen und übertragen. Es kommt hier in erster Linie auf eine hohe Silbenverständlichkeit an und nicht auf eine naturgetreue Wiedergabe der Sprache. Dabei genügt aber ein Übertragungsbereich von etwa 300 Hz bis maximal 4000 Hz. Vor allem muß immer das „akustische Gleichgewicht“ eingehalten werden, damit die Sprache nicht zu dunkel und somit schwer verständlich ist. Aus diesem Grunde sollen Mikrofone für den Sprechfunk Frequenzen unter 300 Hz nicht mehr übertragen. Ebensov wenig erwünscht ist eine Aufnahme und Übertragung der Zischlaute, die sich bis in den Frequenzbereich von 10 000 Hz erstrecken; bei amplitudenmodulierten Sprechfunksendern würde sonst nämlich eine unnötig große Kanalbandbreite von etwa 20 kHz eingenommen werden. Zwar findet durch die Selektion im ZF-Verstärker eine gewisse Bandbeschnidung statt, doch läßt sich bei mit großer Feldstärke einfallenden Stationen ein „Splättern“ in den Nachbar kanal nicht vermeiden. Bei einer wirksamen NF-Bandbegrenzung auf etwa 3 kHz wird von dem AM-Sender nur eine Kanalbreite von 6 kHz benötigt.

Bei modernen SSB-Sendern findet die Beschnidung der hohen Frequenzen bereits durch das Filter im Sender statt. Je nach dessen Durchlaßkurve werden dann die modulierten Tontfrequenzen nur bis maximal 4000 Hz durchgelassen. Es können also etwa fünf bis sechs SSB-Sender in einer Kanalbreite ungestört nebeneinander arbeiten, die sonst mit etwa 20 kHz bereits ein einziger AM-Sender mit Hi-Fi-Mikrofon und breitbandigem Modulationsverstärker einnimmt. Mit Rücksicht auf die überbelegten Amateurbänder sind daher vor allem bei AM-Sendern Mikrofone mit einem Übertragungsbereich bis nur etwa 4000 Hz zu empfehlen.

In diesem Zusammenhang soll nicht unerwähnt bleiben, daß natürlich der Übertragungsbereich im Modulationsverstärker selbst eingengt werden kann. So lassen sich die tiefen Frequenzen durch stark reduzierte Kapazitätswerte (bis zu 100 pF

herunter) bei einem oder mehreren Koppelkondensatoren zwischen NF-Verstärkerstufen auf einfachste Weise erheblich abschwächen. Die Höhen werden dagegen – nach Art der Tonblende im Radiogerät – durch einen entsprechend gewählten Kondensator (500 ... 2000 pF) zwischen Gitter der NF-Vorröhre und Masse abgeschnitten.

Eine gewisse Abschätzung der NF-Durchlaßkurve des Verstärkers läßt sich bereits durch die überschlägliche Berechnung der Grenzfrequenzen der Koppelglieder und der verwendeten Übertrager erreichen. Die genaue meßtechnische Überprüfung des gesamten Frequenzganges eines Modulationsverstärkers erfordert aber einen variablen Tongenerator und einen NF-Spannungsmesser. Für eine reine „erfahrungsmäßige“ Überprüfung sind dagegen zeitraubende Sendeveruche und Auswertungen von Modulationsrapporten der Gegenstationen notwendig.

Aus den angedeuteten Gründen ist es wesentlich einfacher und zweckmäßiger, für den Amateurfunk statt eines Hi-Fi-Mikrofonos ein gutes Sprachmikrofon zu benutzen, das nur den für die Sprache erforderlichen Übertragungsbereich von etwa 300 Hz bis maximal 4000 Hz aufweist. Entsprechende Ausführungen sind im Handel erhältlich.

Um eine gute Silbenverständlichkeit oder „DX-Modulation“ zu erhalten, kommt es wesentlich auch auf den Verlauf der Frequenzkurve an. Sie soll zwar gerade (ohne ausgesprochene Resonanzspitzen) sein, dabei jedoch von den Tiefen zu den Höhen ansteigen, um so die durchdringende helle DX-Modulation zu bekommen. Dieses Ansteigen des Frequenzganges und das Fehlen der tiefen Frequenzen gleicht im Prinzip den Abfall der hohen Frequenzen, der bei DX-Empfang mit kleinstmöglicher ZF-

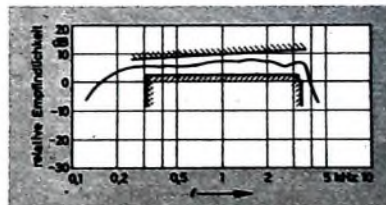


Bild 2. Frequenzgang einer dynamischen Hörkapel

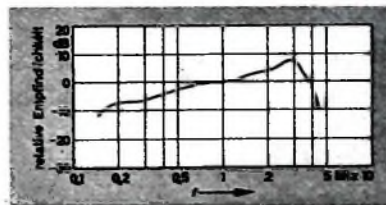


Bild 3. Frequenzgang einer dynamischen Hörkapel bei Verwendung als Mikrofon

Bandbreite zwangsläufig entsteht, wieder aus. Hier kann man sich die Mikrofone und Hörkapseln von Telefonapparaten zum Beispiel nehmen, die gerade einen solchen Frequenzverlauf aufweisen, also unseren Wünschen entsprechen und auf hohe Silbenverständlichkeit „gezüchtet“ sind. Den Frequenzgang einer dynamischen Hörkapsel, wie sie nach den Vorschriften der Deutschen Bundespost von der SEL gefertigt wird, zeigt Bild 2. Bei Benutzung dieser Kapsel als Mikrofon erhält man einen Verlauf nach Bild 3. Die ansteigende Empfindlichkeit beziehungsweise die ansteigende Ausgangsspannung von den Tiefen zu den Höhen ist aus diesen beiden Diagrammen gut ersichtlich. Diese Erkenntnisse haben sich auch die Hersteller von Mikrofonen – vor allem auch des Auslands – zunutze gemacht. Sie liefern Mikrofone für den Sprechfunk, bei denen der Frequenzgang diesen charakteristischen Verlauf hat und nur den engeren Sprachbereich umfaßt. Als typische Beispiele seien

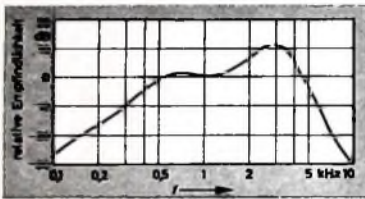


Bild 4. Relativer Frequenzgang des Mikrofons „M 57“ (Beyer)

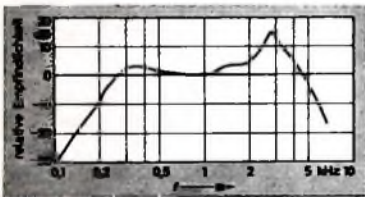


Bild 5. Relativer Frequenzgang des Mikrofons „444“ (Shure)

hier die Frequenzgänge des dynamischen Handmikrofons „M 57“ von Beyer (Bild 4) und des magnetischen Tischmikrofons „444“ von Shure (Bild 5) wiedergegeben.

2.2. Richtcharakteristik

Bei den Mikrofonen spielt die unterschiedliche Aufnahme-fähigkeit für den Schall aus verschiedenen Richtungen für die Verständlichkeit ebenfalls eine Rolle. Mikrofone mit achterförmiger Richtcharakteristik (Bild 6a) finden durchweg nur in



Bild 6. Richtcharakteristiken von Mikrofonen: achterförmig (a), kugelförmig (b), nierenförmig (c)

Studios und für Reportagen Verwendung. Ausführungen mit Kugelcharakteristik (Bild 6b) nehmen den Schall gleichmäßig aus allen Richtungen auf, also auch die von den Wänden reflektierten Schallwellen; das kann je nach den räumlichen

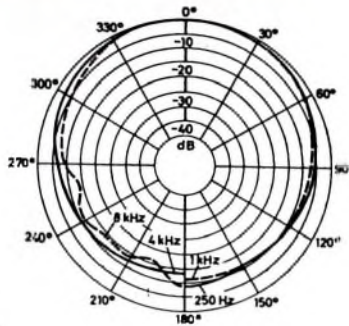


Bild 7. Nierenförmige Richtcharakteristik des Mikrofons „M 23“ (Beyer)

Verhältnissen die Verständlichkeit erheblich beeinträchtigen (Nachhall). Mikrofone mit Kugelcharakteristik sollen in der Heimstation deshalb nur aus unmittelbarer Nähe (5 bis 10 cm Abstand vom Mund zum Mikrofon) besprochen werden, damit der Raumhall nicht mit aufgenommen wird. Wer jedoch gewohnt ist, sein Mikrofon aus etwas größerer Entfernung zu besprechen, der zieht eine Ausführung mit nierenförmiger Richtcharakteristik (Bild 6c) vor. Bild 7 zeigt die nierenförmige Richtcharakteristik des Beyer-Mikrofons „M 23“ für Sprachübertragungen zwischen 250 Hz und 8 kHz.

2.2. Empfindlichkeit und Innenwiderstand
Je größer die vom Mikrofon abgegebene Spannung ist, um so weniger Verstärkung braucht der NF-Verstärker zu liefern. Hier lagen die altbekannten Kohlemikrofone an der Spitze, die aber wegen verschiedener Nachteile im Funkbetrieb nur noch wenig verwendet werden.

Die Empfindlichkeit des Mikrofonen wird im allgemeinen bei einer Frequenz von 1 kHz gemessen, wobei 1 V/μbar dem Bezugspegel 0 dB entspricht. Die entsprechenden Werte sind in den Datenblätter der Mikrofone angegeben. Nach diesen Angaben läßt sich leicht die benötigte Verstärkung berechnen. Als Berechnungsgrundlage können für den Schalldruck in μbar bei Besprechung des Mikrofonen in Umgangslautstärke folgende Zahlen aus der Praxis eingesetzt werden:

| Entfernung [cm] | Schalldruck [μbar] |
|-----------------|--------------------|
| 10 | 7 |
| 5 | 10 |

Beispiel: Das verwendete Mikrofon (200 Ohm Impedanz) hat eine Empfindlichkeit E von $0,2 \text{ mV}/\mu\text{bar}$, der Eingangsübertrager ein Übersetzungsverhältnis \bar{u} von $1:30$.

Die Ausgangsspannung U_A bei Unterhaltungslautstärke und Besprechung des Mikrofonen in 5 cm Abstand (das heißt bei einem Schalldruck $p = 10 \mu\text{bar}$) ist dann

$$U_A = E \cdot \bar{u} \cdot p = 0,2 \cdot 30 \cdot 10 = 60 \text{ mV}$$

(U_A in mV, E in $\text{mV}/\mu\text{bar}$, p in μbar).

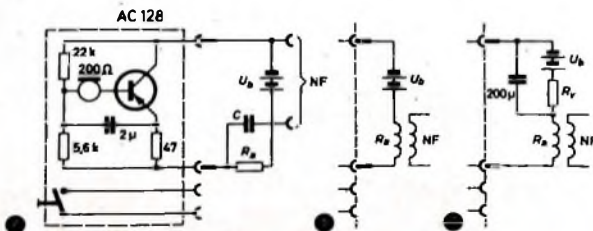


Bild 11. Transistor-Mikrofonverstärker zum Mikrofon „M 57“ (Beyer). Schaltung (a). Übertrageranpassung an den Hauptverstärker (b). Übertrageranpassung mit Einspeisung über Vorwiderstand (c)

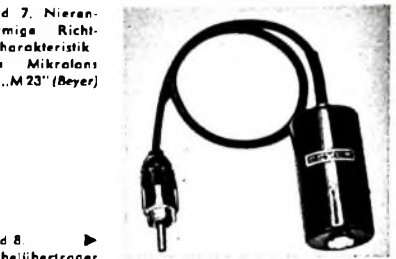


Bild 8. Kabelübertrager



Bild 9. Mikrofonübertrager mit Befestigungsösen zum Einlöten in die Schaltung



Bild 10. Sprechfunk-Mikrofon „M 57 V“ (Beyer) mit im Mikrofongehäuse eingebautem transistorisierten Vorverstärker

Durch nähere und/oder durch lautere Besprechung des Mikrofonen ist also eine größere Ausgangsspannung zu erreichen. Es empfiehlt sich jedoch, bei der Dimensionierung des Modulationsverstärkers eine Reserve einzukalkulieren, damit in den Nachstunden bei leiserer Besprechung noch der gewünschte Aussteuerungsgrad erreicht wird.

Zwischen Innenwiderstand (Impedanz) und Empfindlichkeit besteht ein enger Zusammenhang. Niederohmige Mikrofone sind unempfindlicher und liefern daher eine geringere Ausgangsspannung als hochohmige Ausführungen. Sie bedürfen daher eines Vorverstärkers oder eines Übertragers mit hohem Übersetzungsverhältnis. Man baut daher oft in das Gehäuse einen Übertrager mit ein, so daß das Mikrofon dann wahlweise an niederohmige oder an hochohmige Verstärkereingänge angeschlossen werden kann.

Niederohmige Mikrofone lassen sich auch auf einfache Weise über einen Kabelübertrager (Bild 8) an hochohmige Verstärkereingänge anschließen, sofern man es nicht vorzieht, einen Übertrager im Verstärker einzubauen. Beyer liefert zum Beispiel einen Mikrofonübertrager mit Befesti-

Tab. 1. Betriebswerte für den Transistorverstärker „M 57 V“
(Stromaufnahme aus der Batterie zwischen 6 und 7,5 mA)

| | Batteriespannung | | Außenwiderstand R_a (Ohm) |
|--------------------------|------------------|-------------------|--------------------------------|
| | 0 V ₋ | 12 V ₋ | |
| NF. | 1,7 | | 330 |
| Ausgangsspannung in V | 1,7 | 1,8 | 470 |
| | 1,5 | 2,1 | 680 |
| | | 2,2 | 1200 |
| | | 1,9 | 1600 |

gungs-Lötösen (Bild 9), der sich an geeigneter Stelle im Gerät einlöten läßt.

Es sind aber auch Mikrofone auf dem Markt - wie beispielsweise das Sprechfunk-Mikrofon „M 57 V“ (Bild 10) von Beyer - die einen eingebauten transistorisierten Vorverstärker enthalten. Die maximale Ausgangsspannung bei lauter, naher Besprechung und einer Speisespannung von 6 V sowie einem Außenwiderstand von 330 Ohm ist beim „M 57 V“ etwa 1,7 V. Das Mikrofon ist vor allem für Verstärker bestimmt, die einen zu geringen Verstärkungsfaktor aufweisen oder ursprünglich für die Verwendung von Kohlemikrofonen vorgesehen waren.

2.4. Mikrofon-Vorverstärker

Der Verstärkungsfaktor von Verstärkern ist manchmal für eine Vollaussteuerung mit dem Mikrofonsignal unzureichend. Vor allem wäre oft bei von der Industrie hergestellten Amateur-SSB-Sendern eine etwas größere NF-Verstärkung erwünscht, damit das Mikrofon auch aus etwas größerer Entfernung besprochen werden kann. In solchen Fällen empfiehlt es sich, eine Transistor-Vorverstärkerstufe einzubauen, die sich gegenüber einer Röhrenstufe auch bei beengten Raumverhältnissen noch leicht unterbringen läßt und wesentlich brummfreier arbeitet. Die Schaltung des im Beyer-Mikrofon „M 57 V“ eingebauten Transistorvorverstärkers, der im Prinzip auch für jedes andere niederohmige Mikrofon ebenso gut verwendet werden kann, ist im Bild 11a angegeben. Zur Ankopplung an einen Hauptverstärker mit Transistorbestückung ist ein Kondensator mit einer Kapazität zwischen etwa 2 und 10 μ F und zur Ankopplung an eine Röhrenstufe eine Kapazität zwischen etwa 10 nF und 20 nF zu wählen. Bei Übertragungskopplung (Bild 11b) muß die Eingangswicklung des Übertragers den in Tab. 1 aufgeführten Gleichstromwiderstand R_a aufweisen, andernfalls ist ein entsprechender Vorwiderstand (Bild 11c) anzuschließen und dieser mit einem Kondensator (200 μ F) zu überbrücken. Ein Betriebsstrom von 7 mA sollte auf keinen Fall überschritten werden. Die maximale Eingangsspannung des Verstärkers für verzerrungsfreie Wiedergabe darf 38 mV sein. Das entspricht einem auf ein Mikrofon mit einer Empfindlichkeit von 0,2 mV/ μ bar wirkenden Schalldruck von 190 μ bar \approx etwa 120 dB über Hörschwelle. Die Verstärkung (bei einer Speisespannung von 6 V und einem Außenwiderstand von 330 Ohm) liegt bei etwa 28 dB. Die Speisespannung kann einer Batterie, dem Kathodenwiderstand einer Verstärkeröhre oder aber über einen entsprechenden Vorwiderstand der Anodenspannung (stabilisiert mit einer Zenerdiode) entnommen werden.

Der Schaltungsvorschlag nach Bild 12 für einen Mikrofonvorverstärker mit hoher Spannungsverstärkung, der sich direkt aus der Anodenspannung mit +250 V \pm 10% speisen läßt, stammt von Valvo. Der Ein-

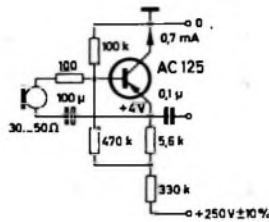


Bild 12. Schaltungsvorschlag von Valvo für einen Mikrofonvorverstärker mit hoher Spannungsverstärkung

gangswiderstand ist 200 Ohm und der Ausgangswiderstand 4 kOhm. Die Spannungsverstärkung bei unbelastetem Ausgang ist 330fach, der Effektivwert der maximalen Ausgangsspannung 1,8 V. (Schluß folgt)

Breitband-Symmetrierglieder für gestreckte Drahtdipole und Yagi-Antennen

Bei den von Amateuren sehr oft verwendeten W3 DZZ-Antennen und auch bei sonstigen Drahtdipolen erfolgt die Einspeisung meistens mit symmetrischer 72-Ohm-Leitung. Wenn dann in der Station zwischen Antennenzuleitung und unsymmetrischen Senderausgang ein Symmetrierglied (auch als „Balun-Transformator“ bezeichnet) mit dem Übersetzungsverhältnis 1:1 geschaltet wird, ist die Antenne ordnungsgemäß angeschlossen. Der kleine Drahtquerschnitt der symmetrischen Leitung erlaubt aber nur die Zuführung von maximal 150 W Sendeleistung. Ein weiterer Nachteil ist, daß bei Verschmutzung, Regen, Eis und Schnee die Dämpfung stark ansteigt.

Vielfach wird jedoch am Speisepunkt eines gestreckten Halbwellendipols direkt ein Koaxialkabel mit 52, 60 oder 70 Ohm Wellenwiderstand angeschlossen. Der Innenleiter liegt dann an der einen Hälfte des Dipols und der Außenmantel (Abschirmung) an der anderen. Da aber beim Koaxialkabel der Außenmantel elektrisch neutral ist, wird nur die Hälfte des mit dem Innenleiter verbundenen Dipols gespeist, und nur diese wirkt dann als Strahler. Die andere Hälfte ist an der Abstrahlung praktisch nicht beteiligt. In ihr können lediglich infolge der Feldverzerrung Induktionsströme auftreten, die über den Außenmantel des Kabels als unerwünschte Mantelströme nach Erde abgeleitet oder auch abgestrahlt werden. Diese Mantelströme sind oft die Ursache für Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs in der Nachbarschaft der Sendaranlage.

Ein Dipol muß stets symmetrisch gespeist werden. Man erreicht dies durch entsprechende Symmetrierschaltungen. Gebräuchlich ist zum Beispiel der $\lambda/4$ -Stub (EMI-Schleife) und die Symmetrierschaltung mit $\lambda/2$ -Umwegleitung (nach Beck)

wobei letztere noch eine Widerstandstransformation im Verhältnis 1:4 bewirkt. Nachteilig ist, daß diese Symmetrierungen nur für eine bestimmte Frequenz bemessen werden können und daher sehr schmalbandig sind.

Für Mehrbereichantennen, zum Beispiel W3 DZZ-Antennen, ist ein möglichst frequenzunabhängiges Symmetrierglied erforderlich. Von der Antennenfirma Hy-Gain, Nebraska, USA, wurde jetzt die Breitband-Symmetrierschleife „BN-48“ für den Frequenzbereich 3...30 MHz (Bild 1) herausgebracht, die für Drahtdipole und W3 DZZ-Antennen bestimmt und für den Anschluß von 52-Ohm-Koaxialkabel ausgelegt ist. Die Dipolhälften werden an die beiden Ösen angeschlossen. Wie Bild 2 zeigt, besteht die Symmetrierschleife aus zwei Koaxialkabelstücken, die symmetrisch zu einer Spule mit 2×3 Wdg. aufgewickelt sind. Die Ströme, die auf dem Außenmantel dieser fest miteinander gekoppelten Kabel fließen, haben wegen des Wickelsinns der Spulen entgegengesetzte Richtungen, so daß sich ihre elektromagnetischen Felder aufheben. Daher tritt auch kein Streufeld auf.

Die Kabellänge der innen liegenden Spule 1 ist etwa 174 cm und die der äußeren Spule 2 rund 205 cm; die Spulen haben einen mittleren Durchmesser von 18,5 cm. Als Kabel findet der Typ „8/U“ Verwendung. Der Anschluß an das Koaxialkabel vom Sender erfolgt mit der genormten „SO-239“-Steckverbindung, über die zum Schutze gegen Regen und Schnee eine Neopren-Kappe gezogen wird. Das Gewicht der Symmetrierschleife ist nur 800 g. Mit der „BN-48“ hat der Amateur jetzt die Möglichkeit, seine Drahtdipol-



Bild 1. Breitband-Symmetrierschleife „BN-48“ von Hy-Gain

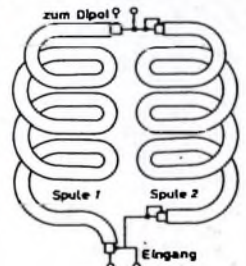


Bild 2. Schaltung der Symmetrierschleife „BN-48“

antennen ordnungsgemäß über 52-Ohm-Koaxialkabel zu speisen und auch an Sender mit Ausgangsleistungen bis 1 kW anzuschließen.

Für Drehrichtrahler sind die Typen „BN-12“ (Frequenzbereich 13...30 MHz) und „BN-24“ (7...15 MHz) bestimmt. Beide Ausführungen haben 52-Ohm-Koaxialeingang und einen symmetrischen 52-Ohm-Ausgang für den Drehrichtrahler. Die Spulen sind hier in einem wettergeschützten Gehäuse von etwa 10 cm Durchmesser untergebracht, das eine Halterung zur Befestigung am Elementträger hat. Das Koaxialkabel wird auch hier wieder mit der Steckverbindung „SO-239“ angeschlossen. Alle genannten Symmetrierglieder sind für Sendeleistungen bis 1 kW dimensioniert. Das Stehwellenverhältnis ist im gesamten Frequenzbereich nicht größer als 1,2:1. K.

Zwei nicht selten auftretende Röhrenfehler sind meistens schon auf dem Bildschirm als solche zu erkennen.

Nach längerer Betriebszeit läßt die Emission der Hochspannungsgleichrichter-Röhre DY 86 merklich nach. Diese Alterung bewirkt ein Größerwerden des Schirmbildes bei Helligkeitszunahme. Dreht man den Helligkeitsregler voll auf, und das Bild wird dabei in seinen Abmessungen größer und dabei wesentlich unschärfer, dann ist die DY 86 auszutauschen. Ofters tritt diese Erscheinung nach einigen Minuten Betriebszeit auf. Bei Einstellung auf einen Leerkanal - es ist dann nur Rauschen im Bild (Schneegeister) - sieht man in der Mitte einen mehr oder weniger großen nach den Schirmrändern heller werdenden dunklen Kreis. Elektrisch ist dieser Fehler auf das Zusammenbrechen der Hochspannung bei stärkerer Belastung des Hochspannungsteiles infolge der größeren Bildhelligkeit zurückzuführen. Das Bild ist ungenügend fokussiert.

Die zweite öfters defekte Röhre in einem Fernsehempfänger ist die Misch- und Oszillatorröhre des VHF-Tuners. Ihr Ausfall äußert sich durch kontrastarmes und verrauschtes Bild, obwohl die Antennenspannung ausreichend ist. Beim Umschalten auf UHF-Empfang ist das Bild in den meisten Fällen wieder normal. Dies gilt selbstverständlich nur, wenn kein UHF-Konverter verwendet wird. Beim Austausch dieser Röhre - meistens PCF 80 oder PCF 82 - sollte eine Röhre desselben Herstellers eingesetzt werden. Anschließend ist zu prüfen, ob sich nicht die Kanalfineinstimmung verschoben hat. Eventuell muß der Kern der jeweiligen Oszillatordspule zweckmäßigerweise jedoch auch die Kerne der nicht belegten Kanäle nachjustiert werden.

Aber auch durch andere Bauteile und Röhren können ähnliche Fehlererscheinungen entstehen. So sollten im ersten Fall auch die Zeilen-Endröhre und die Boosterdiode überprüft werden. Im Tuner kann ebenfalls die Vorstufenröhre gealtert sein oder ein Fehler im Tuner selbst vorliegen. Wie jedoch die Praxis zeigt, tut der Service-Techniker gut daran, wenn er zuerst die anfangs erwähnten beiden Röhren austauscht.

Reparaturen an UHF-Tunern

Immer mehr Werkstätten gehen dazu über, einfache Reparaturen an UHF-Tunern selbst auszuführen. Gegenüber dem Einsenden ins Werk ist der Vorteil klar erkennbar. Der Kunde erhält sein Gerät schneller zurück. In Anlehnung an Nordmende-Ratschläge soll ein Überblick über die häufigsten Fehlermöglichkeiten an UHF-Tunern gegeben werden.

Mechanische Reparaturen

Diese Reparaturen können meistens ohne Öffnen des Tunergehäusedeckels vorgenommen werden. Häufig sind Fehler am Tunerantrieb. Es handelt sich meistens um toten Gang. Vielfach genügt bei Schneckentrieb das Nachspannen der auf das Achslager drückenden Blattfeder oder bei Zahnscheibenbetrieb das Nachspannen der dazugehörigen Feder.

Beschädigte Durchführungskondensatoren kann man meistens auch ohne Öffnen des Deckels ersetzen, ausgenommen die Durchführungskondensatoren der Nachstimmdiode. Für diese Arbeiten eignet sich ein Lötkolben mit etwa 200 bis 300 W Heizleistung. Nach Erwärmen der Lötstelle können die Kondensatoren mit einer Pinzette angehoben und anschließend vorsichtig Drosseln oder Widerstände abgelötet werden. Die neuen Kondensatoren sind sinngemäß in umgekehrter Reihenfolge einzubauen.

Einfache elektrische Arbeiten

Vielfach sind Röhren schadhaft sowie Anoden-Arbeitswiderstände, die durch defekte Röhren ausfallen. Bei fehlerhaften Widerständen liegt unter Umständen ein

An Trenntransformator stets nur ein Gerät anschließen

Bei der Reparatur von Fernsehgeräten kann es zu gefährlichen Unfällen kommen, wenn mehr als ein Gerät an demselben Trenntransformator betrieben wird. Bild 2 (nach Grundig-Unterlagen) zeigt, daß zwischen den beiden Fernsehgeräte-Chassis die volle Netzspannung U_2 liegt, weil sie über einen (an dieser Stelle verbotenen) Doppelstecker vom selben Trenntrafo gespeist werden.

Eine zusätzliche Gefahr ergibt sich bei Verwendung von Meßgeräten, deren Gehäuse über Schukostecker mit dem Nullleiter des Netzes (und daher auch untereinander) verbunden sind. Beim Anschluß der Masseleitungen der Meßgeräte an die Empfängerchassis entsteht ein Kurzschluß.

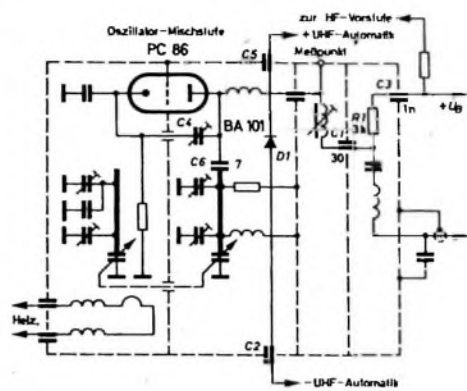


Bild 1. Teilschaltung eines UHF-Tuners mit Nachstimm-diode

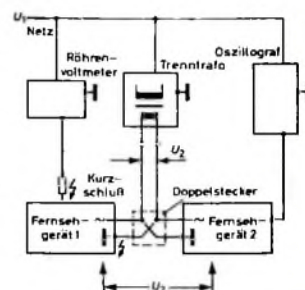


Bild 2. Bei Anschluß von zwei Geräten an den Trenntrafo kann zwischen beiden Geräten die volle Netzspannung liegen

Röhrenfehler vor, der möglicherweise nur unter Betriebsbedingungen durch einen zeitweiligen Kurzschluß entsteht. Bei Röhrenersatz ist immer das gleiche Fabrikat zu verwenden. Röhren eines anderen Herstellers weichen meistens in ihren Kapazitäten, die gerade bei UHF sehr in den Abgleich des Tuners eingehen, voneinander ab.

Bei elektrischen Schäden überwiegen die Fehler in der Oszillatorstufe. Es sollte daher die Oszillatorstufe auf einwandfreie Schwingungen untersucht werden. Der Anodenstrom der Oszillatorröhre liegt etwa zwischen 7 und 15 mA und wird nach Auftreten der Betriebsspannungszuführung an C3 gemessen (Bild 1). Weicht der Strom stark von den Angaben ab, dann können die Kondensatoren C1 oder C4 einen Schluß haben und den Anodenwiderstand R1 überlasten.

Bei allen Reparaturen im UHF-Tunergehäuse müssen unbedingt die gleichen Teile, bei Kondensatoren sogar gleichen Fabrikats, verwendet werden. Außerdem ist darauf zu achten, daß nichts verbogen wird und die neuen Bauelemente die gleiche mechanische Lage haben wie die ursprünglich eingebauten Kondensatoren und Widerstände.

Weitere Fehler, die zum Aussetzen des Oszillators führen können, sind beispielsweise eine defekte Nachstimm-diode D1, ein defekter Kopplungskondensator C6 oder beschädigte Durchführungskondensatoren C2, C5 der Nachstimm-dioden.

Es empfiehlt sich nach der Reparatur, die Durchlaufkurve aus Sicherheitsgründen zu kontrollieren. Etwaige geringfügige Veränderungen sind nach Abgleichanweisung auszugleichen.

„Ersparnisse“ können hier lebensgefährlich sein, und es liegt daher im Interesse jeder Werkstatt, darauf zu achten, daß Trenntransformatoren jeweils für nur ein Reparaturgerät verwendet werden. Man sollte es sich zur Gewohnheit machen, niemals einen Mehrfachstecker in die Ausgangsbuchse des Trenntransformators zu stecken.

Temperaturkompensation bei Siliziumtransistoren

In dem in FUNK-TECHNIK Bd 19 (1964) Nr. 20, S. 731-732 veröffentlichten Aufsatz „Temperaturkompensation bei Siliziumtransistoren“ wurde der Temperaturkoeffizient der Stromverstärkung mit 0,01 %/°C angegeben. Der Wert entstammt einer Veröffentlichung (Bulletin Technique 15, supplément) der Société Européenne des Semiconducteurs, Paris. Eine Überprüfung ergab, daß dieser Wert bei vielen Siliziumtransistoren bei 0,5...1%/°C liegt. Die im Bild 3 des Aufsatzes angegebene Schaltung (Basisvorwiderstand) ist dann der im Bild 2 (Basisspannungsteiler und Emittierwiderstand) nicht mehr in der Temperaturstabilität überlegen. Trotzdem machen die wirtschaftlichen Vorteile der Schaltung mit Basisvorwiderstand auch eine Verwendung in Meßverstärkern vorteilhaft. Wie in FUNK-TECHNIK Bd 19 (1964) Nr. 23, S. 859-862 („Vielfachmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker“) gezeigt wurde, ist die dann notwendige Temperaturkompensation mit Heißleiter viel einfacher auszuführen als die mit großen Verstärkungsverlusten verbundene Methode des Emittierwiderstandes.

Einige Schaltungsbeispiele für die Arbeitspunkteinstellung bei Transistoren

Der Arbeitspunkt eines Transistors ist durch die statischen Werte für die Collectorspannung und den Emitterstrom gegeben. Im allgemeinen kann der Transistor als stromgesteuertes Schaltelement betrachtet werden, das heißt, der im Emitter-Basis-Kreis fließende Strom steuert den Collectorstrom. Die gewählten Spannungs- und Stromwerte sowie die jeweilige Schaltung zur Basisvorspannungsgewinnung hängen sowohl von den Transistordaten als auch von dem jeweils vorliegenden Anwendungsfall ab.

Für eine ganze Reihe von immer wiederkehrenden Schaltmöglichkeiten zur Arbeitspunkteinstellung ohne besondere Basisvorspannungsquelle für Kleinsignalverstärker (Einzelstufen) wie HF- und NF-Stufen, Oszillatoren und dergleichen sind im Schrifttum eine Fülle von Berechnungshinweisen für die erforderlichen Schaltelemente zu finden. Das Schrifttumsverzeichnis [1-10] ist lediglich als orientierender Hinweis zu werten, ohne einen Anspruch auf Vollständigkeit zu erheben. Die in der Literatur angegebenen Formeln zur Berechnung der Schaltungselemente für die gewünschte Basisvorspannung beziehungsweise den Basisstrom unterscheiden sich zum Teil recht erheblich (je nach den verwendeten Parametern) und lassen oft nicht die Voraussetzungen erkennen, unter denen sie gelten; hin und wieder bleibt auch die Frage offen, ob beim Einsetzen von Zahlenwerten in diese Formeln das Vorzeichen zu berücksichtigen ist oder nicht.

Für den Schaltungspraktiker sollen daher für acht verschiedene, in der Praxis häufig vorkommende Schaltmöglichkeiten von Netzwerken zur Einstellung des gewünschten Arbeitspunktes Formeln angegeben werden sowie die Voraussetzungen, unter denen sie gelten. Alle Formeln werden so dargestellt, daß nur die betreffenden Zahlenwerte dem Betrage nach, also ohne Rücksicht auf das Vorzeichen einzusetzen sind. Auf eine Ableitung der Formeln wird verzichtet, das heißt, mit den acht angegebenen Schaltbeispielen soll dem Anwender lediglich eine Formelsammlung für eine rasche Dimensionierung ohne Berücksichtigung von Feinheiten (zum Beispiel Vernachlässigung des Collector-Sperrstroms I_{CB0}) gegeben werden.

Zunächst noch einige grundsätzliche Bemerkungen: Mit der Frage der Auswahl des betreffenden Basisvorspannungsnetzwerkes hängt die Frage der Temperaturstabilität der Transistorstufe eng zusammen. Die Transistorströme werden mit steigender Temperatur höher. Es läßt sich ein sogenannter Stabilisationsfaktor SF angeben [3], der die Güte der gewählten Schaltung hinsichtlich der stabilisierenden Wirkung auf die Transistorströme bei Temperaturschwankungen kennzeichnet. Zu den folgenden Schaltbeispielen wird an einigen Stellen lediglich ein kurzer, stichwortartiger Hinweis bezüglich ihrer stabilisierenden Wirkung gegeben. Auch bei der am besten stabilisierenden Schaltung läßt sich eine gewisse Temperaturdrift nicht völlig vermeiden. Eine vollständige Kompensation innerhalb eines

bestimmten Temperaturbereiches kann man mit Hilfe von NTC-Widerständen erreichen [2, 5, 6, 8, 9, 10], worauf hier jedoch nicht eingegangen wird.

Für die oft angewandte Transistorschaltung mit einem Basisspannungsteiler am Eingang erhebt sich die Frage nach der eindeutigen Festlegung dieses Spannungsteilers [5]. Ist er hochohmig, so werden die Speisespannungsquelle und die steuernde Wechselstromquelle gering belastet. Ferner ändert sich der Basisstrom I_B bei Schwankungen des Baseingangs-widerstandes $R_B = U_B/I_B$ kaum, das heißt ΔU_B ist proportional ΔR_B . Ist der Spannungsteiler niederohmig, so ist praktisch $U_B \approx \text{const}$ und damit ΔI_B proportional ΔR_B .

Ob der Spannungsteiler hoch- oder niederohmig auszuliegen ist, hängt davon ab, ob für den gegebenen Arbeitspunkt, das heißt für einen bestimmten Wert von I_C , der Basisstrom I_B oder die Basisspannung U_B festzulegen ist. Für den Stromverstärkungsfaktor gilt $I_C/I_B = \beta \approx \beta$ (im folgenden ist stets angenommen $\beta \approx \beta$). Dieser Wert ist von der Temperatur einigermaßen unabhängig U_B unterliegt wegen des Einflusses von R_B stärkeren Fertigungsschwankungen [5] und ist zudem stark temperaturabhängig. Aus diesem Grunde hält man besser I_B konstant, das heißt, man wählt einen hochohmigen Spannungsteiler. Die Grenze ist hier durch den Collector-Sperrstrom I_{CB0} gegeben. Dieser Strom ist stark temperaturabhängig. Wird der Spannungsteiler zu hochohmig, dann kann ein hoher Collector-Sperrstrom I_{CB0} das gesamte Teilverhältnis stören.

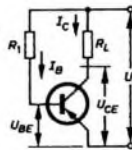


Bild 1 Arbeitspunkteinstellung mit Vorwiderstand

Die im folgenden genannten Formeln gelten für Transistoren des pnp-Typs wie des npn-Typs. Die Spannungsbezeichnungen in den Schaltbildern erhalten daher keine Potentialkennzeichnung.

In der Schaltung nach Bild 1 wird der Basisstrom I_B je nach der Größe von R_1 mehr oder weniger konstantgehalten. Die Schaltung eignet sich daher vorzugsweise für relativ hohe Betriebsspannungen U_0 . Änderungen des Collector-Sperrstroms gehen voll ein. Für die Bemessung von R_1 gilt die Beziehung

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE}}{I_B}$$

Für $U_{BE} \ll U_0$ kann man zur Bestimmung von R_1 die Näherung

$$R_1 \approx \frac{U_0}{I_C} \cdot \beta$$

und, falls außerdem $U_{CE} \ll U_0$ ist, die Näherung

$$R_1 \approx R_L \cdot \beta$$

anwenden. Darin ist β die Kleinsignal-Stromverstärkung des Transistors.

Gleichstromänderungen im Collectorkreis wirkt die Gegenkopplung im Emitterkreis mit R_E entgegen (Bild 2). Sie läßt sich dynamisch (für das Nutzsignal) unwirksam machen, wenn man dem Emitterwider-

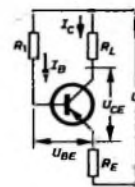


Bild 2 Arbeitspunktstabilisierung mit Gleichstrom-Gegenkopplung über R_E im Emitterkreis

stand R_E einen großen Kondensator parallel schaltet. In der Praxis wählt man

$$R_E \approx \frac{U_0}{10 I_C}$$

und für R_1 gilt

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE} - (I_B + I_C) R_E}{I_B}$$

Wenn $U_{BE} \ll U_0$, $R_E \cdot I_B \ll U_0$ und $\beta \gg 1$ ist, gilt die Näherung

$$R_1 \approx \left(\frac{U_0}{I_C} - R_E \right) \beta;$$

mit $R_E = U_0/10 I_C$ folgt daraus

$$R_1 \approx 0,9 \frac{U_0}{I_C} \cdot \beta,$$

und wenn außerdem auch $U_{CE} + R_E I_C \ll U_0$ ist, dann gilt

$$R_1 \approx 0,9 R_L \beta.$$

Mit der im Bild 3 gezeigten Schaltung kann die Auswirkung der temperaturabhängigen Änderung von I_{CB0} verringert werden. Dazu muß R_2 möglichst klein gewählt werden. Daraus ergibt sich aber eine stärkere Belastung der steuernden Signalquelle. Bei Transformator-Kopplung kann man R_2 ohne Verstärkungsverlust sehr klein halten.

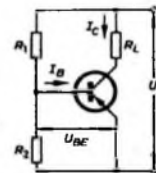


Bild 3 Arbeitspunkteinstellung mit Basisspannungsteiler

In der Praxis wählt man R_2 so, daß der Widerstand ein bestimmtes Vielfaches k des Transistorerogangswiderstandes R_B ist, den man mit rund 1 kOhm annehmen kann

$$R_2 = k R_B \quad (\text{mit } k = 2 \dots 5).$$

Für den oberen Spannungsteilerwiderstand R_1 gilt dann

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE}}{\frac{U_{BE}}{R_2} + I_B}$$

Unter den Voraussetzungen $U_{BE} \ll U_0$ und $R_1 I_B \ll U_0$ gilt die Näherungslösung

$$R_1 \approx \frac{U_0}{U_{BE}} \cdot R_2$$

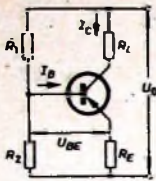


Bild 4. Stabilisierung des Arbeitspunkts mit Basisspannungsteiler und Emittierwiderstand

Wenn außerdem auch $U_{BE} \approx I_B (R_2 + R_B)$ gilt und $R_2 = k R_B$ angenommen ist, kann man für R_1 auch schreiben

$$R_1 \approx \frac{U_0}{I_C} \cdot \beta \cdot \frac{k}{1+k}$$

Die im Bild 4 dargestellte Schaltung vereinigt die Eigenschaften der in den Bildern 2 und 3 gezeigten Anordnungen. Man wählt

$$R_E \approx \frac{U_0}{10 I_C}$$

und

$$R_2 = k R_B \quad (\text{mit } k = 5 \dots 10).$$

Für R_1 gilt die Beziehung

$$R_1 = \frac{R_2 [U_0 - U_{BE} - (I_B + I_C) R_E]}{U_{BE} + (I_B + I_C) R_E + I_B R_1}$$

Auch hier lassen sich wieder Näherungsgleichungen angeben, und zwar erhält man mit $U_{BE} \ll U_0$ und $I_B \ll I_C$ die Lösung

$$R_1 \approx \frac{R_2 (U_0 - I_C R_E)}{U_{BE} + I_C R_E + I_B R_1}$$

Wenn die Bedingungen $U_{BE} \ll U_0$, $\beta \gg 1$ und $R_E = U_0/10 I_C$ erfüllt sind, kann man die Näherung

$$R_1 \approx \frac{9 R_2 U_0}{U_0 + 10 U_{BE} + 10 I_B R_1}$$

anwenden.

Bei den folgenden Schaltungen, die im Prinzip den bereits besprochenen Anordnungen entsprechen, ist der obere Widerstand R_1 des Basisspannungsteilers nicht an die Speisenspannung U_0 , sondern an den Collectorstromänderungen einen gleitenden Basisstrom I_B und damit eine wirksame Gegenregelung temperaturbedingter Collectorstromänderungen Voraussetzung ist, daß der Spannungsabfall am Lastwiderstand R_L größer als $1/2 U_0$ ist. Andernfalls ist eine Regelwirkung praktisch nicht vorhanden. Diese Bedingung führt zu höheren Batteriespannungen U_0 , damit man R_L möglichst hoch wählen kann.

Ohne weitere Maßnahmen tritt bei den folgenden Schaltungen allerdings auch eine Gegenkopplung für das Nutzsignal ein, das die Stufenverstärkung herabsetzt. Wenn das vermieden werden soll, kann man R_1 in zwei Widerstände aufteilen und von ihrem Verbindungspunkt einen entsprechend großen Kondensator nach Masse führen. So wird der Wechselstromanteil vom Basiskreis ferngehalten.

Bei der Schaltung nach Bild 5 gilt

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B}$$

oder

$$\bar{R}_1 = \frac{U_0 - U_{BE} - (I_B + I_C) R_L}{I_B}$$

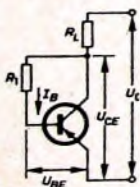


Bild 5. Stabilisierung des Arbeitspunkts mit gleitendem Basisstrom

Für $U_{BE} \ll U_{CE}$ lautet die Näherung

$$R_1 \approx \frac{U_{CE}}{I_C} \cdot \beta,$$

und bei $U_{BE} \ll U_{CE}$, $I_B \ll I_C$ sowie $\beta \gg 1$ kann man mit

$$R_1 \approx \left(\frac{U_0}{I_C} - R_L \right) \cdot \beta$$

rechnen.

Für die im Bild 6 gezeigte Anordnung wählt man wieder $R_E = U_0/10 I_C$ und erhält für R_1

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE} - (I_B + I_C) (R_L + R_E)}{I_B}$$

Für $U_{BE} \ll U_0$ und $\beta \gg 1$ gilt die Näherungslösung

$$R_1 \approx \beta \cdot \left[\frac{U_0}{I_C} - (R_L + R_E) \right],$$

und bei $U_{BE} \ll U_{CE}$ kann man mit

$$R_1 \approx \beta \cdot \frac{U_{CE}}{I_C}$$

rechnen.

Bei der Dimensionierung der im Bild 7 dargestellten Schaltungsanordnung wählt man zunächst $R_2 = k \cdot R_B$, wobei $k = 2 \dots 5$

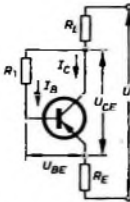


Bild 6. Arbeitspunktstabilisierung mit Emittierwiderstand und gleitendem Basisstrom

ist und der Transistoreingangswiderstand R_B mit 1 kOhm angenommen werden kann. Für den oberen Spannungsteilerwiderstand gilt

$$\bar{R}_1 = \frac{R_1 (U_0 - U_{BE} - I_C \cdot R_L)}{U_{BE} + I_B R_1} - R_L$$

und falls $U_{BE} \ll U_0$

$$\bar{R}_1 \approx \frac{R_2 (U_0 - I_C R_L)}{U_{BE} + I_B R_1} - R_L$$

Mit Hilfe eines anderen Ansatzes (s. a. die Formeln zur Schaltung nach Bild 3) findet man für R_1 die Beziehung

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{\frac{U_{BE}}{R_2} + I_B}$$

Für den Quotienten R_1/R_2 kann man auch schreiben

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_0 - (1 + R_L/R_2) U_{BE} - (I_B + I_C) R_L - I_B R_1}{U_{BE}}$$

Falls R_1 frei gewählt wird und nicht R_2 , muß die Bedingung $R_1 < U_{CE}/I_B$ erfüllt sein, da sich sonst keine physikalisch sinnvolle Lösung für R_2 ergibt (dabei ist $U_{BE} \ll U_0$ vorausgesetzt).

Für $R_L U_{BE}/R_2 \ll U_0$ und $I_B R_1 \ll U_0$ gilt die Näherungslösung

$$R_2 \approx \frac{[U_0 - (I_B + I_C) R_L] R_1}{U_{BE}}$$

Wenn $U_{BE} \approx I_B (R_2 + R_B)$ ist und man $R_2 = k R_B$ wählt, läßt sich der Ausdruck

$$R_1 \approx \frac{U_{CE}}{I_C} \cdot \beta \cdot \frac{k}{1+k}$$

oder (mit $\beta \gg 1$)

$$R_1 \approx \left(\frac{U_0}{I_C} - R_L \right) \cdot \beta \cdot \frac{k}{1+k}$$

anwenden.

Bei der Dimensionierung der im Bild 8 gezeigten Schaltung wählt man $R_E \approx U_0/10 I_C$ und $R_2 = k R_B$ (dabei ist $k = 5 \dots 10$, und für R_B kann wieder 1 kOhm angenommen werden). Für den oberen Spannungsteilerwiderstand R_1 gilt dann die Gleichung

$$R_1 = \frac{R_2 [U_0 - U_{BE} - (I_B + I_C) R_E - I_C R_L]}{U_{BE} - (I_B + I_C) R_E + I_B R_2} - R_L$$

Auch hier kann man unter bestimmten Bedingungen Näherungslösungen angeben, und zwar ist mit $U_{BE} \ll U_0$ sowie $I_B \ll I_C$

$$\bar{R}_1 \approx \frac{R_2 (U_0 - I_C (R_L + R_E))}{U_{BE} + I_C R_E + I_B R_2} - R_L$$

mit $R_E = U_0/10 I_C$ und $\beta \gg 1$

$$\bar{R}_1 \approx \frac{R_2 (9 U_0 - 10 I_C R_L)}{U_0 + 10 U_{BE} + 10 I_B R_2} - R_L$$

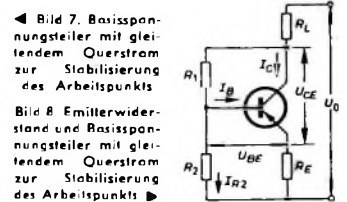


Bild 7. Basisspannungsteiler mit gleitendem Querstrom zur Stabilisierung des Arbeitspunkts

Bild 8. Emittierwiderstand und Basisspannungsteiler mit gleitendem Querstrom zur Stabilisierung des Arbeitspunkts

Bei einem hochohmigen Spannungsteiler mit $I_B \ll I_C$ sowie $R_E \ll R_L$, $I_B \ll I_C$ und $R_1/R_2 \ll 1$ erhält man die recht einfache Näherungslösung

$$R_1 \approx \frac{\beta R_2 (10 U_{CE} - U_0)}{\beta U_0 + 10 I_C R_2} \approx \frac{R_2 (10 U_{CE} - U_0)}{U_0 + 10 I_B R_2}$$

Schrifttum

- [1] Lennartz, H., u. Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik, Abschnitt 24.1. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 23, S. 831, u. Nr. 24, S. 863
- [2] Lennartz, H., u. Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik Berlin-Borsigwalde 1963, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik
- [3] RCA Transistor Manual 1962 Herausgegeben von der RCA Semiconductor and Materials Div.
- [4] Boelke, G. L.: How to stabilize your transistorized equipment. QST Sept. 1960, S. 43-46
- [5] Schlegel, H. R.: Der Transistor. Hannover 1959, Fachbuchverlag S. Schütz
- [6] Der Transistor II (im Frequenzbereich 100 kHz bis 100 MHz); Telefunken-Fachbuch München 1962, Franzis
- [7] Transistortechnik für den Funkamateurler. Neuenhagen b. Berlin 1962, Verlag Sport und Technik
- [8] Der Transistor I (Grundlagen, Kennlinien, Schaltbeispiele); Telefunken-Fachbuch München 1962, Franzis
- [9] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV Berlin-Borsigwalde 1957, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik
- [10] Shea, R. F.: Transistortechnik. Stuttgart 1960, Berliner Union

Verkaufen Sie weltweite Erfahrung!

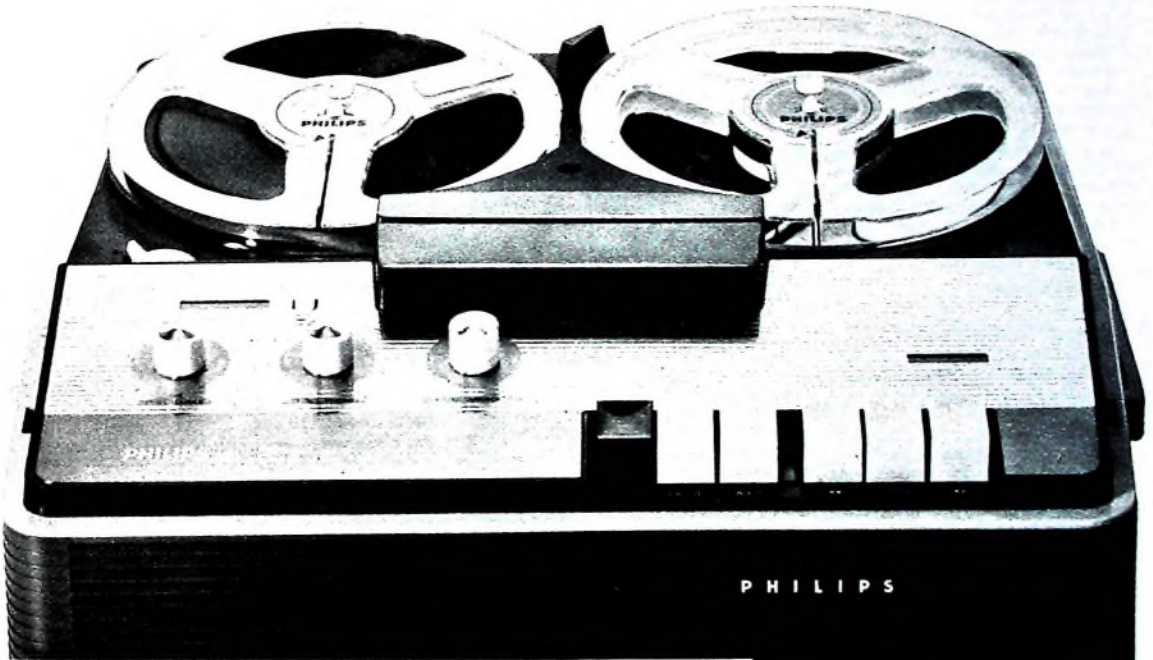
In-aller-Welt ist Philips ein Begriff für Zuverlässigkeit und Qualität. Philips Tonbandgeräte werden in allen freien Ländern der Erde verkauft. Weltweite Erfahrung in der Entwicklung und im Bau von Tonbandgeräten ist das Ergebnis dieser großen internationalen Zusammenarbeit. Weltweite Erfahrung verkaufen Sie mit jedem Philips Tonbandgerät.

Das RK 34 hat sich in den vergangenen Monaten eine führende Position unter den Geräten der „Mittelklasse“ erobert. Seine moderne, ansprechende Form und seine nach

den neuesten Erkenntnissen entwickelte Technik überzeugten in kurzer Zeit viele interessierte Käufer. Immer dann, wenn Ihre Kunden ein vielseitiges, zukunftsicheres Tonbandgerät wünschen, sollten Sie ihnen das neue RK 34 von Philips empfehlen. Nicht zuletzt aufgrund folgender technischer Vorzüge: eingebautes Mischpult für stufenlose Eingangs-Regelung · bandsparende Vierspurtechnik · zwei internationale

Bandgeschwindigkeiten (9,5 und 4,75 cm/sec.) · Mikro-Tonkopf für erweiterten Frequenzbereich · Parallelschaltung · Speziell für die Vertonung von Dias und Schmalfilmen geeignet · 18-cm-Spule · Maximale Spieldauer von 16 Stunden · Mit Zusatzverstärker Aufnahmen in Duoplay- und Multiplay-Technik sowie Wiedergabe von Stereo-Bändern möglich.

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und der Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertretungen und der sonstigen Berechtigten z. B. die Gema, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw. gestattet.



zukunftsicher!



....nimm doch **PHILIPS**



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

International piano festival

Mozart, Sonate B-dur KV 333 (R. Casadesu); Schubert, Impromptu G-dur op. 90,3 (W. Kempff); Schumann, Aufschwung op. 12,2 und In der Nacht op. 12,5 (C. Arrau); Beethoven, Sonate Nr. 14 cis-moll op. 27,2 „Mondschein“-Sonate (W. Backhaus); Chopin, Polonaise Nr. 6 As-dur op. 53 (A. Brailowsky); Liszt, Ungarische Rhapsodie Nr. 6 Des-dur (B. Janis)

Im November 1964 gab die UNO eine Schallplatte heraus, deren Reinertrag den Flüchtlingen in der ganzen Welt zugute kommt. Das Programm für diese Produktion haben Lord Harewood, der künstlerische Leiter der Edinburgher Festspiele, und der Schweizer Dirigent Ansermet zusammengestellt. Zum ersten Male in der Geschichte der Schallplatte hat der Hörer hier Gelegenheit, sechs Pianisten der Weltspitzenklasse auf einer Platte zu hören. Über alle vertraglichen Bindungen an Schallplattenfirmen hinweg haben die Künstler sich hier in den Dienst einer großen humanitären Aufgabe der UNO gestellt.

Der Musikfreund wird mit Interesse die Auffassungen der Interpreten vergleichen, der Hi-Fi-Freund aber sich an der ausgezeichneten Qualität dieser Platte erfreuen, die ihrem musikalischen Inhalt ebenbürtig ist.

UN S 2 (Stereo)

Wien - Am Hote Leopolds I.

Jeanne Deroubaix, Mezzosopran; Concentus Musicus, Wien; Zusammenstellung und künstlerische Leitung N. Harnoncourt

In das Wien Leopolds I., der von 1657 bis 1705 die Geschehnisse Österreichs und eines großen Teils Europas regierte, führt diese Platte aus der Serie „Musik in alten Städten und Residenzen“. Schon lange vor der Zeit der Wiener Klassik war diese Stadt eine musikalische Metropole ersten Ranges. Aus dieser Zeit kulturellen Hochstandes erklingen auf der Platte Werke von Fux, Legrenzi, Biber, Schmelzer und Leopold I. Es sind Werke, die dem Durchschnittshörer vielfach unbekannt sind, aber als Zeugen aus der Hochzeit des Wiener Barocks hier wiedererstehen und ihre besondere Bedeutung dadurch erhalten, daß sie auf Instrumenten der damaligen Zeit oder auf Meisterkopien davon gespielt werden. So lernt man den heute seltsam anmutenden Klang von Instrumenten wie Pardessus de Viole, Tenor und Baß Viola da gamba, Violone und anderen kennen.

Nicht nur der Musikkennner hat Freude an diesen Aufnahmen, die ihm die Schönheiten wenig be-

kannter Barock-Musik vermitteln. Auch der Hi-Fi-Freund wird diese Platte mit Interesse und Genuß abhören, denn sie vermag ihm ein Bild von der Qualität der Wiedergabeanlage zu geben. Die praktisch rauschfreie Platte zeichnet sich nämlich durch weiten Frequenzumfang aus, so daß der an Oberönen und komplizierten Einschwingvorgängen überreiche Ton der alten Instrumente sehr sauber und unverzerrt wiedergegeben werden kann. Die Stereo-Aufnahmetechnik hat die diffizilen Klangbilder gut aufgelöst, vermeidet aber glücklicherweise alle übertriebenen Stereo-Effekte, die die Ausgeglichenheit des relativ kleinen Klangkörpers zerreißen könnten.

Columbia STC 91 115 (Stereo)

Yamada, The Black Ships

Über den Electrola-Auslandsdienst kam diese Platte aus Japan zu uns. Wer bisher japanische Musik nur von Platten mit U-Musik kannte, mochte wohl Zweifel haben, ob eine japanische Oper für westliche Ohren ein Genuß sein könne, ganz abgesehen von der für unsere Ohren oft ungewohnten Harmonik und Melodik. Nichts von alledem bei dieser Oper. Man ist angenehm überrascht und empfindet Musik und Gesang schon nach wenigen Minuten des Einhörens keineswegs mehr als fremdartig und unverständlich. Im Gegenteil, sie geht ins Ohr und fesselt den Zuhörer vom ersten bis zum letzten Takt. Nicht nur vom Gegenstand der Handlung her erinnert sie manchmal an Puccinis „Butterfly“ oder „Turandot“, auch die Behandlung des Orchesterparts läßt ähnliche Assoziationen aufkommen.

Die 1940 in Tokio uraufgeführte Oper versetzt uns in das Japan von vor hundert Jahren. Sie erzählt die Geschichte des ersten amerikanischen Konsuls, der 1856 nach Japan kam, um einen Vertrag zwecks Erschließung des Landes zu schließen, das bisher für Fremde unerreichbar gewesen war. Der Widerstand konservativer Kreise, der Kampf der hart aufeinanderprallenden Meinungen, eine zarte Liebesgeschichte, die physische und seelische Not des Konsuls, der sich von seinem Heimatland verlassen glaubt, da die Schwarzen Schiffe, die ihn in die Heimat zurückholen sollen, nicht kommen: Das sind die Impulse, die die Handlung tragen und vorwärts treiben, bis nach mehr als einem Jahr unfreiwillig langen Aufenthalts die Schiffe endlich im Hafen landen.

Eine ausführliche Erläuterung der Handlung in englischer Sprache enthält das Begleitheft. Den Ablauf

des Geschehens zu verfolgen, wird damit erleichtert.

Der akustische Eindruck von dem Bühnengeschehen ist sehr gut. An vielen Stellen entfaltet das große Orchester die ganze Klangpracht seiner reichhaltigen Besetzung mit Streichern, Holz- und Blechbläsern, Harle, Celesta und Schlagzeug (Pauken, große und kleine Trommel, Tamtam, Triangel und Chan-chiki, ein japanisches Schlaginstrument). Mit dieser Besetzung und den schönen, wahlklingenden Stimmen der Solisten entstehen Szenen voll lyrischer Schönheit, aber auch voller Dramatik. Es ist eine Oper, die bei dem Mangel an guten Repertoire-Opern alle Chancen haben könnte, auch bei uns ein Bühnenerfolg zu werden.

Aufnahmetechnisch liegen beide Platten über dem Durchschnitt. Das offenbar in seiner Zusammenfassung von dem unsrigen abweichende Plattenmaterial ist rauscharm und vermag auch die oft schwierigen Klangbilder sehr sauber zu speichern. Bemerkenswert sind die trockenen Tiefs des großen Schlagzeugs. Die Stereo-phonie verleiht dem Klangbild sehr viel Durchsichtigkeit und vermittelt ein getreues Abbild von den Vorgängen auf der Bühne, so daß man auch eine Vorstellung davon erhält, wie man in Japan inszeniert. Kurzum: eine bemerkenswerte und hörensichere Aufnahme aus dem Musikschaffen des Fernen Ostens.

Toshiba JSC 1002-3 (Stereo)

Strauss, Krämerspiegel op. 66; Ausgewählte Lieder

Dietrich Fischer-Dieskau, Bariton; Jörg Demus, Klavier

Das, was man heute gelegentlich als „Schwarzen Humor“ zu bezeichnen pflegt, ist keineswegs eine Errungenschaft unserer Zeit. Die 1921 im „Krämerspiegel“ zusammengefaßten zwölf Gesänge nach Texten von Alfred Kerr verdienen diese Bezeichnung nicht minder. In ihnen macht Strauss seinem Herzen Luft über das Verhältnis zwischen Komponisten und Verleger und über die Wahrnehmung des Urheberrechts. Mag man auch geneigt sein, diesen Kampf heute als der Vergangenhelt angehörend zu betrachten, so erinnert daran doch nach die Tatsache, daß es selbst im Jahre 1965 noch nicht möglich war, den Text des dritten Liedes („Es liebe einst ein Hase“) auf der Plattentasche abzudrucken. Ein paar wahllos aus den zwölften herausgegriffene Titel lassen den Musikfreund erkennen, auf wen sich die Anspielungen beziehen: „Einst kam der Bock als Bote“, „Drei Mosken sah ich am Himmel stehn“, „Von Händlern wird die Kunst bedroht“

oder „O Schröpferschwarm, o Händlerkreis“. — Die B-Seite bringt acht Lieder, darunter u.a. „Gelunden“ (nach Goethe), „Das Rosenband“ (nach Klopstock) und „Heimkehr“ (nach Schack).

Fischer-Dieskau ist der souveräne Interpret dieser Lieder. Mit Humor und Sinn für die Korikatur singt er den „Krämerspiegel“, für die acht Lieder ist er der berulene Deuter Strauss'scher Liederkunst. Eine technisch einwandfreie Platte, rauschfrei und mit weitem Frequenzumfang. Eine Platte, die anzuhören ein Genuß ist.

Deutsche Grammophon 138 916 SLPM (Stereo)

Dimension 3

Enoch Light and The Light Brigade

Man hat sich allmählich daran gewöhnt, aufmerksam zu werden, wenn Command etwas Neues ankündigt im Laufe der letzten Jahre konnten wir an dieser Stelle wiederholt über Command-Platten berichten, die in der einen oder anderen Richtung bemerkenswert waren und über dem Durchschnitt lagen. Auf diesen Platten wurden zum ersten Male auch ganz bewußt die technischen Möglichkeiten der Stereo-phonie in den Dienst des Arrangements gestellt und damit Effekte erreicht, die weit über das gewohnte Maß hinausgingen. Viele seitdem durchgeführte Hörtests haben gezeigt, daß diese Art von effektvoller U-Musik weite Kreise anspricht.

Auf dieser Platte stellt sich nun eine neue Technik vor: Dimension 3. Wieder einmal mehr sind Enoch Light and The Light Brigade die berulenen Interpreten, die diese neue Technik musikalisch kreieren. Sie ermöglicht es, in der Mitte der Stereo-Basis und ganz scharf lokalisiert, scheinbar eine dritte Schallquelle entstehen zu lassen. Gewiß, es ist bekannt, daß bei gleichen Links- und Rechts-Signalen der bekannte Mitteneindruck entsteht. Nach niemals zuvor aber hat der Rezensent auf einer Stereo-Platte eine so scharf in der Basis lokalisierte Schallquelle gehört. Offenbar hat man hier neue der Öffentlichkeit noch nicht allgemein bekannte Möglichkeiten zur Erreichung dieses Effekts gefunden. Die sechs Titel der A-Seite sind vorzügliche Beispiele zur Demonstration dieser Technik. Die sechs Titel der B-Seite zeigen dann, wie sich diese Technik ohne Überbetonung des „Mitteneffekts“ für Arrangements der verschiedensten Art anwenden läßt. So entstand eine brillant aufgenommene Platte für den Hi-Fi- und den Stereo-Freund, der effektvolle U-Musik liebt.

Command 298 032 (Stereo)

TELEFUNKEN



PCL 200

Eine neue TELEFUNKEN-Röhre
für Video-Endstufen
und getastete Regelung

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten

TELEFUNKEN
AKTIENGESELLSCHAFT
Fachbereich Röhren
Vertrieb 7000 Ulm



U. PRESTIN, Nordmende KG, Bremen

Service an Stereo-Decodern

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 3, S. 104

6. Ausrüstung eines Service-Meßplatzes

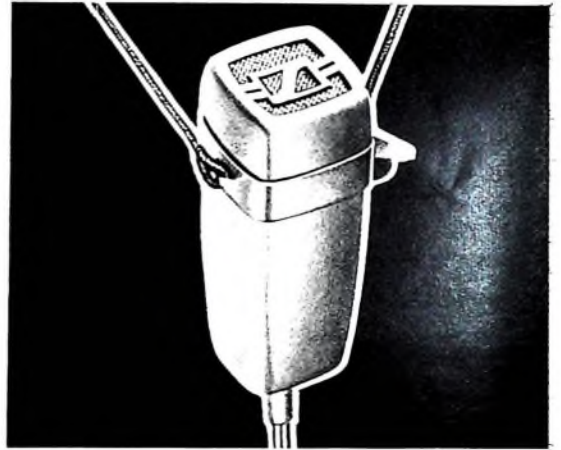
Im letzten Kapitel sollen die über die verschiedenen Abschnitte dieser Beitragsreihe verstreuten Einzelforderungen an die für den Service unerläßlichen Meßgeräte zusammengefaßt werden. Einiges Kopfzerbrechen dürfte dem Leiter mittlerer und großer Werkstätten die Frage bereiten, welcher Arbeitsplatz die zusätzliche Aufgabe des Stereo-Kundendienstes übernehmen soll. Der seit vielen Jahren andauernde Mangel an guten Technikern hat dazu geführt, daß sich die einzelnen Mitarbeiter im Interesse eines großen Gesamtwirkungsgrades spezialisiert haben. Zum Beispiel können die 10 Arbeitskräfte einschließlich Werkstatt-

leiter einer Werkstatt folgendermaßen aufgeteilt sein: Zwei Männer sind im Fernseh-Außendienst tätig. Sie transportieren die nicht sofort in der Wohnung des Kunden instandzusetzenden Geräte in die Werkstatt, wo zwei weitere Mitarbeiter, nämlich ein versierter Meßtechniker und eine angelernte Kraft, die Reparatur der „schwierigen“ Fälle übernehmen. Drei Mitarbeiter sind Spezialisten für Transistorgeräte, Rundfunk-Heimempfänger sowie Tonband- und Phonogeräte, denen zwei angelernte Kräfte für Montagearbeiten zur Seite stehen. Abgesehen davon, daß es wohl kaum eine Werkstatt geben dürfte, deren Kapazität noch Reserven für ein zusätzliches Arbeitsgebiet hat, ergibt sich jetzt die Frage: Wer soll den Stereo-Bereich übernehmen?

Im ersten Augenblick scheint es nahezu liegen, daß die neue Aufgabe dem Spezialisten für Rundfunkempfänger übertragen wird. Dann muß sich dieser Techniker aber meistens sehr umstellen, weil er im allgemeinen nicht mit dem Oszillografen vertraut ist. Aus vielen Abschnitten dieser Beitragsreihe ist aber zu erkennen, daß nur der Oszillograf die Sicherheit bei der Fehlersuche gewährleistet, die für rationelles Arbeiten unerläßlich ist. Außerdem benötigt man den Oszillografen als Sichtgerät für die Abgleicharbeiten.

Obwohl es für die Aufteilung der Arbeitsbereiche innerhalb einer Werkstatt kein allgemeingültiges Schema gibt, wurden die

Das Feuerwerk der guten Laune



wird auch in diesem Jahre wieder zur Faschings- oder Karnevalszeit seinen Höhepunkt erreichen. — Wie kann man aber den Zauber des Frohsinns möglichst vielen Menschen mitteilen, damit auch sie davon erlaßt werden? — Wir raten: durch Übertragung mit Sennheiser Mikrofonen! Ganz besonders bietet sich hierfür das

Lavaller-Mikrophon MD 212

an, das kaum sichtbar - umgehängt - getragen werden kann, so daß es weder den Zuschauer stört, noch den Akteur an einen bestimmten Platz bindet.

Sie meinen, ein Mikrophon, das vor der Brust getragen wird, nimmt keine hohen Frequenzen auf und überträgt zu seinem weiteren Nachteil alle Reibungsgeräusche. — Keine Angst. Darüber haben wir uns schon vorher Gedanken gemacht. Unsere Ingenieure haben alle technischen Erkenntnisse berücksichtigt und Maßnahmen getroffen, um aus einem Umhänge-Mikrophon rundfunkreife Darbietungen zu „zaubern“. Das geschieht z. B. durch eine besondere Entzerrung des Frequenzganges und durch eine ausgeklügelte Aufhängung der hochwertigen dynamischen Kapsel, wodurch Berührungsgeräusche weitgehend gebannt wurden. — Alles in allem: das MD 212 ist ein Umhänge-Mikrophon, das natürlich klingt!

SENNHEISER
electronic
3002 BISSENDORF

organisatorischen Probleme hier trotzdem aus zwei Gründen andeuteut. Einerseits muß ein verantwortungsbewußter Werkstattleiter schon heute das Personalproblem anpacken, auch wenn die Einführung der HF-Stereophonie wegen der zunächst begrenzten Sendezeiten nur langsam erfolgt, und andererseits berührt die Aufteilung der Arbeitsplätze natürlich unmittelbar die Fragen der Meßplatzausrüstung.

Die nachstehenden Hinweise auf bestimmte Eigenschaften der HF-Stereo-Meßgeräte wurden so zusammengestellt, als ob ein getrennter, in sich geschlossener Meßplatz einzurichten wäre. Die Aufstellung ist für jedes Meßgerät in die wichtigen und die nicht unbedingt notwendigen, für den Arbeitsablauf aber sehr nützlichen Eigenschaften aufgliedert. Durch diese Unterteilung in „Wunsch-“ und „Pflichtforderungen“ soll vor allem der Preisvergleich erleichtert werden. Nicht mit aufgeführt sind die üblichen Vielfachinstrumente für Strom-, Spannungs- und Widerstandsmessungen.

6.1. Stereo-Multiplex-Generator mit Trägergenerator und Modulator

Die Beitragsreihe hat hinreichend bewiesen, daß die von den Rundfunkanstalten ausgestrahlten Stereo-Testsendungen für den Service nicht ausreichen. Das wichtigste unter den Stereo-Meßgeräten ist daher der Multiplex-Generator, der das zusammengesetzte (Composite-) Signal mit Summen-, Differenz- und Pilottonanteil erzeugt. Der Multiplex-Generator muß außerdem den Trägergenerator und den Modulator enthalten, wenn kein Meßsender zur Verfügung steht, der mit dem Multiplexsignal moduliert werden kann. Nach Kenntnis des Verfassers sind dafür geeignete Service-Meßsender für den UKW-Bereich zur Zeit aber noch nicht im Lieferprogramm der einschlägigen Industrie enthalten. Die Anforderungen sind sehr hoch, da das Modulationsspektrum von 40 Hz ... 53 kHz reicht. Die bisherigen, für Mono-Modulation entwickelten Meßsender lassen sich meistens nur bis 15 kHz modulieren.

Ein Multiplex-Generator ohne Trägergenerator und Modulator ist für den Service praktisch nutzlos, weil bei jedem Abgleich - angefangen von der einfachen Korrektur der Übersprechdämpfung bis zum Abgleich der Pilot- und Hilfsträgerkreise - die Eigenschaften des HF- und ZF-Verstärkers eingehen. Lediglich während der Fehlersuche kann man vorübergehend das Multiplexsignal direkt mit dem Decodereingang verbinden.

6.1.1. Die wichtigsten Forderungen

a) Modulierbarkeit mit einem getrennt zugeführten, besser aber im Multiplex-Generator selbst erzeugten NF-Signal für je eine Niederfrequenz im mittleren oder oberen Bereich. Zweckmäßig sind die Frequenzen 1 und 5 kHz oder 1 und 8 kHz. Die Eigenmodulation mit noch höheren Einzelfrequenzen kann wegen der

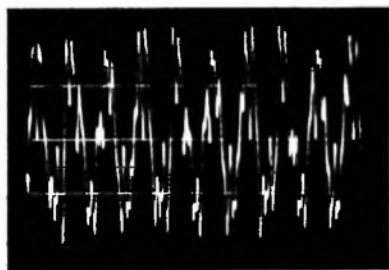


Bild 61. Ein Multiplexsignal-Oszillogramm mit sehr hoher Modulationsfrequenz (hier 12 kHz) läßt sich wegen des geringen Abstandes zwischen Träger- und Modulationsfrequenz nicht eindeutig auswerten.

erschweren Ablesbarkeit (zu geringer Abstand zwischen Träger- und Modulationsfrequenz) nicht ausgenutzt werden. Als Beispiel zeigt Bild 61 ein Multiplexsignal-Oszillogramm mit der Modulationsfrequenz 12 kHz, in dem keine klar erkennbare Umhüllende mehr zu finden ist.

b) In den folgenden Eigenschaften muß der Multiplex-Generator der Norm entsprechen:

Konstanz der Pilotfrequenz $19 \text{ kHz} \pm 2 \text{ Hz}$;

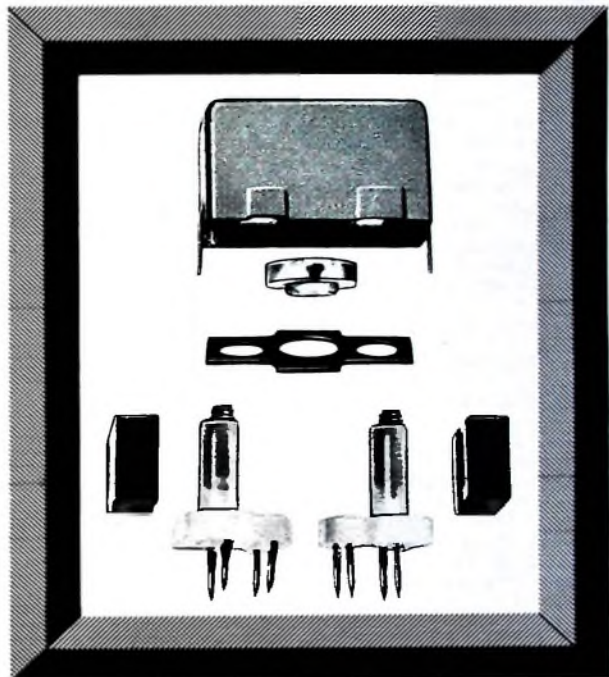
Pegel des Pilotsignals einstellbar oder fest $8 \dots 10 \%$, bezogen auf die zum Erreichen des Gesamthubes von $\pm 75 \text{ kHz}$ notwendige Amplitude des Multiplexsignals;

Unterdrückung des 38-kHz-Hilfsträgers auf eine geringere Amplitude als 1% bei gleichem Bezugswert wie für das Pilotsignal; die ansteigenden Nulldurchgänge der Pilotfrequenz müssen ebenfalls ansteigende Nulldurchgänge des Hilfsträgersignals genau auf der Nulllinie schneiden.

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Bausätze für zweikreisige Bandfilter und Einzelkreise



Für die Verwendung in Fernsehgeräten, Heilmempfängern und Kofferradios liefern wir Bausätze für ZF-Bandfilter und Einzelkreise.

Besondere Merkmale sind:

Kleine Abmessungen (Bandfilter $13 \times 25 \times 15 \text{ mm}$, Einzelkreise $13 \times 13 \times 15 \text{ mm}$), einfache Montage, hohe Spulengüte, großer Einstellbereich der Induktivität und der Kopplung.

Für die verschiedenen Frequenzbereiche stehen Rahmen- und Gewindekerne aus folgenden Ferroxcubesorten zur Verfügung:

| Material | Frequenzbereich |
|----------|-----------------|
| FXC 3B | bis 600 kHz |
| FXC 4B1 | bis 2 MHz |
| FXC 4D1 | bis 12 MHz |

VALVO GMBH



HAMBURG 1

c) Die folgenden Eigenschaften sind nicht unbedingt notwendig, sie erleichtern aber die Service-Arbeiten außerordentlich:

Umpolschalter oder -taste, die ein unmittelbares Umschalten der Modulation vom rechten auf den linken Kanal und umgekehrt ermöglicht, und zwar zweckmäßigerweise ohne Zwischenstellung; getrennter Ausgang für das Pilotsignal mit in weitem Bereich einstellbarer Amplitude zwischen 0 und 0,3 Volt;

Umschaltbarkeit der Modulation auf „Differenzsignal“ ohne Summe;

Umschaltbarkeit der Modulation auf „Summensignal“ ohne Differenz;

Abschaltbarkeit des Pilotträgers unabhängig von der NF-Modulation;

Regelbarkeit des HF-Pegels auf einen unteren Wert von wenigstens 10 μ V, notfalls mit einem Stufenschalter mit den Stellungen 10 μ V, 100 μ V, 1 mV, 10 mV, 100 mV (die Gehäuseabstrahlung darf bei 10 μ V noch nicht stören);

Fremdmodulation mit dem Stereo-Signal eines Tonbandgerätes oder eines Plattenspielers.

Über die unter a) und b) genannten Forderungen braucht nicht diskutiert zu werden; jedes Abweichen von den Normwerten nach b) macht einen Decoderabgleich unmöglich. Ein Verzicht auf eine oder mehrere Eigenschaften unter c) beeinträchtigt dagegen nur die Service-Arbeiten, wie folgende Betrachtung zeigt.

Der Umpolschalter hilft erheblich, Zeit einzusparen, weil man nach dem ersten Suchen ohne weiteres Hinsehen umschalten kann. Bei dem wiederholt erforderlichen Vergleich von Nutz- und Übersprechamplitude kann man sich voll auf das Schirmbild konzentrieren und mit der freien Hand abgleichen. Der Verfasser hat zum Beispiel ein Gerät untersucht, bei dem das Umpolen mit gleicher Modulationsfrequenz nur über eine Zwischenstellung des Schalters möglich war. Diese zunächst unbedeutend scheinende Kleinigkeit hatte aber zur Folge, daß man sich nach dem Umschalten oft unsicher fühlte, ob nur eine Stellung übersprungen wurde oder vielleicht zwei. Das wiederholte Kontrollieren ist aber lästig und zeitraubend.

Mit dem gesondert auskoppelbaren Pilotsignal kann man nicht nur die Pilot- und Hilfsträgerkreise eindeutiger untersuchen, sondern zum Beispiel auch den Oszillografen synchronisieren, wenn man die Hilfsträgerstufen durchmißt. Weitere Anwendungsgebiete sind die Kontrolle automatischer Stereo-Mono-Umschalter und der Stereo-Anzeigevorrichtungen, die durch das Pilotsignal gesteuert werden.

Ebenso nützlich sind die Schalterstellungen „nur Summe“ und „nur Differenz“ zur Überprüfung der Hoch- und Tiefpässe in den Matrix-Decodern, zur Untersuchung des gegenseitigen Einflusses von Summe und Differenz und schließlich für die Überwachung des Modulationsgrades bei der Träger-Rückmodulation, bei der man die Summe gern abschaltet, um bis zum letzten Übertragungsglied des Differenzkanals ohne eventuell störende Summenreste messen zu können.

Die Schalterstellung „nur Summe“ bedeutet bei gleichzeitig abgeschaltetem Pilotsignal, daß der Multiplex-Generator das für den Rauschvergleich wichtige Mono-Signal liefert. Das stufenweise Zuschalten zunächst des Pilot- und später des Differenzsignals gestattet die im Abschnitt 4.5. beschriebenen ausführlichen Rauschuntersuchungen. In diesem Zusammenhang ist die Regelbarkeit des HF-Pegels ebenfalls sehr wichtig. Viele Eigenschaften kann man am besten bei dem kritischen unteren Grenzpegel von 10 μ V beurteilen, zum Beispiel ob die erzeugte Hilfsträgeramplitude noch ausreicht oder die automatische Umschaltung Stereo - Mono sicher arbeitet (die bei 10 μ V noch nicht auf Stereo umgeschaltet haben sollte).

Der Bedeutung nach beurteilt, nimmt die Fremdmodulation unter den Wunscheigenschaften sicher den letzten Platz ein. Trotzdem ist sie eine nützliche Zugabe, vor allem für Demonstrationen und für kritische Hörvergleiche.

62. Oszillograf

Ein guter Universal-Oszillograf erfüllt auch alle beim Service an Stereo-Decodern vorkommenden Aufgaben, so daß sich eine ausführliche Diskussion der Pflicht- und Wunscheigenschaften erübrigt. Im Gegensatz zum Fernseh-Service, bei dem sehr oft nur die Kurvenform betrachtet und weniger häufig die Höhe der Spannung gemessen wird, ist im Stereo-Kundendienst das Ablesen des Pegels sehr wichtig. Bei Neuanschaffungen empfiehlt es sich daher, auf die bequeme und genaue Eichmöglichkeit des Y-Verstärkers sowie auf eine gut ablesbare Rasterscheibe mit möglichst kontinuierlich regelbarer Flutlichtbeleuchtung zu achten.

In getriggerten Oszillografen muß die Triggerung abschaltbar sein, weil im Multiplexsignal mehrere eindeutige Frequenzen mit gleichem Pegelniveau und außerdem noch Phasensprünge enthalten sind. Ein ruhig stehendes Oszillogramm mit Triggerung setzt daher wenigstens ein ganzzahliges Verhältnis zwischen der Modulations- und der Hilfsträgerfrequenz voraus, und das erfordert beim Service eine zusätzliche Einstellbarkeit, die wegen

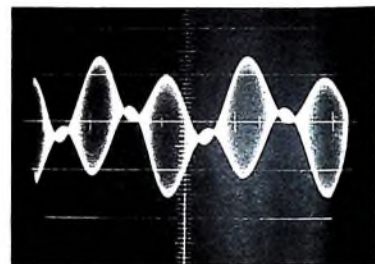


Bild 62. Getriggerte Oszillografen synchronisieren unter Umständen nicht auf das Modulations-signal, sondern auf den Hilfsträger

der Unstabilitäten oft wiederholt werden muß. Bild 62 zeigt als anschauliches Beispiel das (Trigger-) Oszillogramm eines Multiplexsignals, das nicht mehr von der NF synchronisiert ist.

63. Wobbler mit Markengeber

Auch beim Wobbler sind nur wenige Gesichtspunkte zu beachten, weil sich normalerweise die für den Fernseh-Service bestimmten Geräte ohne weiteres für den Stereo-Kundendienst eignen. Die Einstellbarkeit des Hubes auf 200 ... 300 kHz sollte man aber in jedem Fall überprüfen. Dabei kommt es nicht nur auf das Erreichen des für den Fernsehwobbler sehr niedrigen Hubes an, sondern auch auf eine kontinuierliche Regelbarkeit, die besondere Anforderungen an den Widerstandsverlauf des Hubreglers in der Nähe seines linken Anschlages stellt. Das moderne Verfahren der Markenmischung ist auch für den Stereo-Service sehr vorteilhaft, da die Markenhöhe weitgehend unabhängig vom Pegel der Wobbelkurve an der gemessenen Stelle bleibt. Zu den unbedingt notwendigen Einrichtungen gehört der Markenmischer hier jedoch nicht.

64. Meßsender

Als klassisches Reparatur-Meßgerät nimmt der Meßsender in dieser Aufstellung aus gutem Grund den letzten Rang ein. In Fachkreisen bestehen erhebliche Meinungsverschiedenheiten darüber, ob er entbehrlich ist oder nicht. Ein guter Markengeber mit genügender Genauigkeit ersetzt nämlich praktisch den Meßsender, vor allem wenn man bedenkt, daß im Multiplex-Generator normalerweise eine Trägerfrequenz mit Frequenzmodulation zur Verfügung steht.

Nicht entbehrlich werden kann der Meßsender jedoch, wenn der Multiplex-Generator nur die Stereo-Modulation liefert und keinen eingebauten Trägergenerator hat. In diesen Fällen muß der Meßsender aber mit dem vollen Stereo-Übertragungsspektrum moduliert werden können, also von 40 Hz ... 53 kHz.



KEINE UNBEKANNTE GRÖSSE...

Heninger- Ersatzteile: immer von bekannten Herstellern
(wie Roederstein, Rosenthal, Siemens)

Ersatzteile durch **HENINGER**
der Versandweg ... sehr vernünftig!

FUNK TECHNIK

stats griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefle in den praktischen

- **Sammelmappen**
mit Stabelnhängevorrichtung
für die Hefle des laufenden Jahrgangs
oder in den
- **Einbanddecken**
für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Halbleinen mit Titelprägung

Preis der Sammelmappe: 6,— DM zuzüglich Versandkosten

(Berlin: bis 2 Sammelmappen 40 Pf, bis 4 Sammelmappen 80 Pf; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 80 Pf)

Preis der Einbanddecke: 4,80 DM zuzüglich Versandkosten

(Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 6 Einbanddecken 80 Pf; Bundesgebiet: bis 6 Einbanddecken 80 Pf)

- Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 76 64

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167

ISOLIER-SPRAY 72

auf Silikon-Basis für Reparatur und Service



Hochwertiges, zähflüssiges Isolieröl mit einer Durchschlagsfestigkeit von 20 kV/mm, anwendbar bei Temperaturen von -50 bis +200 Grad Celsius

Verhindert Funkenüberschläge an Röhrensockeln und Hochspannungstransformatoren

Unterbindet Kriechströme und beseitigt Corona-Effekte

Hilft bei Feinschlüssen an Spulen und Bandfiltern

Besitzt ausgezeichnete dielektrische Eigenschaften

KONTAKT-CHEMIE-RASTATT

Postfach 52

Telefon 4296

NEHMEN SIE IHRE ZUKUNFT SELBST IN DIE HAND!

Die Zukunft gehört der Technik. EURATELE macht Sie zum begehrten Spezialisten für Radio-Elektronik und Transistor-Technik. Das ist kein mühevoller Weg, denn EURATELE bietet Ihnen mehr als graue Theorie. Mit den Lehrbüchern erhalten Sie Hunderte von Radio- oder Transistor-Teilen. Aus ihnen bauen Sie:



- ein Universal-Meßgerät
- einen Meßsender
- ein Röhrenprüfgerät
- einen Superhet-Empfänger mit 7 Röhren
- einen Transistor-Empfänger
- ein Prüfgerät für Transistoren und Halbleiterdioden
- einen transistorbestückten Signalgenerator

Alle Einzelteile sind im Preis eingeschlossen. Was Sie bauen, gehört Ihnen. Gibt es eine grundrhere Ausbildung und ein interessanteres Hobby? Mehr steht in den kostenlosen Broschüren. Schreiben Sie einfach. Erbitte Informations-Broschüre über Radio-Elektronik (bzw. Transistor-Technik). - Postkarte genug!

EURATELE Radio-Fernlehrinstitut GmbH
5 Köln, Luxemburger Str. 12 Abt. 60

Selten günstige Gelegenheit für KW-Amateure



←HAMMARLUND HQ-50 E←

Alle Amateurbänder. Ein SSB-Sender der Spitzenklasse.

Vorübergerät nur DM 1098,—

Ein KW-Experte äußert sich: „Zusammengefaßt kann man sagen: Der SSB-Sender „HQ-50 E“ ist leistungsfähig. Er hat eine ausgezeichnete Sprachqualität und ist in seiner technischen Konzeption zukunftsicher. Die Ausstattung des SSB-Senders entspricht neuesten Anforderungen. Somit erfüllt das Gerät den Wunschtraum vieler Funkamateure von heute.“



←HAMMARLUND HQ-110 AE←

Ein Spitzengerät für die Bänder 6, 10, 15, 20, 40, 80 u. 160 m
DM 1182,—

Prospekte mit technischen Einzelheiten auf Anfrage

Für KW-Anfänger empfehlen wir die Superhet-Empfänger „Palace“ DM 254,80 und „HA 63“ DM 298,— mit 4 Bändern: 550 kHz - 31 MHz.

RADIO-RIM

8 MÜNCHEN 15, Bayerstr. 25, am Hbf.
Abt. F. 2, Tel. 0811/53 72 21

METALLGEHÄUSE



für Industrie
und Bastler

LEISTWER

PAUL LEISTWER WABERSBURG

WABERSBURG 47784 - 035570 - 4-8



VOLLMER

Magnetbandgerät Typ 200

Stereo-Mono 10r Aufnahme und Wiedergabe, vorgesehen für Hi-Fi Anlagen, also ohne Mikrofonverstärker und ohne Leistungsstufe.

2 VU-Meter mit Umschalter „Band-direkt“ · stufenloser Umspannregler · Pegelregler 10r Aufnahme herausgeführt · Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19,05 cm/sec.

Eberhard Vollmer · 731 Plochingen · Telefon (07153) 7103



Rundfunk- Transformatoren

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender
Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden - Schierstein

Nachwachskräfte für die Konstruktion

In den Konstruktionsabteilungen unserer Autoradio-, Fernsehgeräte- und elektronischen Entwicklung bieten wir aufgeschlossenen und ideenreichen

Konstrukteuren (FEINWERKTECHNIK)

interessante und vielseitige Aufgaben.

Wir erwarten neben abgeschlossener Ingenieur- oder staatlich anerkannter Techniker Ausbildung und mehrjähriger Konstruktionspraxis zielstrebige, selbständige Arbeitsweise und Verständnis für die Erfordernisse der Fertigung.

Erfahrung im Entwurf von Kunststoffteilen ist erwünscht, jedoch nicht Bedingung.

Entsprechende Eignung und Bewährung vorausgesetzt, bieten wir günstige Aufstiegsmöglichkeiten zum

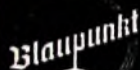
Gruppenleiter

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften erbitten wir an unsere Personalabteilung.

BLAUPUNKT-WERKE GMBH

Personalabteilung

32 HILDESHEIM - Postfach



BLAUPUNKT

Für Schulungsaufgaben im Rahmen unserer Lehrlingsausbildungs-Abteilung suchen wir einen tüchtigen

RUNDFUNK- und FERNSEHTECHNIKER

Einfühlungsvermögen, gutes pädagogisches Geschick und theoretische Fachkenntnisse sind erforderlich.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften erbitten wir an unsere Personalabteilung.



BLAUPUNKT-WERKE GMBH

32 HILDESHEIM Postfach

ELECTRONIC ENGINEERS AND ELECTRONIC TECHNICIANS

to be trained for the maintenance of advanced electronic equipment.

We offer:

- Special Training Course
- Work on Advanced Analogue Computer
- Interesting Work in Countries of Western Europe
- Good Employment Conditions
- Salaries and Benefits in accordance with the Importance of the Position

We require:

- A Sound Knowledge of Electronics
- Practical Experience in this Specialized Field
- Good Command of the English Language
- Team Spirit
- Willingness to work anywhere in Western Europe.

If you have these qualifications and experience, would enjoy challenging work, and feel you are the man we are looking for, please, forward your application giving full details of work history, certificates of past employers, curriculum vitae, photo, salary requirements, and date available under F. L. 8453.

LOEWE OPTA

Fernsehen · Rundfunk · Magn. Bildaufzeichnung · Tonband

Wir suchen

HF-Techniker und Mechaniker

mit abgeschlossener Lehre und genügend Erfahrung für Fertigung, Kundendienst, Fernsehentwicklung, Bildaufzeichnungs- u. Tonbandgeräte-Entwicklung.

Bitte schreiben Sie uns mit einfachem Brief zur Kontaktaufnahme.

Kronach liegt im schönen Frankenwald und bietet Ihnen herrliche Ausflugsziele in die Umgebung. In der Werkkantine können Sie sich ganzläufig verpflegen, und wir beschaffen Ihnen bei Antritt ein möbliertes Zimmer.

LOEWE OPTA G. m. b. H.
Personalabteilung · 8640 Kronach · Industriestr. 11

LOEWE OPTA

akkord

Gute Ideen und logisches Denken sind die Voraussetzungen für die Lösung vieler Probleme!

Das Haus AKKORD ist seit über 15 Jahren maßgeblich an der Entwicklung und Fertigung von Koffer- und kombinierten Auto-Kaffereplängern beteiligt. Akkord-Geräte zählen zu den führenden Erzeugnissen der Rundfunkbranche.

Für unser modernes Werk in Landau (Pfalz) suchen wir qualifizierten

Entwicklungs-Ingenieur

zur selbständigen Bearbeitung und Lösung interessanter Entwicklungsaufgaben sowie belästigten

Konstrukteur

der über Ideenreichtum, konstruktives Geschick und solide Fachkenntnisse verfügt.

Diese selbständigen und entwicklungsfähigen Positionen bieten beste Möglichkeiten für die Entfaltung Ihrer Fähigkeiten und Ihr berufliches Fortkommen. Initiative und Leistung sichern Ihnen einen gut dotierten Dauerarbeitsplatz in modern ausgestatteten Laborräumen.

Bewerben Sie sich bitte unter Beifügung der üblichen Unterlagen, lassen Sie uns auch Ihre Gehalts- und Wohnungswünsche wissen. Innerhalb kurzer Zeit sind Sie im Besitz unserer Antwort.



Akkord-Radio GmbH, Personalabteilung
6742 Herxheim/Pfalz

Deutschlands erste Spezialfabrik für Kafferradio

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden und Relais, kl. u. große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/7

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

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art, Berlin 31, Fehrbelliner Pl. 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1-84 509

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

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



KATHREIN

KATHREIN Antennen

sucht zum baldigen Eintritt

Rundfunk- und Fernseh-Techniker Elektro-Mechaniker / HF

für die Mitarbeit

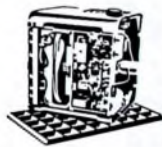
bei der Abstimmung von Großanlagen, der Betreuung von Prüf- und Meßplätzen im Entwicklungs-Labor usw. Gute Fachausbildung und Erfahrung sind erforderlich. Geboten werden leistungsgerechte Bezahlung und alle Vorteile eines modernen Mittelbetriebes.

Bitte richten Sie zunächst Ihre Kurzbewerbung an die Personal-Abteilung.

Anton Kathrein, Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate, 82 Rosenheim, Luitpoldstraße 18, Telefon 08031/38 41

Vollgummi-
Gittermatten ab . . . DM 19,25

NEU: Modell III
700 x 450 mm DM 24,-



Willy Kronhagel KG
318 Wolfsburg, Postfach 247

BEIT

KLEIN-OSZILLOGRAF „miniszil“ DM 199,80

Kompletter Bausatz einschließlich Röhren und Bauanleitung

Ausführliche Baupläne auch einzeln erhältlich
Schulgebühr DM 3,- zuzüglich Versandkosten

Alleinvertreiber:

BLUM-ELEKTRONIK 8907 Thonhausen, Telefon 494



Verkäufe

1 Leistungsverstärker 240 W zu verkaufen, 750,- DM. Angebote erbeten unter F. K. 8452

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin, Barsigwalde, Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167, Tel.: (03 11) 49 23 31, Telegramme: Funktechnik Berlin, Fernschreiber: 01 81 632 fachverlage bin, Chefredakteur: Wilhelm Rath, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radtke, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigenredaktion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin, Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin, Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postcheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79 302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal, Preis je Heft 2,80 DM, Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



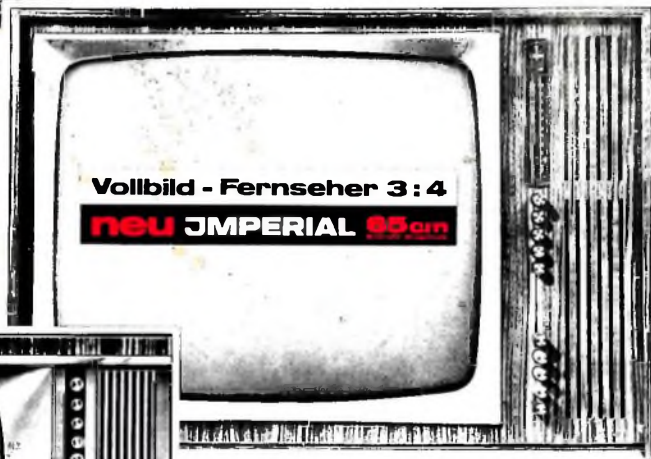
**Vollbild-Fernseher 3:4
bieten echte Vorteile**

Kuba
JMPERIAL



Vollbild-Fernseher „Toronto“
65 cm Bildrohr-Diagonale

Vollbild-Fernseher „Tokio“
65 cm Bildrohr-Diagonale



Vollbild-Fernseher „Ottawa“
65 cm Bildrohr-Diagonale

mehr Bildinhalt

wenn Fernsehen . . . dann

Kuba
JMPERIAL