

2. APRILHEFT

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

8

1960

mit FT-Sammlung

2. APRILHEFT 1960

Professorenkonferenz in Ulm

Zu einem Erfahrungsaustausch über den Stand ihrer Forschungs- und Entwicklungstätigkeit auf den Arbeitsgebieten der Telefunken GmbH trafen sich am 14. und 15. März in Ulm Forscher und wissenschaftliche Mitarbeiter des Unternehmens mit deutschen Universitätsprofessoren. Von 11 Hochschulen und Instituten waren 14 Professoren, die in besonders enger Verbindung zu Telefunken stehen, als Gäste erschienen.

Stereophonische Experimentalsendung am 18. April 1960

Eine weitere stereophonische Experimentalsendung wird der SFB am Ostermontag (18. April ab 18.50 Uhr) über seine beiden UKW-Sender ausstrahlen. Sie wird technisch in gleicher Weise wie die früheren Experimentalsendungen durchgeführt.

Fernsehsendungen zur Deutschen Industrie-Messe

Der Norddeutsche Rundfunk wird während der Deutschen Industrie-Messe 1960 in Hannover vom 24. April bis 3. Mai zwei verschiedene Fernseh-Messeprogramme ausstrahlen. Die Rundfunkindustrie erhält dadurch die Möglichkeit, während der Messe ihre für den Empfang von zwei Programmen eingerichteten Fernsehgeräte vorzuführen. Diese Fernseh-Messeprogramme werden täglich von 10.00 Uhr bis zum Beginn der Nachmittagsendungen des Deutschen Fernsehens andauern. Das 1. Fernseh-Messeprogramm wird über den Sender Hannover (Kanal 8) zu empfangen sein; das 2. Fernseh-Messeprogramm wird über den Harz-Sender Torfhaus (Kanal 10) ausgestrahlt. Gleichzeitig wird dieses 2. Fernseh-Messeprogramm im Band IV ausgestrahlt, und zwar über einen Probesender der Bundespost in Hannover. Neben einem Messestudio in Hannover-Laatzten werden für die Erarbeitung der beiden Messeprogramme drei Übertragungswagen und 12 Fernsehcameras eingesetzt.

Tagung „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“

Wegen des großen Interesses, das die am 17. und 18. März 1960 abgehaltene Tagung (siehe Heft 4/1960, S. 98) gefunden hat, wird sie am 24. und 25. Mai 1960 in Mannheim in der Aula der Staatlichen Wirtschaftshochschule (im Schloß) wiederholt. Programm und nähere Einzelheiten sind zu erhalten bei: VDE/VDI-Fachgruppe „Elektrisches und wärmetechnisches Messen“, Düsseldorf, Prinz-Georg-Straße 71-73.

IARU-Kongreß

Der diesjährige Kongreß der Region I der IARU (Internationale Amateur Radio Union) findet vom 12.-17. 8. 1960 in Folkstone (Großbritannien) statt. Er wird von der RSGB (Radio Society of Great Bri-

tain) organisiert. Das letzte Mal tagte die Region I mit ihrem 4. Kongreß, der vom DARC betreut wurde, im Juni 1958 in Bad Godesberg (s. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 17, S. 501-502).

Günstiger Mitgliederstand des DARC

Als größter Distrikt des DARC im Bundesgebiet gilt der Distrikt Bayern-Süd. Er wird von U. Gradmann, DL1PL, geführt und konnte kürzlich das tausendste Mitglied begrüßen.

Nächste DARC-Distrikt-Veranstaltungen

15. 5. 60 Treffen des Distriktes Schleswig-Holstein in Flensburg
15. 5. 60 Mobil-Wettbewerb des Distriktes Westfalen-Nord.

Wega-Fabrikneubau

Kürzlich konnte ein zweigeschossiger Fabrikneubau der Firma Wega-Radio GmbH in Fellbach mit etwa 7000 m² seiner Bestimmung übergeben werden. Die bisher im Stuttgarter Betrieb befindliche Fernsehfertigung ist nunmehr auch nach Fellbach verlegt worden.

Programm-Umachtung im Fernsehen

Seit einiger Zeit werden die Programme im Fernsehen nicht mehr im Video-Band, sondern in der 70-MHz-Ebene umgeschaltet. Hierzu wurde von der Standard Elektrik Lorenz AG ein schneller Koaxialschalter entwickelt, der den für derartige Schaltaufgaben hergestellten hermetisch abgeschlossenen Kontakt „Herkon“ verwendet. Dieser Schalter, der mit einer Umschaltzeit von 1...2 ms arbeitet, wird direkt in das koaxiale Leitungssystem eingebaut und erspart die vorher bei der Umschaltung im Video-Band üblichen De- und Neumodulationen.

Diamant-Nadeln billiger

Wie Dual mitteilt, sind ab 1. März 1960 die Preise für Diamant-Nadeln gesenkt worden (24,- bis 25,50 D-M). Die Verwendung von Diamant-Nadeln in Platten-Abspielgeräten ist besonders für Stereo-Schallplatten zu empfehlen. Nach neueren Untersuchungen beträgt die Lebensdauer von Abtastnadeln bei etwa 6 g Auflagekraft eines Stereo-Tonabnehmers ungefähr nur ein Drittel der Zeit, die für das Abspielen von monauralen Schallplatten angegeben wurde.

Breitbandpentode E 282 F

Diese neue stellige Mehrzweck-Breitbandpentode von Siemens ist besonders geeignet für verzerrungsarme Endstufen von Video-Verstärkern industrieller Fernsehanlagen und Antennenverstärkern bis etwa 250 MHz sowie für Katodenverstärker. Die Röhre zeichnet sich aus durch lange Lebensdauer, hohe Zuverlässigkeit, enge Toleranzen, hohe Stoß- und Erschütterungs-

festigkeit und zwischen-schichtfreie Spezialkatode. Einige vorläufige Kenndaten: $U_1 = 6,3 \text{ V}$, $I_1 = 315 \text{ mA}$, $C_e = 9,3 \text{ pF}$, $C_a = 2,6 \text{ pF}$, $C_{ag1} \leq 40 \text{ mpF}$; bei $U_{ba} = 125 \text{ V}$ sind $U_{gs} = 0 \text{ V}$, $U_{bgr} = 125 \text{ V}$, $+U_{bgl} = 12 \text{ V}$, $R_k = 300 \text{ Ohm}$, $I_a = 35 \text{ mA}$, $I_{g3} = 11 \text{ mA}$, $S = 28 \text{ mA/V}$, $\mu_{g3} \approx 27$.

Personliches

Ernst Sachs 70 Jahre

Am 28. 3. 1960 wurde Ernst Sachs, Gründer und Seniorchef der Firma Ernst Sachs, Erste Spezialfabrik elektrischer Lötkolben und Lötbadier KG, Berlin und Wertheim/M., 70 Jahre. 1921 machte er sich in Berlin selbstständig. Nach Kriegsende fing Ernst Sachs in Wertheim am Main wieder völlig von vorn an. Auch der Berliner Betrieb nahm in dieser Zeit seine Fertigung wieder auf. Heute hat die Firma Ernst Sachs wieder 14 Inlands- und mehr als 50 feste Auslandsvertretungen. Der Exportanteil ist bedeutend. Eine wertvolle Unterstützung erhielt Herr Sachs, als sein Sohn, Dipl.-Ing. Ernst Sachs jr., 1953 in die Firma eintrat. Ernst Sachs kann an seinem 70. Geburtstag bei voller Gesundheit auf ein arbeits- und erfolgreiches Leben zurückblicken. Als Motor des Unternehmens ist er noch immer voll tätig und widmet sich besonders der weiteren Vervollkommnung und Weiterentwicklung der ERSA-Erzeugnisse. Aus kleinsten Anfängen heraus hat er sein Unternehmen durch gründliche Spezialkenntnisse und Geschick zur heutigen Bedeutung entwickelt.

W. Thumm 50 Jahre

Am 11. April wurde Wilhelm Thumm, Prokurist und Betriebsleiter der Firma Metz, 50 Jahre alt. Thumm, ein gebürtiger Nürnberger, war 15 Jahre bei NSF tätig, bevor ihn im Jahre 1939 P. Metz in seinen Betrieb verpflichtete. Durch seine unermüdete Schaffensfreude, seine Fähigkeit, technische Neukonstruktionen auf ihre Verkaufsaussichten zu beurteilen, und seine vorbildliche Art, zusammen mit den Betriebsangehörigen immer neue Rationalisierungsmaßnahmen in der Fertigung durchzuführen, errang er sich schnell die Anerkennung und Mitarbeit.

18 Jahre Hell Radio

Die Gerätebau-Hempel KG (Hell Radio) bestand am 1. 4. 1960 18 Jahre. Bodo Hempel gründete die Firma in Limbach-Oberfrohna mit acht Mitarbeitern und nahm die Fertigung von Rundfunkempfängern auf. Heute stellen in dem Werk, das jetzt mit staatlicher Beteiligung arbeitet, über 75 Mitarbeiter Mittelklassen-Super und einen Stereo-Zusatzverstärker (s. Heft 6/1960, S. 179-186) her.

FT-Kurznachrichten 236
Die Distriktsarbeit im DARC 239
Kernreaktoren - Kraftmaschinen der Atomzeit 240
Der S-Transistor und seine Anwendung .. 243
Einkanal-, Dreikanal- und Breitband-Antennen in Theorie und Praxis 245
Mikro-Quecksilber-Relais 248
FT-SAMMLUNG
Schaltungstechnik
Transistor-Schaltungstechnik (40) 249
Mathematik
Einführung in die Matrizenrechnung (4) 251
Für den KW-Amateur
Einseitenband-Steuersender 253
Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche - Weiterentwicklung .. 257
Transistorisierte Lichtschranke 259
Aus dem Ausland 260
Technik der Funkfernsteuerung (10) 261
FT-Zeitschriftendienst
Kapazitiver Annäherungsschalter 263
Service-Technik 264

Unser Titelbild: Mit einem Amateurfunk-Peilgerät auf „Fuchsjagd“

Aufnahme: R. Spengler, atlantic-Foto

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Neubauer, Rehberg, Schmidke, Schmah) nach Angaben der Verfasser. Seiten 237, 238, 265 und 266 ohne redaktionellen Teil

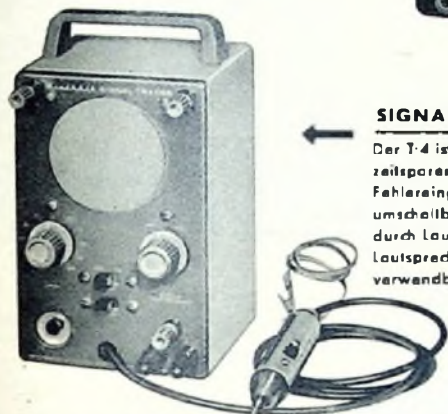
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167, Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählerrunddienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: Ot 84352 Fachverlage bin. Chefredaktion: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicks, Berlin-Hasselhorst; Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckkonto Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf abgerechnet. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz: Druckhaus Tempelhof, Berlin; Druck: Elsnerdruck, Berlin SW 68.



PRAKTISCHE *Heuthkit* KLEINGERÄTE
FÜR SCHNELLEREN
RADIO UND FS-SERVICE

RÖHRENVOLTMETER V-7A

30 Meßbereiche
0...1,5/5/15/50/150/500/1500 V_{eff}
0...1,5/5/15/50/150/500/1500 V_{max}
0...4/14/40/140/400/1400/4000 V_{SS}
 $\Omega \times 1/10/100/1000/10\text{ k}/100\text{ k}/1\text{ M}\Omega$
Frequenzgang: 42 Hz...7 MHz
Eingangswiderstand bei $\rightarrow 11\text{ M}\Omega$



SIGNALVERFOLGER T-4

Der T-4 ist die Voraussetzung zur zeitsparenden, schnellen Fehlereingrenzung. Auf HF und NF umschaltbarer Tastkopf, Anzeige durch Lautsprecher und mag. Auge, Lautsprecher auch getrennt verwendbar.



KAPAZITÄTSPRÜFER CT-1

Der CT-1 prüft Kondensatoren auf Schluß, Unterbrechung und Wechselkontakt, ohne daß ein einseitiges Abtrennen des untersuchten Bauteils nötig ist. Parallel liegende Widerstände (über 10/30 Ω) sind ohne Einfluß auf das Prüfergebnis.



TESTOSZILLATOR TO-1

Prüfsender mit 5 ständig benötigten Festfrequenzen, Einsatz von 2 Zusatzquarzen ist möglich, Frequenzwahl durch Drehschalter. 262/455/465/600/1400 kHz, mit oder ohne Modulation 400 Hz (30 %). Max. 10 V NF / max. 100 mV HF getrennt regelbar zu entnehmen.

Alle Geräte für

220 V/50 Hz

DAYSTROM
G · M · B · H

FRANKFURT / MAIN · FRIEDENSSTRASSE 10 · TEL 21522, 25122

• Maximale Leistung bei minimalem Platzbedarf

- Betrieb mit nur einer Batterie
- Keine Mehrfach-Anschlüsse
- Absolut sicherer Kontakt
- Grösstmögliche Leistung des Geräts



• Spezialbatterie für Transistoren

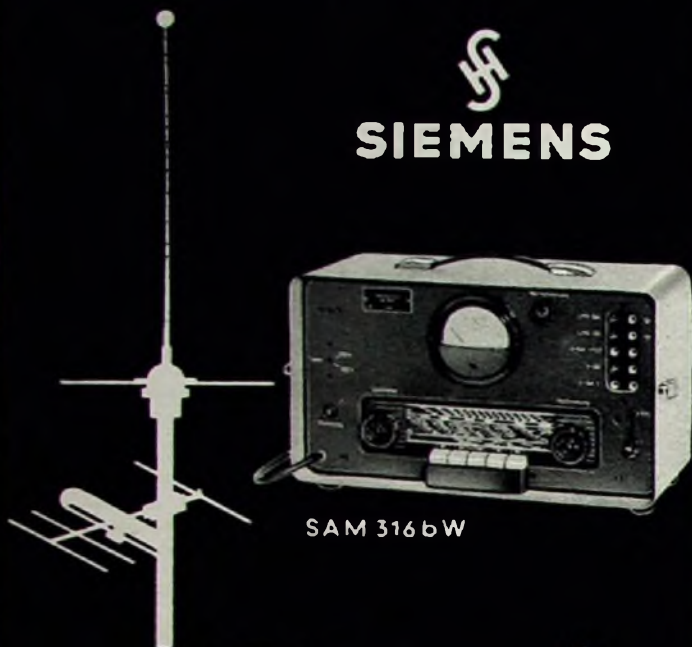
- Bewahrte Zuverlässigkeit
- Praktisch für den Verbraucher
- Grössere Lebensdauer bei niedrigeren Kosten
- Überall in der Welt erhältlich

Die logische Wahl ist **BEREC** POWER PACK BATTERIEN FÜR TRANSISTORGERÄTE

Überall in der Welt erhältlich

Verlangen Sie technische Einzelheiten und Angebote von BERIC International Ltd. (Technical Service) Hercules Place, Holloway, LONDON, N.7, England


SIEMENS



SAM 316 b W



SAM 317 c W



SAM 370

Ant 38

Antennen-Prüfgeräte

die universellen Hilfsmittel für den Antennenbau

Bei der Projektierung

geben vorbereitende HF-Messungen Aufschluß über den erforderlichen Antennenaufwand und über den günstigsten Aufstellungsort.

Bei der Fehlersuche und Prüfung

lassen sich übersteuernde Sender feststellen, Sperrkreise abgleichen, das Nutz-Rausch-Spannungsverhältnis bestimmen und Verstärker einpegeln.

Bei der Abnahme

können die vorgeschriebenen Mindestwerte überprüft werden.

Unsere ausführliche Druckschrift über Rundfunk-Antennenprüfgerät SAM 316 b W, Fernseh-Antennenprüfgerät SAM 317 c W und UHF-Vorsatzgerät SAM 370 erhalten Sie durch unsere Geschäftsstellen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
 WERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK



G 21

PC

Kein Irrtum mehr bei Schaltungen

Für Geätzte Stromkreise Kodak PC Resist

PC ist die Abkürzung des englischen Ausdrucks „printed circuits“ und bedeutet „gedruckte Schaltung“. PC Resist ist eine vollsynthetische Kopierschicht, die auf eine kupferkaschierte Isolationsplatte aufgetragen wird.

Die mit PC Resist behandelte Metallplatte kann nach dem Trocknen unter einem Strichnegativ belichtet werden. Die vom Licht getroffenen Stellen werden dadurch so gehärtet, daß sie bei der anschließenden Entwicklung nicht aufgelöst werden und dadurch einen alkali- und säurebeständigen Schutzüberzug bilden. An den unbelichteten Stellen wird das ungeschützte Metall durch entsprechende Chemikalien aufgelöst.

6 Argumente für PC Resist

- PC RESIST ist beständig gegen Säuren und Alkalien.
- PC RESIST besitzt beste Haftfähigkeit auf allen Metallen.
- PC RESIST ist unabhängig von atmosphärischen Einflüssen.
- PC RESIST beschichtete Platten können monatelang gelagert werden.
- PC RESIST bietet konstante Kopierbedingungen und liefert randscharfe Kopien ohne Veränderung der Strichbreiten.
- PC RESIST ist unschädlich für die Haut.

Lassen Sie sich unverbindlich beraten durch



Kodak Aktiengesellschaft
Reprotechnische Abteilung
Stuttgart-Wangen



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Die Distriktsarbeit im DARC

Bei einer Betrachtung des Kurzwellen-Sportes darf der organisatorische Teil nicht außer acht gelassen werden. Der Funkamateure hat nicht nur die funktionellen Bedingungen seiner Bauteile und Röhren zu beachten, um seine Station fertigstellen und endlich in Betrieb nehmen zu können, und eine Reihe gesetzlicher Bestimmungen einzuhalten, sondern auch aus verschiedenen Gründen den Anschluß an Kollegen zu suchen. Die sprichwörtliche Hilfsbereitschaft der Funkamateure hat hier schon lange gangbare Wege gefunden: Nach dem letzten Krieg schlossen sie sich wieder zu einer organisierten Gemeinschaft zusammen, die den vielfältigen Wünschen ihrer Mitglieder, gleich welchen Ausbildungs- und Kenntnisstandes, fortlaufend Rechnung trägt. So vereinigt sich im Deutschen Amateur-Radio-Club (DARC) e.V. die Mehrzahl der Kurzwellen-Amateurfunker im Bundesgebiet und in West-Berlin. Seine Mitglieder treffen sich zur aktiven Arbeit, dem Erfahrungsaustausch, den Ausbildungskursen zur Lizenzprüfung und regelmäßigen Veranstaltungen verschiedener Art in den gegenwärtig mehr als 300 Ortsverbänden, die wiederum in 16 Distrikten zusammengefaßt sind. Die Vielfalt des Amateurfunkwesens zeigt sich nirgendwo so deutlich wie gerade in der organisatorischen Arbeit des Distriktsbüros. Ein Ortsverband ist stets an die Beobachtungen in seinem lokalen und deshalb eingegrenzten Einzugsgebiet gebunden, während die Geschäftsstelle des DARC in Kiel auf einer überregionalen Ebene steht, wobei ihr oft die Möglichkeit zur unmittelbaren Registrierung besonderer Vorkommnisse weitgehend fehlt. Deshalb soll der Versuch unternommen werden, diesen im allgemeinen unbekanntem Teil organisatorischer Arbeit in Anlehnung an einige authentische Vorgänge aus dem gegenwärtig größten bundesdeutschen Distrikt „Bayern-Süd“, der in seinem Zuständigkeitsbereich etwa dem des Postleitgebietes 13b entspricht und der in 28 Ortsverbänden über 1000 Mitglieder betreut, zu skizzieren und dabei Teile des ungefähren Werdeganges eines Amateurs einzublenden.

Hierzu sei an eine Sendung des Bayerischen Rundfunks angeknüpft, die vor ein paar Monaten einen Bericht über eine Amateurfunkstation und deren Betrieb brachte; am Ende der Sendung wurden Interessenten an die Anschrift des Distriktsbüros verwiesen. Kein Wunder, daß in den darauffolgenden Tagen die Anfragen nach den Bedingungen, unter denen Amateurfunk-Sendegenehmigungen erteilt werden, nicht abrisen. Es wäre zu weit gegangen, jedem einzelnen Anfrager erschöpfende Auskunft zu erteilen; deshalb wurde kurzerhand die Anschrift des jeweils nächstgelegenen lizenzierten Amateurs oder des Ortsverbandsvorsitzenden mitgeteilt, die den ausführlichen Unterlagen des DV-Büros entnommen werden konnte, und gebeten, sich mit diesem unmittelbar in Verbindung zu setzen. Die Beweggründe, aus denen die Neulinge zum Funkport stoßen, sind aber nicht immer so „normal“. So gab es schon den Bienenzüchter, der sich später eine drahtlose Meldeeinrichtung für gefüllte Honigwaben basteln wollte, und den Kaufmann, der sich eine unmittelbare Geschäftsverbindung mit dem Amateur in einer amerikanischen Firma erhoffte; alles Planungen, die den geltenden gesetzlichen Bestimmungen widersprechen. Das Distriktsbüro mußte in diesen Fällen aufklärend wirken.

Ein Neuling kann, wenn er einen Kenntnisstand erreicht hat, der zu etwa zwei Dritteln dem bei der Lizenzprüfung erforderlichen Kenntnisstand entspricht, die sogenannte DE-Prüfung als zwar nicht vorgeschriebene, aber dennoch zweckmäßige Vorprüfung ablegen. Hierzu muß der Distriktsvorsitzende aus den Reihen des betreffenden Ortsverbandes zwei Prüfer bestimmen, von denen mindestens einer Lizenzinhaber sein muß. Soweit in den kleineren Ortsverbänden sachkundige Funker fehlen oder besondere fachliche Fragen zu klären sind, steht für diese Zwecke der Technische Referent des Distriktes zur Verfügung, der übrigens auch bei der Beschaffung preisgünstigen Materials behilflich ist.

Für den Anwärter kommt endlich nach vielen Übungsstunden der große Tag der Lizenzprüfung bei der für seinen Wohnsitz zuständigen Oberpostdirektion. Er steht hier unter der Betreuung durch den zum Distrikts-

vorstand gehörenden Verbindungsmann zur OPD. Dieser hat die Anmeldungen entgegenzunehmen, mit den Ortsverbandsvorsitzenden eventuell schon vorher die Prüfungsreife des Betreffenden festzustellen, an der nahezu ganztägigen Prüfung als Beobachter teilzunehmen und in Zweifelsfällen auch bei der Ermittlung des Prüfungsergebnisses zu assistieren. Danach registriert er die Ergebnisse zu statistischen Zwecken und setzt diese in Beziehung zu der Vorbereitungszeit der Prüflinge. Deutlich ist dabei zu erkennen, daß an den Ausbildungskursen des DARC beteiligte Anwärter die nichtorganisierten Bewerber im Regelfalle leistungsmäßig weit übertreffen.

Ist dann endlich der große Wurf gelungen und nach einer kurzen Wartezeit das ersehnte Rufzeichen zugeteilt, dann hat schon wieder ein anderer Referent zusätzliche Arbeit. Nun nimmt ihn nämlich der QSL-Karten-Vermittler des Distriktes in seine Versandunterlagen auf und läßt ihm in regelmäßigen Abständen über den zuständigen Ortsverband die Funkbestätigungs-(QSL-)Karten zugehen, die von anderen Amateuren als schriftliche und für eventuelle Diplome erforderliche Nachweise über die einzelnen Funkverbindungen einlaufen.

Man könnte meinen, daß damit die Verrichtungen des DV und seiner Referenten hinreichend umrissen seien. Zwischen deren Arbeit und dem Funkport gibt es aber einen treffenden Vergleich: Beide werden nämlich im „stillen Kämmerlein“ abgewickelt und bleiben nach außen hin oft unbekannt. So gilt es, auch den Mitgliederstand ständig zu überwachen: Den Zugängen, zusammengesetzt aus den dem DARC neu Beitretenden und Zugängen aus anderen Distrikten, sind die Abgänge infolge Austrittserklärungen oder Wegzügen gegenüberzustellen, und zwar monatlich für jeden der 28 Ortsverbände getrennt. Die Wichtigkeit einer guten Mitglieder-Übersicht zeigte sich erst wieder vor ein paar Wochen, als ein organisationsfreudiger Amateur den Antrag stellte, in seiner Kleinstadt einen neuen Ortsverband zu gründen. Die dem Vorsitzenden obliegende Entscheidung zu dieser Anfrage konnte überwiegend nur deshalb positiv beantwortet werden, weil mit einem Blick auf die Auswertung der Mitgliederbewegung festzustellen war, daß die Neugründung des betreffenden Ortsverbandes zweckmäßig schien und auf den Bestand der umliegenden Ortsverbände, von denen Amateure abgespalten wurden, ohne nennenswerten Einfluß blieb.

Die Korrespondenz mit den Ortsverbandsvorsitzenden ist vielseitig. So will der eine beispielsweise besondere Hinweise für die Fortführung seines Morssekurses, der andere eine Kontrolle seiner Mitgliederliste an Hand der Kartell des DV-Büros und ein dritter Ratschläge für irgendwelche Wettbewerbe.

Schriftliche Anfragen bei der Geschäftsstelle in Kiel, den Distriktsreferenten, den Vorsitzenden der benachbarten Distrikte und den DARC-Referenten erfordern ihre Zeit. Ferner wird einmal im Monat ein sogenanntes Mitteilungsblatt vervielfältigt, das in gedrängter Kürze die wichtigsten Termine und organisatorischen Vorgänge des Distriktes nennt und dessen Mitarbeitern zugeht. Mindestens einmal im Jahr findet auch eine AR-Sitzung statt, eine Zusammenkunft der gesamten bundesdeutschen Distriktsvorsitzenden und des DARC-Vorstandes. Auf ihr werden die gemeinsamen Probleme besprochen und, soweit erforderlich, die Anträge der im Distrikt zusammengefaßten Amateure vorgelesen und begründet.

Ein DARC-Distrikt bedarf — wie schon aus dieser kurzen Übersicht hervorgeht — eines erheblichen organisatorischen Gefüges, von dem sich nicht nur die Außenstehenden, sondern manchmal auch die Lizenzinhaber keine rechten Vorstellungen machen können. Dabei ist nach zu berücksichtigen, daß die Funktionen des Vorsitzenden und der Referenten ausnahmslos im Rahmen ehrenamtlicher Tätigkeit ausgeübt werden. Ein ungebrochener Idealismus aller Mitarbeiter ist deshalb stets die Voraussetzung für die Bewältigung der vielfältigen verwaltungsmäßigen Vorgänge.

U. Gradmann, DL 9 PL

KERNREAKTOREN • Kraftmaschinen der Atomzeit

Eine Übersicht über die vielfältigen Möglichkeiten ihres Aufbaues und ihrer technischen Gestaltung

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 7, S. 210

Es sei hier noch erwähnt, daß auch der erste Kernreaktor, der für Schiffsantrieb gebaut wurde, der Reaktor des amerikanischen U-Boots „Nautilus“, ein Druckwasser-Reaktor ist. Das Schiff hat inzwischen viele tausend Kilometer auf hoher See zurückgelegt, und seine Atomenergie-Antriebsanlage darf als die wohl besterprobte Anlage dieser Art gelten. Auch das erste kombinierte Fahrgast- und Frachtschiff der Welt, die in Amerika von der New York Shipbuilding Corp. auf der Werft von Camden gebaute „Savannah“, die im vergangenen Jahr von Stapel gelaufen ist (rund 22 000 t Wasserverdrängung) hat einen Druckwasser-Reaktor.

In der Sowjetunion wird seit 1954 ein kleiner Druckwasser-Versuchsreaktor (5000 kW) und seit 1958 ein 100-MW-Druckwasser-Reaktor als erste Baustufe eines 600-MW-Kernkraftwerks betrieben. In den USA entsteht zur Zeit in Buchanan, Westchester County, N. Y., ein Kernkraftwerk für eine elektrische Nettoleistung von 163 000 kW, die durch einen ölbeheizten Überhitzer auf 275 000 kW gesteigert wird. Dieses Werk wird ebenfalls einen Druckwasser-Reaktor erhalten, der neben der Energieerzeugung auch zur Spaltstoffgewinnung ausgenutzt werden wird.

Siedewasser-Reaktoren

Wie bereits erwähnt, können im Kühlkreislauf eines Reaktors schon bei verhältnismäßig niedrigen Drücken Temperaturen von etwa 300° C erreicht werden, wenn man die Bildung von Dampfblasen an der Oberfläche der Brennstoffelemente zuläßt. Naturgemäß ist das aber nur in begrenztem Umfang möglich, weil die Moderator-Wirkung des Kühlmittels erhalten bleiben muß. Die Vorteile sind jedoch so erheblich, daß sie zum Bau eines der bisher größten geplanten wassermoderierten und -gekühlten Kernkraftwerks geführt haben, des Atomkraftwerks „Dresden“ in

Grundy County, Ill. (Bild 11). Das Werk, das im Juni 1960 in vollen Betrieb kommen soll, wird eine elektrische Nettoleistung von 180 000 kW haben (thermische Leistung 627 MW) und mit einem auf 1,5% Uran-235 angereichertem Brennstoff betrieben werden, der in 488 Brennstoffstäben von etwa 1,2 cm Ø und 2,5 m Länge untergebracht ist. Das Kühlsystem besteht aus zwei Kreisläufen, von denen der eine, der unter 70 atü im Zwangsumlauf betrieben wird, sowohl primären Hochdruckdampf als auch über einen Wärmeaustauscher und entsprechende Verdampfer Mittel- und Niederdruckdampf für die dreistufige Turbine liefert. Es handelt sich hier also um einen im Zweidruckbetrieb arbeitenden Reaktor. Als Kühlmittel wird leichtes Wasser benutzt.

Organisch moderierte Reaktoren

Zwei grundsätzliche Schwierigkeiten sind mit dem Betrieb durch Wasser oder Schwerwasser gekühlter und moderierter Reaktoren untrennbar verbunden: Zur Erreichung höherer Temperaturen muß man unter höheren Drücken arbeiten, was entsprechend druckfeste Reaktorgefäße bedingt, und es besteht stets die Gefahr der Korrosion der Hüllstoffe und Brennstoffelemente durch das bei den Drücken und Temperaturen des Druckwasser-Reaktorbetriebes äußerst korrosiv wirkende Wasser. Beide Schwierigkeiten werden beseitigt, wenn man zur Verwendung hochsiedender Flüssigkeiten übergeht. Gewisse organische Verbindungen (Polyphenyle) zeigen selbst bei Temperaturen von 400 bis 500° C noch keine nennenswerten Dampfdrücke; sie können daher in Primär-Kühlkreisläufen verwendet werden, um als Moderatoren und Kühlmittel zugleich zu wirken, ohne daß Hochdruckgefäße notwendig sind.

Auf dieser Basis wurde ein „organisch moderierter und gekühlter“ Reaktor-Typ



entwickelt, der sich zur Zeit in Erprobung in einem Versuchskraftwerk von rund 12 000 kW elektrischer Nettoleistung befindet. Bild 12 zeigt die Anordnung eines projektierten 100-MW(elektrisch)-Reaktors dieser Bauweise und läßt erkennen, wie kompakt und verhältnismäßig einfach sich

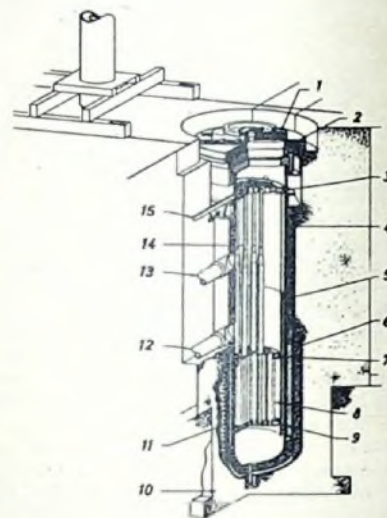


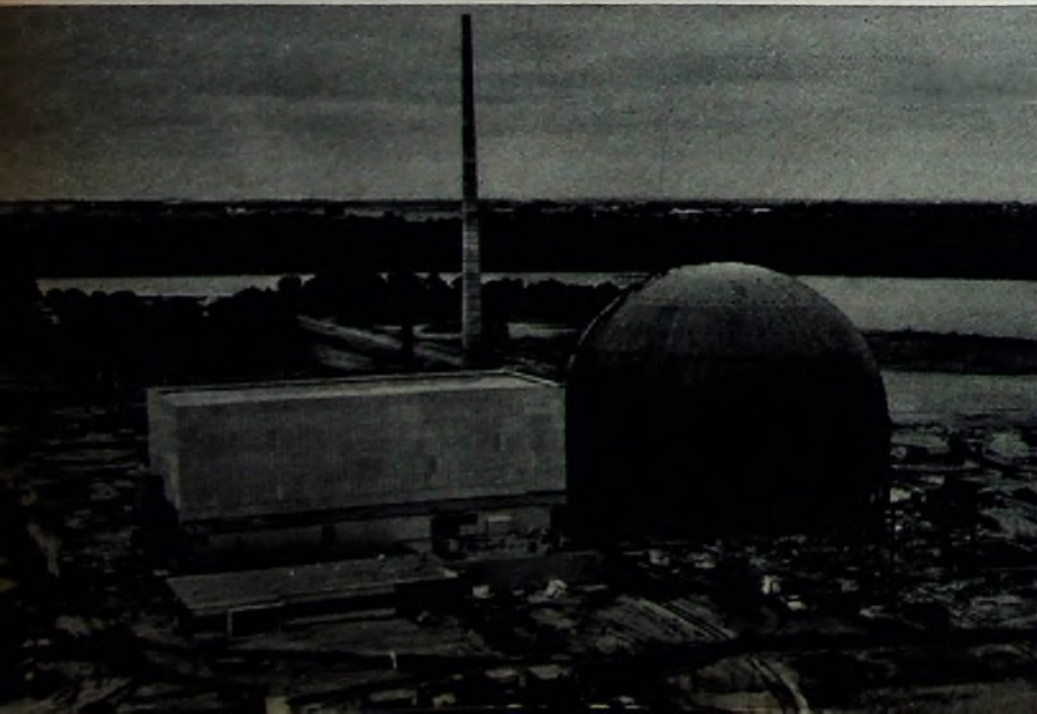
Bild 12. Schnitt eines organisch moderierten Reaktors für 100 MW elektrische Leistung. 1 kleiner Drehdeckel, 2 großer Drehdeckel, 3 Führungsgitter, 4 Wärmeisolierung, 5 innerer thermischer Schild, 6 äußerer thermischer Schild, 7 obere Gitterplatte, 8 Brennstoffelemente, 9 untere Gitterplatte, 10 biologischer Schild, 11 Kühlichlangen des Schildes, 12 Kühlmitteleintritt, 13 Kühlmitteleintritt, 14 Regelstäbe, 15 Kabelzuführung für Regelstäbe

Reaktoren dieses Typs bauen lassen. Ihr wesentlicher Vorteil dürfte neben den relativ hohen erreichbaren Temperaturen das Ausbleiben von Korrosionseinwirkungen auf die Baustoffe sein. Aluminium, Kohlenstoffstahl und rostfreier Stahl bleiben auch bei hohen Temperaturen korrosionsfrei. Selbst bei der Einwirkung von Polyphenylverbindungen auf die Oberfläche von Brennstoffelementen bei Temperaturen bis zu 540° C in den Prüfkäufen eines Reaktors konnten keinerlei Anzeichen von Korrosion oder Filmbildung festgestellt werden. Die praktischen Betriebserprobungen werden in erster Linie zu zeigen haben, ob und in welchem Umfang unter dem Einfluß der Neutronen- und sonstigen Strahlen im Reaktor eine allmähliche Zersetzung des organischen Moderators und Kühlmittels eintritt, die eine laufende Erneuerung dieser Substanz notwendig macht.

Metallgekühlte Reaktoren

Von den organisch gekühlten Reaktoren ist es nur ein kleiner Schritt zu den metallgekühlten Bauarten, bei denen die Schwierigkeiten, hohe Temperaturen bei

Bild 11. Ansicht des im Bau befindlichen amerikanischen Kernenergie-Großkraftwerks „Dresden“ in Grundy County für 180 MW elektrische Leistung



niedrigen Drücken zu erreichen, noch geringer sind. Die wohl bedeutendste Kraftwerksanlage, die auf dieser Grundlage arbeiten wird, ist das „Enrico-Fermi“-Kraftwerk in Monroe, Mich., USA, das von der Power Reactor Development Co. einem Unternehmen, in dem 21 Firmen zusammengeschlossen sind, errichtet wird und eine elektrische Nettoleistung von 90 000 kW erreichen soll. Der Reaktor dieser Anlage ist als typischer Brutreaktor zur Erzeugung neuen Spaltstoffs ausgebildet; er wird Neutronenströme von maximal $0,8 \cdot 10^{14}$ Neutronen/cm²·s erreichen und mit einem auf 24 % Uran-235 angereicherten Brennstoff arbeiten. Reaktoren, die mit so hohen Neutronenströmen arbeiten, werden auch als „schnelle Reaktoren“ bezeichnet. Mit Rücksicht auf den angestrebten Bruteffekt entfällt hier der Moderator ganz. Beim „Enrico-Fermi“-Kraftwerk verläßt das Kühlmittel (Natrium) mit etwa 425 °C den Reaktor (mittlere Temperatur der Brennstoffelemente 480 °C). Es wirkt, wie Bild 13 zeigt, zunächst auf einen Sekundär-Kühlkreislauf, der ebenfalls Natrium als Kühlmittel enthält, und erst dieser Kühlkreislauf erzeugt in einem Dampfkessel den Betriebsdampf für die Turbine. Dieser Zwei-Kreislauf-Betrieb ist notwendig, weil Natrium im Reaktor unter der Wirkung der Neutronenströme radioaktiv wird, so daß der erste Kreislauf sorgfältig abgeschirmt werden muß. Der zweite Kreislauf dagegen, der im Zwischenwärmeaustauscher die Wärme vom ersten aufnimmt, bleibt frei von Radioaktivität.

Metallisches Natrium ist, da es bereits bei 400 °C so flüssig ist wie Wasser bei 100 °C und außerdem ein hohes Wärmeleitvermögen hat, ein sehr gutes Reaktor-Kühlmittel. Es erfordert allerdings einen sehr sorgfältigen Ausschluß von Luft und Feuchtigkeit und verhält sich bei thermischen Reaktoren mit Graphit-Moderator insofern nicht besonders günstig, als es leicht in den Graphit eindringt, dabei den Moderiereffekt merklich herabsetzt und wegen der Volumenvergrößerung leicht zu Gefügezerstörungen des Moderatorblocks führt. Auch das umpumpen von flüssigem Natrium macht wegen der Abdichtungsprobleme einige Schwierigkeiten.

Erfahrungen über die Kühlung graphitmoderierter Reaktoren mit flüssigem Natrium liegen von dem Versuchsreaktor „SRE“ in Santa Susana, Cal., USA, vor, der seit 1957 in Betrieb ist und eine elektrische Leistung von 6000 kW hat. Nach Gewinnung der notwendigen Erfahrungen an dieser Anlage will man eine Anlage für 75 000 kW elektrische Nennleistung nach dem gleichen Verfahren errichten. Nach den der Zweiten Genfer Atomkonferenz im September 1958 vorgelegten Berichten soll die Technologie der Natriumkühlung jetzt so weit beherrschbar sein, daß sie für große Atomkraftwerke angewendet werden kann.

Im vorstehenden wurde bereits eine Entwicklungsrichtung angedeutet, die eine besondere Würdigung verdient: der Brutreaktor, dem man im Hinblick auf seinen „Nebenberuf“ als Spaltstoff-Lieferant voraussagen zu können glaubt, daß er, auf lange Sicht gesehen, den ersten Platz unter den Leistungsreaktoren einnehmen wird. Der Prototyp eines Brutreaktors wurde von der britischen Atomenergie-Behörde in Nordschottland bei Dounreay gebaut. Sein Reaktorkern ist für eine thermische Leistung von 60 MW ausgelegt, er enthält 367 Brennstoffstäbe (angereichertes Uran oder Plutonium) und 1872

„Blankett“-Elemente, im wesentlichen Natururan. Der Brutreaktor Dounreay ist als Versuchsanlage geplant, in der erstmalig innerhalb der britischen Kernenergieentwicklung metallisches Natrium als Kühlmittel verwendet wird und auch der Bruteffekt näher studiert werden soll. Man rechnet damit, daß dafür noch mehrere Jahre erforderlich sein werden, so daß kaum vor Mitte der 60er Jahre mit einer Anwendung von Brutreaktoren auf breiterer Basis gerechnet werden kann.

Pläne in Deutschland

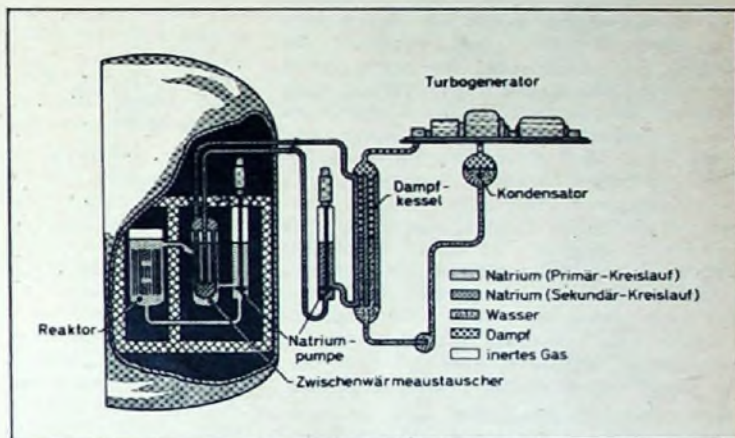
Im Bundesgebiet sind zwar eine Anzahl von Forschungsreaktoren in Betrieb und im Bau (Karlsruhe, Frankfurt, München, Berlin, Hamburg [mit besonderem Schwerpunkt für Schiffsantrieb], Stettener Forst bei Jülich), jedoch ist erst ein einziger Leistungsreaktor mit verhältnismäßig kleiner Leistung im Entstehen begriffen. Es handelt sich dabei um das von der Versuchsatomkraftwerk Kahl GmbH in Kahl (RWE) durch die AEG, die International General Electric Co., New York, und die Hochtief AG Essen in An-

griff genommene Projekt eines Kernkraftwerks mit 15 000 kW elektrischer Leistung, das als Versuchsanlage gedacht ist und dazu dienen soll, Erfahrungen im Bau und Betrieb von Atomkraftwerken zu sammeln. Das Werk (s. Titelbild Heft 6) arbeitet mit einem Siedewasser-Reaktor unter Verwendung eines auf 2,3 beziehungsweise 2,6 % Uran-235 angereicherten Brennstoffs und mit leichtem Wasser als Kühlmittel und Moderator. Technische Daten: erste Ausbaustufe (bis etwa Herbst 1960 fertiggestellt) Leistung mit Naturumlauf 15 000 kW, in der zweiten Ausbaustufe durch Zwangsumlauf auf etwa 30 000 kW gesteigert; Zwei-Kreislauf-Betrieb: Primärdampferzeugung 118 t/h, 71,3 ata, 286 °C; Sekundärdampferzeugung 105 t/h, 46,7 ata, 258 °C; zylindrischer Reaktorkessel 8,3 m hoch, 2,5 m Ø, Wanddicke 104,5 mm; zylindrischer Reaktorkern 1,6 m hoch, 1,5 m Ø, 88 Brennstoffelemente mit je 36 Brennstoffstäben von 14,2 mm Ø mit Zircaloy-Hüllen; gesamte Brennstoff-Beschickung 6,41 t Uranoxyd; Ausnutzung: 8800 MW-Tage/t Uran.

Reaktor-Simulatoren

Die vorstehende Übersicht über einige wichtige Typen von Leistungsreaktoren mußte zahlreiche Arbeitsgebiete unberücksichtigt lassen, die sich um die Reaktortechnik herumranken. Es sind das beispielsweise die Gebiete des Strahlenschutzes, der Gewinnung von Kernbrennstoffen,

Bild 13. Schema des amerikanischen Kernkraftwerks „Enrico Fermi“ mit natriumgekühltem Schnellneutronen-Reaktor



der Aufarbeitung ausgebrauchter Brennstoffelemente, des Schutzes von Boden, Wasser und Luft vor radioaktiven Verunreinigungen usw. Auf eines der Zweiggebiete der modernen Reaktortechnik sei jedoch noch kurz eingegangen: das Feld der Meß- und Regelungstechnik sowie der Reaktor-Instrumentierung.

Das Betriebsverhalten eines Reaktors ist sehr kompliziert, weil ja der im Bild 7 gezeigte Zustand, in dem aus 1000 im Reaktorbetrieb freigesetzten schnellen Neutronen nach dem Durchlaufen eines einzelnen Umwandlungsprozesses (Einfangen oder Kernspaltung) wieder 1000 neue schnelle Neutronen entstanden, also in jeder „Generation von Neutronen“ genau so viele Neutronen vorhanden sind wie in der vorangehenden, genau genommen nur im ersten Moment des Reaktorbetriebes Wirklichkeit sein kann. Indem die Kettenreaktion abläuft, wird sofort Spaltstoff verbraucht, d. h., der „Vermehrungsfaktor“ *k* der Neutronen sinkt dann sogleich unter seinen kritischen Wert. Außerdem werden aber sofort Spaltprodukte gebildet, d. h., die stoffliche Zusammensetzung der Brennstoffelemente verändert sich, und mit ihr ändert sich auch die Neutronenabsorption; die Kettenreaktion kommt durch „Vergiftung“ zum Erlöschen. Gleichzeitig wird aber Wärme erzeugt, der Moderator dehnt sich aus, seine Bremswirkung verschlechtert sich, es werden weniger Neutronen abgebremst, und die Spaltungsreaktion geht zurück („negativer Temperaturkoeffizient“ der Kernspaltung).

Darüber hinaus existieren in Westdeutschland zunächst lediglich Pläne für Leistungsreaktoren, und zwar hat man sich dahin geeinigt, vier bis fünf Prototypen von Atomkraftwerken mit je etwa 100 MW Leistung zu bauen, die die Vorstufe zu Großkraftreaktoren bilden sollen. Dieser 500-MW-Plan des Bundesatomministeriums sieht die Entwicklung folgender Reaktortypen vor: 1. eines „fortgeschrittenen“ Reaktors vom Calder-Hall-Typ, d. h.

Durch alle diese Einflüsse läßt sich das Verhalten eines Reaktors mit seinen verwickelten kernphysikalischen, mechanischen, thermodynamischen und elektrodynamischen Vorgängen kaum exakt vorausberechnen. Man hat deshalb sogenannte Reaktor-Simulatoren entwickelt, das sind zeitgetreu arbeitende Analogrechner, die die an Reaktoren auftretenden Probleme mit ausreichender Genauigkeit zu lösen vermögen. Beispielsweise läßt sich das Verhalten des Neutronenflusses in einem Reaktor in Abhängigkeit von der Reaktivität durch sieben simultane Differentialgleichungen beschreiben, von denen sich eine auf die sogleich bei der Kernspaltung freigesetzten Neutronen bezieht, während die übrigen sechs das Verhalten der sogenannten verzögerten Neutronen berücksichtigen. Von den bei der Spaltung von Uran-235-Kernen freierwerdenen Neutronen werden nämlich nicht alle „prompt“ fortgeschleudert, sondern einige wenige (etwa 0,75%) werden erst beim radioaktiven Zerfall einiger gebildeter Spaltprodukte frei. Diese wenigen verzögerten Neutronen machen überhaupt erst eine Reaktorregelung möglich; denn während die Kernspaltung selbst in Zeiträumen von etwa 10^{-14} s abläuft, ergeben sich wegen des Einflusses der verzögerten Neutronen (durchschnittliche Verzögerung 10 s) für die gesamten Neutronen (prompte und verzögerte) Verzögerungszeiten von etwa 0,1 s. Auf derartigen durchschnittlichen Verzögerungszeiten basiert die gesamte Reaktorregelung. Das Zeitverhalten der verschiedenen Neutronengruppen wird bei einem Reaktor-Simulator durch ein Netzwerk aus Widerständen und Kondensatoren elektronisch dargestellt, wobei bei gewissen Bauarten noch ein elektromechanischer Integrator hinzukommt, der hinsichtlich Nullpunktsicherheit und Genauigkeit der Ergebnisse Vorteile bietet.

Beim Reaktor-Simulator, wie er vom Wernerwerk für Meßtechnik der Siemens & Halske AG für den Karlsruher Forschungsreaktor „FR 2“ ausgeführt worden ist, dient als Eingangsgröße die Reaktivität des Reaktors, die an einem Potentiometer eingestellt wird; Ausgangsgröße ist die Neutronenflußdichte (als elektrische Spannung dargestellt). Zur Registrierung eignet sich nur das Kompensationsverfahren. Ein Kompensationsgerät schreibt die Reaktivität auf, zwei weitere zeichnen die Temperatur des Moderators und der Brennstoffstäbe auf, und ein viertes registriert den zeitlichen Verlauf der Leistung bei jeder Änderung der Reaktivität. Dabei wird der negative Temperaturkoeffizient der Brennstoffstäbe und des Moderators mit berücksichtigt. Derartige Simulatoren lassen sich für die Dynamik aller Reaktortypen auslegen.

Reaktor-Instrumentierung

Bei der Instrumentierung von Kernreaktoren sind drei verschiedene Gebiete zu unterscheiden: Messungen, Regelung und Sicherheitsanlagen. Durch Messungen lassen sich folgende Werte erfassen: Neutronendichte, die sogenannte Reaktorperiode (Reziprokwert der Änderung des Vermehrungsfaktors mit der mittleren Generationszeit der Neutronen, die zur Beurteilung der Stabilität eines Reaktors dient), Durchfluß von Kühlmittel und Moderator, Temperaturen, Drücke, Flüssigkeitsstände, pH- und pD-Werte, Leitfähigkeiten und gasanalytische Kennwerte. Die Messung der Neutronenströme setzt die Erfassung eines Meßbereichs über 11 Dekaden voraus; man benutzt im allgemeinen drei Meßkanäle und mißt im unteren

- 1 Bor-Zählrohre und Ionisationskammern
- 2 Flußmeßkanäle, Periodenmeßkanäle
- 3 Temperaturen im biologischen Schild
- 4 Temperaturen im Druckgefäß
- 5 Temperaturen im Reaktorkern
- 6 Schnellüberwachung
- 7 Kühlmittel-Austrittstemperatur
- 8 Kühlmittel-Durchfluß, Wärmeaustauscher
- 9 Kühlmittel-Durchfluß, gesamt
- 10 Wärmeleistung
- 11 Kühlmittel-Differenztemperatur
- 12 Kühlmittel-Eintrittstemperatur
- 13 Kühlmittel-Eintrittsdruck
- 14 Gasanalyse
- 15 Kühlmittel-Lackmenge
- 16 Wärmeaustauscher-Lackage
- 17 Hüllstoffschäden-Nachweis

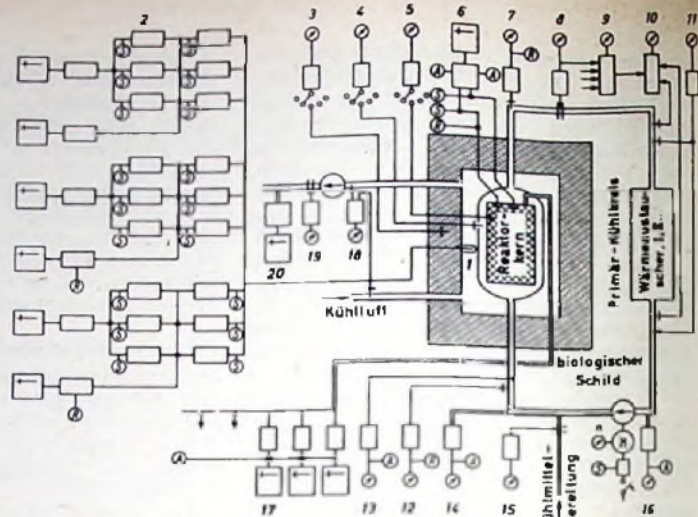


Bild 14. Wesentliche Instrumentierung eines gasgekühlten Kernreaktors (Siemens)

- 18 Kühlluft-Differenztemperatur 19 Kühlluft-Durchfluß A Alarm R Regelung
20 Kühlluft-Aktivität 5 Sicherheitssystem

Bereich mit Zählrohren und Zählkanälen durch Zählung der Einzelimpulse, während in den höheren Bereichen (über 10^4 Neutronen/cm²·s) Ionisationskammern angewendet werden. Für die Neutronenflußdichte stehen lineare, logarithmische und Impuls-Meßkanäle zur Verfügung.

Auch die technische Gasanalyse steht beim Reaktorbetrieb vor neuen Aufgaben. Man arbeitet meistens nach dem Wärmeleitfähigkeits-Meßverfahren unter Anwendung von Vergleichsgasen, hat jedoch Meßgeräte entwickelt, in denen die Vergleichsgasmische nicht mehr als strömende Gemische verwendet werden müssen, sondern in einer Vergleichskammer hermetisch eingeschlossen sind. Mit derartigen Geräten erfaßt man auch die im Schutzgas für Schwerwasserbehälter (Helium) durch Radioanalyse eintretenden Verunreinigungen durch Deuterium und Sauerstoff; die geringen Deuteriumanteile in Helium mißt man auch durch Differenzgasmesser. Für Betriebsmessungen am Reaktor kommen Temperatur-Meßgeräte (Thermoelemente), Durchfluß-Meßgeräte nach dem Wirkdruck-Verfahren oder Woltmannfügel, Druckmesser mit Umformung der Meßwerte in elektrische Ströme usw. in Frage.

Unter den Regelprozessen des Reaktorbetriebs ist die Regelung auf konstanten, beziehungsweise gewünschten Neutronenfluß die wichtigste. Hier liegen die Dinge insofern ähnlich wie bei den verzögerten Neutronen, da eine einzelne Erscheinung, die des negativen Temperaturkoeffizienten von Brennstoff und Moderator, die Regelung überhaupt erst möglich macht. Ohne diesen Temperaturkoeffizienten nämlich würde eine plötzliche Änderung der Reaktivität die Reaktorleistung ohne Grenzen verändern, der Reaktor wäre eine Regelstrecke ohne Ausgleich. Durch den negativen Temperaturkoeffizienten wird er jedoch zu einer Regelstrecke mit Ausgleich, d. h., eine plötzliche Veränderung der Reaktivität hat zur Folge, daß die Leistung eine von der Größe dieses Koeffizienten und seinem zeitlichen Verlauf abhängige Größe erreicht. Zu jeder Reaktorleistung gehört also eine bestimmte Stellgliedstellung (proportionale Regelstrecke). Bild 14 gibt das Schema der wesentlichen Instrumentierung eines gasgekühlten Kraftwerksreaktors wieder.

Hinzu tritt ein bis ins Detail entwickeltes Sicherheitssystem mit gegenseitigen Verriegelungen, Rücklauf und Notabschalt-

kreisen, das bei unzulässiger Steigerung des Neutronenstromes, bei unzulässiger Herabminderung der Reaktorperiode, unzulässiger Steigerung der Kühlmitteltemperatur, beim Ausfallen der Kühlung, der Regelung oder wichtiger Meßkanäle einzugreifen hat. Man hat automatische Überwachungssysteme entwickelt, die mit mehreren Meßgrößen arbeiten, es gibt Gefahrensignale, die beim Ausfallen ganzer Meßkanäle richtige Anzeigen sicherstellen beziehungsweise entsprechende Gegenverkehre herbeiführen. Beim „Zwei-von-drei-System“ wird eine von drei Meßfühlern gleichzeitig erfaßte, über drei getrennte Meßkanäle geleitete Meßgröße nur dann weitergegeben, wenn zwei von den drei Meßwerten innerhalb bestimmter Grenzen übereinstimmen. Defekte Meßkanäle werden ausgeschaltet und gemeldet.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Aprilheft 1960 unter anderem folgende Beiträge:

Ringzähler für Vorwärts- und Rückwärtszählung mit Transistoren

Beanspruchung kleiner Gleichstrommotoren bei Speisung aus Gleichrichter-, Magnetverstärker- und Thyristorstauergärten

Spezial-Verstärkerröhren und ihre Eigenschaften; Typenübersicht und Schaltungsbeispiele

Messung von Signalen im Zeitbereich von Nanosekunden mittels Abtastoszilloskopen

Bericht über die Tagung des Ausschusses für Funkartlung

Soliton — eine elektrochemische Diode IIIa Salon International de la Place D'Atchäa

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH BERLIN-BORSIGWALDE

Der S-Transistor und seine Anwendung

DK 621.314.7

Beim S-Transistor, dessen Benennung von seiner Anwendung als Schalt- und Schwingtransistor (switching and swinging transistor) abgeleitet ist, handelt es sich nicht um einen normalen Transistor mit zwei sperrenden (Emitter, Kollektor) und einem sperrfreien Übergang (Basis), sondern um eine transistorähnliche Kristallode, die nur einen sperrenden und zwei sperrfreie Übergänge hat. Der sperrende Übergang wird als Emitter (E) bezeichnet, die beiden sperrfreien Übergänge werden Basis 1 (B₁) und Basis 2 (B₂) genannt. Zweckmäßigerweise stellt man den S-Transistor durch das Symbol für Doppelbasisdioden (Bild 1) dar, obwohl er sich von diesem Kristallodentyp dadurch unterscheidet, daß er in bezug auf die beiden Basen nicht symmetrisch gebaut ist.

Fallende Charakteristik

Die Prüfschaltung für die fallende Charakteristik zeigt Bild 1. An den Basiskreis ist eine Gleichspannung von 5...30 V so gelegt, daß B₂ negativ vorgespannt ist. Für bestimmte Werte der drei Widerstände R, R₁, R₂ und der Spannungen U_E und U_{BB} ergibt sich die im Bild 2 wiedergegebene Kennlinie, die drei deutlich unterscheidbare, nahezu geradlinige Bereiche hat. Die Kennlinie gilt für den Emitterkreis und stellt die Abhängigkeit der Emitterspannung vom Emitterstrom dar. Sie hängt auch von U_{BB} ab und bildet sich im fallenden Bereich um so schärfer aus, je höher U_{BB} (bis zu einem gewissen, durch die Wärmeableitung begrenzten Wert) ist. Für die Kennlinie im Bild 2 gelten folgende Werte: U_E = 10 V, 50 Hz, U_{BB} = 5...30 V, R = 100...500 Ohm, R₁ = 500...1000 Ohm, R₂ = 500...1000 Ohm, I_E = 5...50 mA.

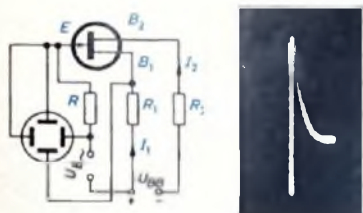


Bild 1 (links). Prüfschaltung für den S-Transistor
Bild 2 (rechts). Oszillogramm der Kennlinie

U_{BB} ergibt sich die im Bild 2 wiedergegebene Kennlinie, die drei deutlich unterscheidbare, nahezu geradlinige Bereiche hat. Die Kennlinie gilt für den Emitterkreis und stellt die Abhängigkeit der Emitterspannung vom Emitterstrom dar. Sie hängt auch von U_{BB} ab und bildet sich im fallenden Bereich um so schärfer aus, je höher U_{BB} (bis zu einem gewissen, durch die Wärmeableitung begrenzten Wert) ist. Für die Kennlinie im Bild 2 gelten folgende Werte: U_E = 10 V, 50 Hz, U_{BB} = 5...30 V, R = 100...500 Ohm, R₁ = 500...1000 Ohm, R₂ = 500...1000 Ohm, I_E = 5...50 mA.

Analyse der Kennlinie

Basis- und Emitterkreis beeinflussen sich gegenseitig, und zwar wirkt sich eine Erhöhung der Basisspannung, wie bereits beschrieben, auf den Emitterstrom aus. Außerdem erhöht sich I₂, wenn I_E zunimmt, um mehr als das Zweifache des Emitterstromzuwachses. Die Verstärkung hängt vom Abstand zwischen Emitter und Basis 2 ab und kommt durch die Diffusion von Ladungsträgern nach B₂ zustande.

Bild 3 zeigt den Zusammenhang zwischen I_E und I₂. Bei negativen Werten von I_E erfolgt keine Beeinflussung von I₂; der Basisstrom bleibt auf dem durch U_{BB} bedingten konstanten Wert. Das gilt auch bei positiven Werten von I_E, die einen

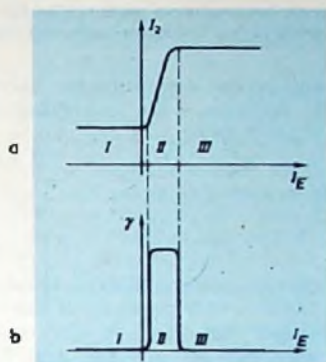


Bild 3. a) Abhängigkeit des Basisstromes I₂ vom Emitterstrom I_E; b) Größe des Verstärkungsfaktors in den drei Strombereichen des S-Transistors

gewissen Grenzwert überschreiten. Dagegen erhöht sich I₂ bei kleineren Werten von I_E etwa proportional I_E. Der Verstärkungsfaktor γ ist also bei negativen (Bereich I) und großen Werten von I_E (Bereich III) Null und hat im Bereich II einen konstanten Wert. Die Analyse der Emitterstromkennlinie wird im folgenden für die einzelnen Bereiche getrennt durchgeführt. Dabei sollen zunächst die äußeren Widerstände R und R₁ sowie die Emitterstromquelle U_E nicht berücksichtigt werden.

Bereich I

Wie Bild 4a zeigt, wird die Emitterdiode in Sperrrichtung betrieben. Eine Verstärkung erfolgt im Bereich I nicht; es ist also γ = 0. Aus der Ersatzschaltung (Bild 4b) ergeben sich für den Emitterkreis die Spannungsabfälle i_e · τ_{er}, i_e · τ₁ und als Einwirkung des Basiskreises auf den beiden Kreisen gemeinsamen Widerstand τ₁ der Spannungsabfall i₂ · τ₁. Man erhält also

$$u_e = i_e (\tau_{er} + \tau_1) - i_2 \cdot \tau_1 \quad (1)$$

Aus dem (rechten) Basiskreis lassen sich in ähnlicher Weise die Spannungsabfälle i₂ · τ₂, i₂ · R₂, i₂ · τ₁ und i_e · τ₁ ablesen.

Für den Basiskreis gilt

$$U_{BB} = i_2 (\tau_2 + R_2 + \tau_1) - i_e \cdot \tau_1 \quad (2)$$

Wenn man aus Gl. (2) i₂ berechnet und in Gl. (1) einsetzt, ergibt sich

$$u_e = i_e (\tau_{er} + \tau_1) - \frac{(U_{BB} + i_e \cdot \tau_1) \tau_1}{\tau_1 + \tau_2 + R_2} \quad (3)$$

Da der Basiswiderstand τ₁ sehr klein gegen den Sperrwiderstand τ_{er} ist, kann er vernachlässigt werden, und man erhält dann (U_{BB} < i_e · τ₁)

$$u_e = i_e \cdot \tau_{er} - \frac{U_{BB} \cdot \tau_1}{\tau_2 + R_2} \quad (4)$$

Gl. (4) läßt sich als Gerade deuten, die die Steigung tan α = τ_{er} hat und bei

$$u_e = - \frac{U_{BB} \cdot \tau_1}{\tau_2 + R_2} \text{ die Ordinate schneidet.}$$

Da τ_{er} sehr groß ist, liegt die Gerade fast senkrecht.

Bereich II

Im Bereich II ist die zusätzliche Verstärkerwirkung zu berücksichtigen. Dabei tritt im Basiskreis ein zusätzlicher Strom (Transistoreffekt) auf, der als verstärkter Emitterstrom i₀ aufgefaßt werden kann. An den Basiswiderstand τ₂ ist dann eine zusätzliche Spannungsquelle gebunden, die die Spannung u₂ = γ · i₀ · τ₂ liefert und sich zu der Betriebsspannung U_{BB} addiert (Bild 5). Für den Bereich II erhält man die Gleichungen

$$u_e = i_e (\tau_{ed} + \tau_1) - i_2 \cdot \tau_1 \quad (5)$$

und

$$U_{BB} + \gamma \cdot i_0 \cdot \tau_2 = i_2 (\tau_1 + \tau_2 + R_2) - i_e \cdot \tau_1 \quad (6)$$

Aus Gl. (6) ergibt sich

$$i_2 = \frac{U_{BB} + \gamma \cdot i_0 \cdot \tau_2 + i_e \cdot \tau_1}{\tau_1 + \tau_2 + R_2}$$

und damit wird

$$u_e = i_e (\tau_{ed} + \tau_1) - \frac{(U_{BB} + \gamma \cdot i_0 \cdot \tau_2 + i_e \cdot \tau_1) \tau_1}{\tau_1 + \tau_2 + R_2} \quad (7)$$

In dieser Gleichung kann man den kleinen Widerstand τ_{ed} gegen τ₁ und außerdem entsprechend Gl. (4) τ₁ im Nenner vernachlässigen. Gl. (7) vereinfacht sich dann zu

$$u_e = i_e \frac{\tau_1 [\tau_2 (1-\gamma) + R_2]}{\tau_2 + R_2} - \frac{\tau_1 \cdot U_{BB}}{\tau_2 + R_2} \quad (8)$$

Für i₀ = 0 ergibt sich dann mit Gl. (8) der gleiche Kurvenpunkt wie mit Gl. (4). In diesem Punkt (P) geht die Kennlinie des Bereiches I in die des Bereiches II über.

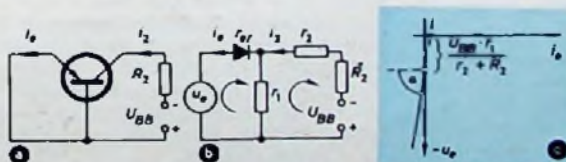


Bild 4. Schaltbild (a), Ersatzschaltbild (b) und Kennlinie (c) für Betrieb im Bereich I

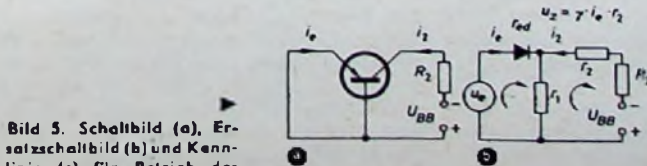


Bild 5. Schaltbild (a), Ersatzschaltbild (b) und Kennlinie (c) für Betrieb des S-Transistors im Bereich II

Die durch Gl. (8) dargestellte Gerade hat die Steigung

$$\tan \beta = \frac{d u_e}{d i_e} = \frac{\tau_1 [r_2 (1-\gamma) + R_2]}{\tau_2 + R_2} \quad (9)$$

Paßt man den Außenwiderstand R_2 an den Innenwiderstand r_2 an ($R_2 = r_2$), so wird $\tan \beta$ für $\gamma > 2$ negativ, d. h., man erhält dann eine fallende Kennlinie, die sich zur Schwingungserzeugung verwenden läßt.

Bereich III

Im Bereich III ist keine Verstärkerwirkung mehr vorhanden, und die zusätzliche Stromquelle fällt jetzt fort (Bild 6). Dann gilt

$$u_e = i_e (r_{ed} + \tau_1) - i_2 \cdot \tau_1 \quad (10)$$

$$U_{BB} = i_2 (\tau_1 + r_2 + R_2) - i_e \cdot \tau_1 \quad (11)$$

Mit

$$i_2 = \frac{U_{BB} + i_e \cdot \tau_1}{\tau_1 + r_2 + R_2}$$

wird, wenn man r_{ed} gegen r_2 und r_1 vernachlässigt und r_1 im Nenner fortfällt,

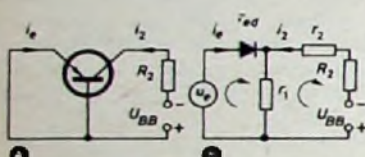


Bild 6. Schaltbild (a), Ersatzschaltbild (b) und Kennlinie (c) im Bereich III

$$u_e = i_e \cdot \tau_1 - \frac{U_{BB} \cdot \tau_1}{\tau_2 + R_2} \quad (12)$$

Die Steigung der durch Gl. (12) bestimmten Geraden ist $\tan \varepsilon = \tau_1$. Für den Sättigungsstrom kann r_2 gegen R_2 vernachlässigt werden, wenn r_2 als Summand auftritt. Dann erhält man

$$u_e = i_e \cdot \tau_1 - \frac{U_{BB} \cdot \tau_1}{R_2} \quad (13)$$

Der Schnittpunkt Q der Geraden für die Bereiche II und III (Bild 6c) ergibt sich aus den beiden Gleichungen (8) und (13). Er hat die Koordinaten

$$i_e = \frac{U_{BB}}{\gamma \cdot R_2} \quad (14)$$

und

$$u_e = U_{BB} \cdot \tau_1 \left(\frac{1}{\gamma \cdot R_2} - \frac{1}{R_2} \right) \quad (15)$$

Die Knickpunkte P und Q kennzeichnen den Kurvenverlauf und sind besonders für die Anwendung des S-Transistors in bistabilen Schaltungen von Interesse. In dem Oszillogramm einer $u_e - i_e$ -Kennlinie (Bild 7) lassen sich die drei Bereiche gut erkennen.

Äußere Widerstände

Wenn mit dem inneren Basiswiderstand r_1 ein äußerer Widerstand R_1 in Serie geschaltet wird, so ändert sich die vorstehende Betrachtung nur geringfügig; an Stelle von r_1 ist dann $r_1 + R_1$ zu setzen. Außerdem muß man noch einen äußeren Emittterwiderstand R und eine Stromquelle U_E im Emittterkreis einführen. Für den Emittterkreis gilt dann die Beziehung

$$U_E + u_e + R \cdot i_e = 0 \quad (16)$$

Dabei sind für u_e die in den drei Bereichen gefundenen Funktionen einzusetzen. Aus Gl. (16) läßt sich außerdem die

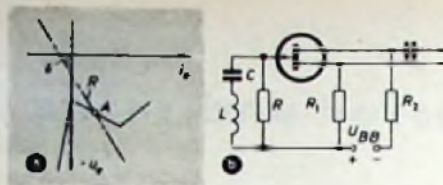


Bild 8. Lage des Arbeitspunktes im instabilen Bereich (a) und Schaltung (b) zur Sinusschwingungserzeugung

Widerstandsgerade des äußeren Widerstandes R festlegen. Sie schneidet die u_e -Achse ($i_e = 0$) bei

$$u_e = -U_E \quad (17)$$

und die i_e -Achse ($u_e = 0$) bei

$$i_e = -\frac{U_E}{R} \quad (18)$$

Der mit der Abszisse gebildete Winkel δ ist durch $\tan \delta = -R$ gegeben. R und U_E bestimmen den Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der aus den drei Teilstücken zusammengesetzten Kennlinie. Je nach der Größe von R und U_E können sich ein, zwei oder drei Schnittpunkte ergeben.

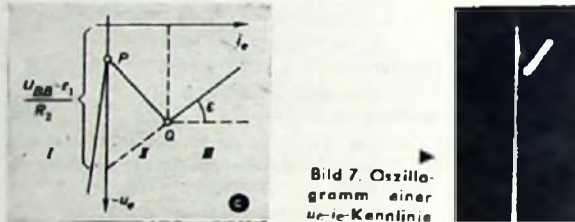


Bild 7. Oszillogramm einer $u_e - i_e$ -Kennlinie

Anwendungsbeispiele

Oszillator

Wenn R große Werte annimmt, liegt der Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie im Bereich II (Bild 8a). Da dieser Arbeitspunkt instabil ist, treten dann Schwingungen auf. Durch äußere Schaltmittel läßt sich der Schwingungseinsatz unterstützen. Mit einem Serienresonanzkreis L, C (Bild 8b) erhält man Sinusschwingungen (Bild 9a).

R hat dabei einen Wert von mehreren Kiloohm, U_{BB} liegt bei 6 ... 20 V. Läßt man die Spule L fort, so ergeben sich Sägezahnsschwingungen (Bild 9b), die von C, R, R_1 und U_{BB} abhängen (R_1 und U_{BB} verändern die Frequenz jedoch nur geringfügig). Die Schwingungen machen sich auch im Basiskreis bemerkbar. Wenn im Emittterkreis Sägezahnsschwingungen auftreten, dann erscheinen an R_2 schmale Rechteckimpulse.

Bei besonderer Ausführung des S-Transistors mit sehr geringer innerer Kapazität und erhöhtem Verstärkungsfaktor treten ohne äußere Schaltglieder HF-Schwingungen auf, die noch im UHF-Bereich nachweisbar sind. Bild 10a zeigt die Kennlinie eines derartigen S-Transistors, die im Bereich II zu einem Schlauch auseinandergezogen ist. Bild 10b stellt den Verlauf einer Periode dar. Während die Durchlaß-Halbperiode voll ausgebildet ist, hat die Sperr-Halbperiode eine Verbreiterung erfahren. Der Schlauch erweist sich als HF-Schwingung.

Flip-Flop

Die Widerstandsgerade wird dabei so gelegt, daß sie alle drei Kennlinien schneidet (R ist dann sehr klein). Die Arbeitspunkte A_1 und A_2 (Bild 11a) sind stabil. Wenn man den Arbeitspunkt von A_1 in dem i_e einen kleinen negativen Wert hat, durch Erhöhung der Spannung um ΔU

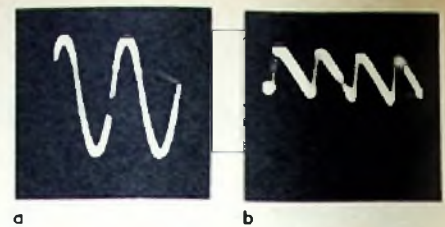


Bild 9. Mit einem S-Transistor erzeugte Sinus- (a) und Sägezahnsschwingungen (b)

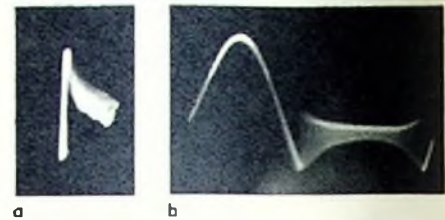


Bild 10. a) Kennlinie eines S-Transistors, die im Bereich II zu einem Schlauch auseinandergezogen ist; b) Oszillogramm einer Periode

(zum Beispiel durch einen über C zugeführten Impuls) auf die Spitze P der Kennlinie bringt (Bild 11), dann wird er instabil und springt nach A_2 um. Dabei erhöht sich der Strom i_e auf einen großen Wert, der so lange konstant bleibt, bis eine Gegenspannung ΔU den Arbeitspunkt auf den Punkt Q absenkt. Jetzt erfolgt der Umschlag auf den Punkt A_1 . Tab. I enthält die Daten für Flip-Flop-Stufen mit S-Transistoren. Die im Bild 11b dargestellte Schaltung läßt sich zu einem Bauelement für eine Zähldekade ausbauen (Bild 12).

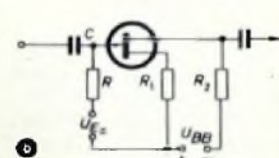
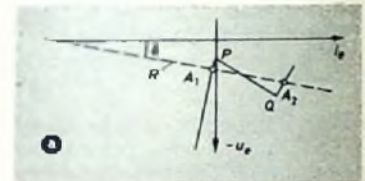


Bild 11. a) Bistabile Lage der Widerstandsgeraden und b) Flip-Flop-Schaltung mit S-Transistor für eine Zähldekade

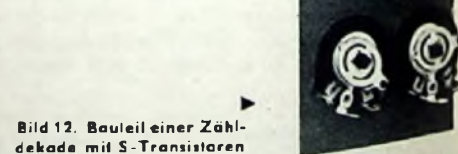


Bild 12. Bauelement einer Zähldekade mit S-Transistoren

Tab. I. Daten für Flip-Flop-Stufen mit S-Transistoren

	S-Transistor-Typ		
	ST 10	ST 20	ST 50
U_{BB}	6 ... 20	6 ... 20	6 ... 20 V
I_2	5 ... 10	20	50 mA
R	1 ... 2	0,5 ... 10	0 ... 2,5 kOhm
R_1	0 ... 500	0 ... 500	0 ... 500 Ohm
R_2	0 ... 2	0 ... 2	0 ... 2 kOhm
$U_E =$			0 ... 2 V
I_E	1 ... 2	1 ... 3	1 ... 10 mA
Impulsanstieg		0,1	0,1 μ s

Einkanal-, Dreikanal- und Breitband-Antennen In Theorie und Praxis

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 10, S. 350

DK 621.396.67:621.397.62

4. Praxis der Einkanal-, Dreikanal- und Breitband-Antennen

Wie die Praxis gezeigt hat, wird der Gewinn bei Mehrelement-Antennen nicht nur durch die Anzahl der Direktoren, sondern auch durch ihren gegenseitigen Abstand und den Abstand zum Empfangsdipol bestimmt. Dabei ist jedoch zu beachten, daß der Direktorenabstand weder beliebig klein (zu große Strahlungskopplung) noch beliebig groß (zu geringe Strahlungskopplung) gewählt werden darf.

Die Entfernung Reflektor Empfangsdipol bestimmt (bei geeigneter Dimensionierung) in erster Linie das Vor-Rückverhältnis und den Fußpunktwiderstand der Antenne. Durch optimale Dimensionierung lassen sich bei Verwendung von mehreren Reflektoren erhebliche Verbesserungen erreichen. Um für einen Antennentyp das jeweils günstigste Ergebnis zu erhalten, ist zu beachten:

- 1) Die Länge und die Abstände der Direktoren untereinander und vom Empfangsdipol müssen passend gewählt werden,
- 2) die Bemessung und die Anordnung des Reflektors oder mehrerer Reflektoren muß auf die Direktoren und den Empfangsdipol abgestimmt sein. Daraus folgt, daß man das günstigste Ergebnis nur durch wiederholte Meßversuche erhalten kann. Im folgenden soll gezeigt werden, wie und unter welchen Bedingungen die günstigste Gestaltung einer Mehrelement-Antenne erreicht werden kann.

4.1 Die Breitband-Antenne (FS-Band III)

Es gibt heute bereits Gebiete in Deutschland, in denen neben mehreren einheimischen Regionalprogrammen auch zusätzliche Fernsehprogramme von Nachbarländern zu empfangen sind. Fallen alle Sender aus nahezu der gleichen Richtung ein, so lassen sie sich mit einer einzigen Breitband-Antenne empfangen, die fest installiert wird. Da diese Sender infolge ihrer geographischen Lage aber meistens mit unterschiedlicher Energie am Empfangsort eintreffen, müssen die Breitband-Antennen auch bei kleinen Feldstärken noch eine für ein einwandfreies Bild ausreichende Spannung liefern. Bei der Entwicklung einer derartigen Antenne sind also folgende Forderungen zu stellen:

- a) möglichst hoher Spannungsgewinn,
- b) möglichst großes Vor-Rückverhältnis,
- c) möglichst kleiner Öffnungswinkel und
- d) möglichst gleichbleibender Fußpunktwiderstand.

Diese Bedingungen erfordern eine sorgfältige Bemessung der Antenne. Da die mathematischen Zusammenhänge bei Antennen mit mehr als vier Elementen sehr verwickelt sind, ist man weitgehend auf sehr langwierige Meßreihen angewiesen.

Zu a) Wie bereits erwähnt, wird der Gewinn einer Mehrelement-Antenne nicht nur durch die Anzahl der Direktoren, sondern auch durch ihren gegenseitigen Abstand bestimmt. Dabei ist zu beachten, daß die Direktoren

- 1) nur so lang sein dürfen, daß sie am Bandende (etwa 223 MHz) ihre Wirkung noch nicht umkehren und zu Reflektoren werden, und

2) nur so weit auseinander zu setzen sind, daß die erforderliche Strahlungskopplung erhalten bleibt.

Bei geeigneter Dimensionierung muß also ein vernünftiges Verhältnis von Antennengewinn und Aufwand auftreten.

Zu b) Von hinten einfallende Reflexionen ließen sich vollkommen unterdrücken, wenn man zum Beispiel einen Schirm mit mehreren Metern Durchmesser anwenden würde. Da dieser aber in der Praxis wegen seiner Größe nicht realisierbar ist, arbeitet man mit einem, zwei oder mehreren abgestimmten Reflektorstäben. Ein Optimum stellen die sogenannten Reflektorwände (zum Beispiel Engels-Reflektorschirm „6200“), die aus einer Reihe von Reflektorstäben bestehen, oder drei abgestimmte einzelne Reflektorstäbe dar.

Die systematische Untersuchung des Problems – ein, zwei oder drei Reflektorstäbe oder Reflektorwand – hat gezeigt, daß besonders bei größeren Breitband-Antennen das Vor-Rückverhältnis durch Anwendung von drei Reflektoren oder einer Reflektorwand beträchtlich gegenüber Antennen mit einem oder zwei Reflektoren verbessert werden kann. Aber nicht nur die Länge dieser Reflektoren und ihr Abstand von Empfangsdipol ist entscheidend, sondern auch ihr Abstand untereinander. Da eine gleichmäßige Wirkung über das gesamte Band erreicht werden soll, ergibt sich die günstigste Gestaltung auch hier durch schrittweise Annäherung.

Zu c) Je höher der Gewinn einer Mehrelement-Antenne, um so schmaler ist ihre Spannungs-Richtcharakteristik (vordere Keule), und um so kleiner ist ihr Öffnungswinkel in der Horizontalen. Etwa auftretende Nebenzipfel lassen sich durch geschickte Dimensionierung weitgehend unterdrücken.

Zu d) Es ist heute mit verschiedenen Mitteln möglich, den Frequenzgang des Fußpunktwiderstandes für ein breites Band in den zulässigen Grenzen zu halten. Zum Beispiel werden zwei Faltdipole verwendet, die über eine sogenannte Phasenleitung miteinander verbunden sind.

Untersuchungen haben gezeigt, daß es ein einfacheres und weniger aufwendiges Mittel gibt, um die Fußpunktwiderstandsschwankungen einer Mehrelement-Antenne in engeren Grenzen zu halten. Ausgehend von der Überlegung, daß man nicht nur zwei abgestimmte Faltdipole miteinander kombinieren, sondern ebenso

einen auf den oberen Frequenzbereich abgestimmten Faltdipol direkt mit einem darüberliegenden gestreckten Dipol, der auf den unteren Frequenzbereich abgestimmt ist, verbinden kann, wurde ein System, der sogenannte Breitband-Direktor (BB-Direktor), entwickelt, das es gestattet, die gleiche Wirkung zu erreichen. Dieser BB-Direktor ist so dimensioniert, daß sich eine gute Kompensationswirkung ergibt, so daß die Welligkeit weit unter die zulässige Grenze von $m = 2$ gelegt werden kann. Er unterscheidet sich äußerlich kaum von den übrigen Direktoren und sitzt sehr nahe am Empfangsdipol.

4.2 Beispiele aus der Praxis

Die nachstehenden Beispiele beziehen sich auf neue Antennen der Firma Maz Engels.

4.2.1 Breitband-Antenne „6511“, Band III, Kanäle 5 ... 11 (174 ... 223 MHz)

Diese Antenne (Bild 9) besteht aus einem Faltdipol, drei Reflektoren und sechs Direktoren, von denen der erste (der BB-Direktor) sehr nahe am Faltdipol sitzt. Die Antenne ist so ausgelegt, daß sie a) hohen Gewinn, großes und verhältnismäßig gleichbleibendes Vor-Rückverhältnis, kleinen Öffnungswinkel sowie geringe Fußpunktwiderstandsänderungen aufweist und

b) handlich in der Ausführung (durch nicht allzu großen Abstand der Direktoren) und durch eine Feder-Rast-Automatik leicht zu montieren ist, die das Ausschwenken der Elemente ohne zusätzliche Befestigungsmittel (wie Flügelschrauben) ermöglicht. Der BB-Direktor wird zusammen mit dem Faltdipol ausgeschwenkt.

Daß der Abstand des BB-Direktors vom Faltdipol nicht nur den Fußpunktwiderstand, sondern auch den Gewinn und damit die Breitbandigkeit der Antenne über das gesamte FS-Band III beeinflusst, zeigt Bild 10. Bei einem Abstand zwischen Faltdipol und BB-Direktor von etwa $0,055 \lambda$ und $0,018 \lambda$ tritt ein Gewinnabfall im Bereich der Kanäle 7 und 11 beziehungsweise 9 und 11 auf, während bei einem Abstand von etwa $0,035 \lambda$ ein recht gleichmäßiger Gewinnverlauf über das gesamte FS-Band III zu beobachten ist. Der sehr geringe Gewinnabfall an den Bandgrenzen läßt sich auf die verschiedene relative Antennenlänge bei den kürzeren und längeren Wellen zurückführen.

Bild 11 zeigt den Verlauf des Vor-Rückverhältnisses. Diese Kurve bestätigt die

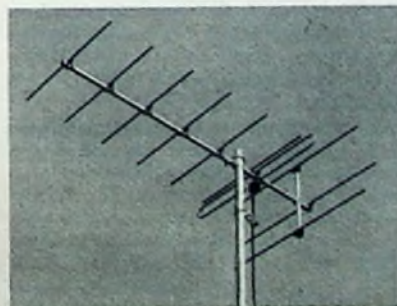


Bild 9. Breitband-Antenne „6511“ für FS-Band III

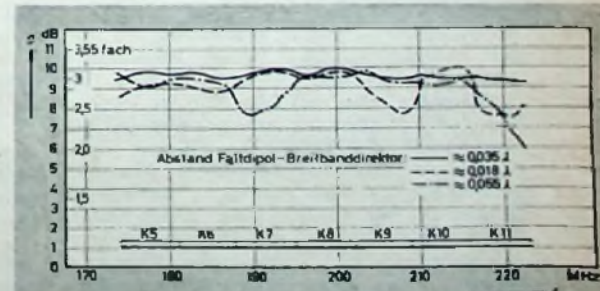


Bild 10. Antennengewinn der Breitband-Antenne „6511“ (Engels) im FS-Band III (174... 223 MHz) bei verschiedenen Abständen Faltdipol—BB-Direktor



Bild 11. Vor-Rückverhältnis der Breitband-Antenne „6511“ im FS-Band III (174...223 MHz)

Bild 13. Gewinn und Vor-Rückverhältnis der Antenne „6514“ im FS-Band III

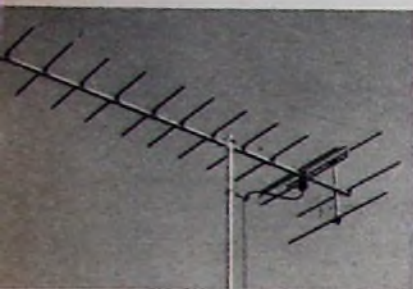
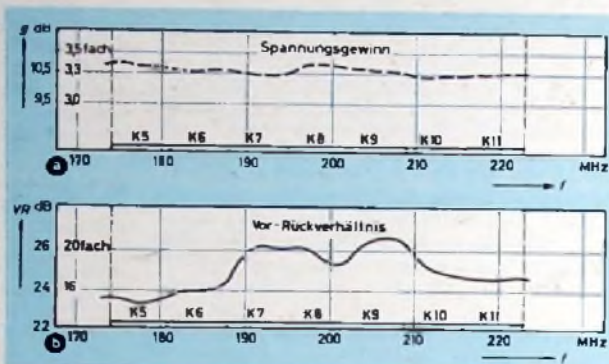


Bild 12. Breitband-Antenne „6514“ für FS-Band III



Annahme, daß drei Reflektorstäbe erforderlich sind, um bei längeren Antennen verhältnismäßig hohe und gleichmäßige Werte des Vor-Rückverhältnisses zu erhalten. Die Welligkeit beträgt – gemittelt über das gesamte Band III – $m \approx 1,5$, d. h., die Fußpunktstandsschwankungen liegen weit unter der zulässigen Grenze. Der horizontale Öffnungswinkel ist im Mittel 51° ; er nimmt vom Kanal 5 bis zum Kanal 11 von etwa 54° auf 48° ab. Nennenswerte Nebenzipfel treten in keinem Fall auf.

4.2.2 Breitband-Antenne „6514“, FS-Band III, Kanäle 5...11 (174 bis 223 MHz)

Diese Antenne (Bild 12) hat einen Faltdipol, drei Reflektoren und zehn Direktoren, von denen wieder der erste ein BB-Direktor ist. In der Grundausführung entspricht sie der Breitband-Antenne „6511“, die durch vier zusätzliche Direktoren zur 14-Element-Breitband-Antenne erweitert wurde. Vergleicht man ihre im Bild 13 dargestellten Kennwerte mit denen der Antenne „6511“, so kann man feststellen, daß im wesentlichen bei gleichzeitigem Gewinnanstieg die Gleichmäßigkeit des Verlaufs erhalten bleibt. Das Vor-Rückverhältnis nimmt ebenfalls zu, zeigt aber zwei schwache Maxima im Bereiche der Kanäle 7...9. Die Kenndaten dieser Antenne sind: mittlerer Spannungsgewinn 10,5 dB (3,3fach), mittleres Vor-Rückverhältnis 25 dB (17 : 1), mittlerer horizontaler Öffnungswinkel 40° (45° im Kanal 5, 37° im Kanal 11) und mittlere Welligkeit $m \approx 1,5$.

4.3 Die Dreikanal-Antenne (FS-Band III)

Ausgehend von den Erfahrungen, die bei der Entwicklung der neuen Breitband-Antennen gemacht wurden, schien es zweckmäßig, den BB-Direktor in veränderter Form auch für solche Antennen zu verwenden, die beispielsweise nur drei Kanäle im Band III besonders wirksam aufnehmen sollen. Diese Überlegung führte zu der Entwicklung sogenannter Dreikanal-Antennen, die ohne besondere Abstimmung (ohne Biege- oder Abbrechenden) in den gewünschten Kanälen Resultate liefern, die denen von Einkanal-Antennen nahekommen. Für diese Antennenart gelten die gleichen Grundforderungen wie für die Breitband-Antennen:

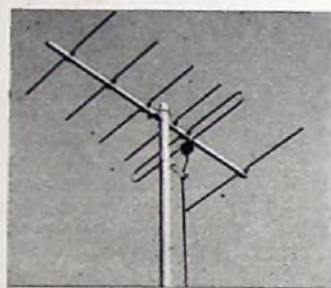


Bild 14. Dreikanal-Antenne „6291“ für FS-Band III

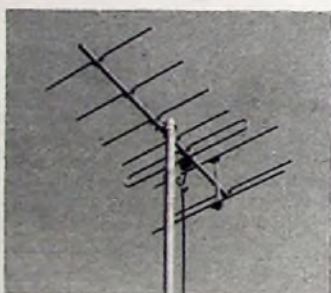


Bild 15. Dreikanal-Antenne „6391“ für FS-Band III

Bild 17. Spannungsgewinn und Vor-Rückverhältnis der Dreikanal-Antennen „6291“ und „6391“ in den Kanälen 9...11 (202...223 MHz)

großer Spannungsgewinn, hohes Vor-Rückverhältnis, kleiner Öffnungswinkel und wenig variierender Fußpunktstand. Auch hier lassen sich diese Forderungen durch einen BB-Direktor erfüllen, wenn

- a) sein Abstand zum Faltdipol vergrößert wird und
- b) die übrigen kürzeren Direktoren so in bezug auf Länge und Abstand aufeinander abgestimmt werden, daß sich für die gewünschten drei Kanäle optimale Ergebnisse ergeben.

4.3.1 Dreikanal-Antenne „6291“, FS-Band III, Kanäle 9...11

Diese Antenne (Bild 14) besteht aus einem Faltdipol, einem Reflektor und vier Direktoren, von denen der erste (der BB-Direktor) verhältnismäßig dicht beim Faltdipol sitzt. Eingehende Messungen haben gezeigt, daß durch entsprechende Dimensionierung der Abstände zwischen Faltdipol und BB-Direktor, BB-Direktor und zweitem Direktor sowie zweitem und drittem Direktor im wesentlichen die geforderten Eigenschaften erreicht werden.

Vom vierten Direktor ab sind die Abstände wieder gleichmäßig.

Durch einen 2-Reflektor-Zusatz läßt sich diese Antenne zum Typ „6391“ (acht Elemente) erweitern (Bild 15).

Bild 16 zeigt den Verlauf des Gewinns in Abhängigkeit von der Dimensionierung der ersten drei Direktoren (sonstiges System unverändert). Es ist deutlich zu erkennen, daß bei Fehldimensionierung (gestrichelte Kurve) aus der Dreikanal-Antenne eine Einkanal-Antenne werden kann. Die ausgezogene Kurve gibt den annähernd gleichmäßigen Verlauf des Spannungsgewinns über die gewünschten Kanäle 9...11 wieder.

Im Bild 17 sind die Antennen „6291“ (sechs Elemente) und „6391“ (acht Elemente mit drei Reflektoren) gegenübergestellt. Der Spannungsgewinn steigt bei der 8-Element-Antenne von 7,7 auf 8,5 dB und das Vor-Rückverhältnis von 19 auf 23 dB an.

4.3.2 Die Dreikanal-Antenne „6491“, FS-Band III, Kanäle 9...11

Bei dieser Antenne (Bild 18) wurde der Grundtyp „6291“ durch den Direktor-Versatz „591“ erweitert. Sie hat einen Fall-

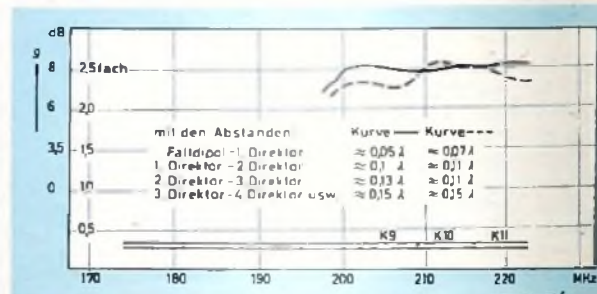
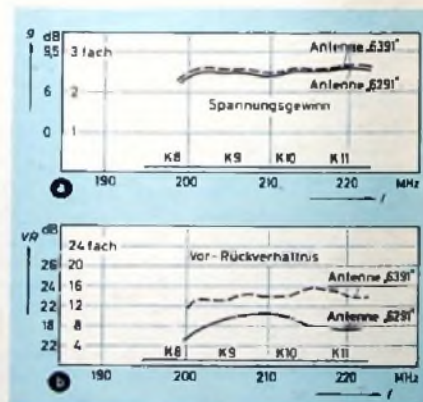


Bild 16. Antennengewinn der Dreikanal-Antenne „6291“ in den Kanälen 9...11 (202...223 MHz) bei verschiedenen Direktorenabständen



dipol, einen Reflektor und acht Direktoren. Durch Anbau des Reflektorzusatzes „91“ erhält man die 12-Element-Dreikanal-Antenne „6591“. Bild 19 gibt Aufschluß über die Kenndaten dieser beiden Antennentypen.

4.4 Die Einkanal-Antenne (FS-Band III)

Trotz des in der letzten Zeit stark ausgebauten Sendernetzes gibt es in Deutschland, besonders in gebirgigen Gegenden, noch Gebiete, in denen der Fernsehempfang sehr erschwert ist. Hier sollte man keine Breitband- oder Dreikanal-Antennen, sondern nur Einkanal-Antennen verwenden, um unter den gegebenen Voraussetzungen die höchstmögliche Eingangsspannung zu erhalten. In der FUNK-TECHNIK Nr. 10/1959, S. 349-350, wurde bereits eine derartige Einkanal-Antenne

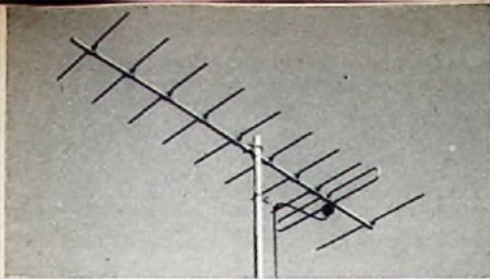


Bild 18 (oben). Dreikanal-Antenne „6491“ für FS-Band III. Bild 19 (rechts). Spannungsgewinn und Vor-Rückverhältnis der Dreikanal-Antennen „6491“ und „6591“ in den Kanälen 9...11 (202...223 MHz)

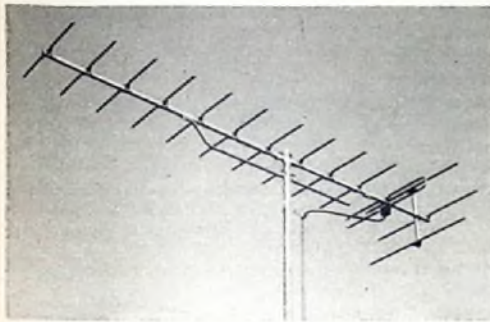
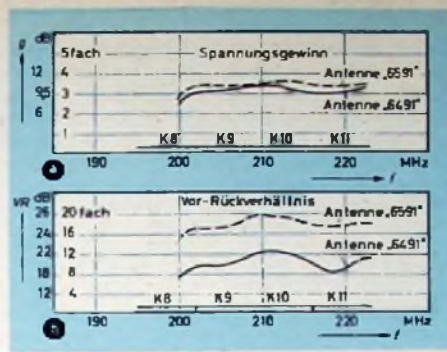


Bild 20. Einkanal-Antenne „6405“ für FS-Band III

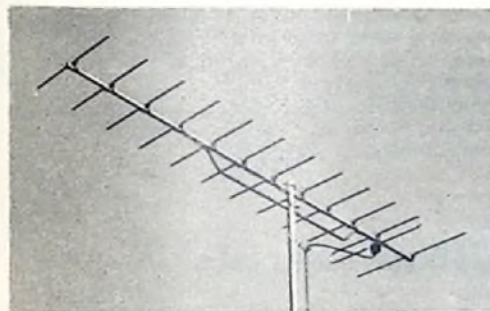


Bild 21. Einkanal-Antenne „6305“ für FS-Band III

besprochen. Es handelte sich dabei um die Engels-Antenne „6405“ mit drei Reflektoren, einem Faltdipol und zehn Direktoren (Bild 20). Als Kennwerte wurden folgende Daten angegeben: Spannungsgewinn 12 dB, Vor-Rückverhältnis 24,8 dB, horizontaler Öffnungswinkel etwa 34°. Diese Antenne ist eine Weiterentwicklung der Einkanal-Antenne „6305“ mit einem Reflektor, einem Faltdipol und zehn Direktoren (Bild 21).

Die Gesichtspunkte, die zu der Entwicklung der Antenne „6405“ aus dem Typ „6305“ führten, waren im wesentlichen auf

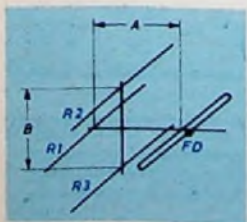
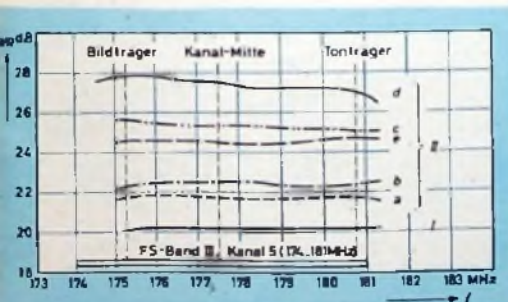


Bild 22. Steigerung des Vor-Rückverhältnisses der Einkanal-FS-Antennen „6305“ und „6405“: I = Einkanal-Antenne „6305“ mit einem Reflektor, II = Einkanal-Antenne „6405“ mit drei Reflektoren

die Erreichung eines höchstmöglichen Vor-Rückverhältnisses abgestimmt, das in den beschriebenen Fällen zur Ausblendung von Reflexionen unerlässlich ist. Daher dürfte es von Interesse sein, an Hand dieses Antennentyps einmal aufzuzeigen, mit welchen praktischen Mitteln es möglich wird, ein optimales Vor-Rückverhältnis zu erreichen.

Die Einkanal-Antenne mit nur einem Reflektor hat innerhalb des Kanals 5 ein mittleres Vor-Rückverhältnis von etwa 20 dB (Bild 22). Die Einkanal-Antenne mit drei Reflektoren läßt dagegen folgendes erkennen:

1) Durch proximative Änderung des Abstandes B zwischen den Reflektoren $R 2$ und $R 3$ bei variiertem Abstand A zwischen dem Reflektor $R 1$ und dem Faltdipol FD ist es möglich, einen Optimalwert für das Vor-Rückverhältnis zu finden. Es steigt zunächst bei Kurve a mit $B \approx 0,2 \lambda$ auf 21,8 dB, bei b mit $B \approx 0,3 \lambda$ auf 22,5 dB, bei c mit $B \approx 0,35 \lambda$ auf 25,4 dB und bei d mit $B \approx 0,4 \lambda$ auf 27,75 dB an und fällt anschließend für $B \approx 0,45 \lambda$ wieder auf 24,5 dB ab (Kurve e).

2) Daraus folgt, daß es einen bestimmten Abstand B für die Reflektoren $R 2$ und $R 3$ gibt, bei dem das Vor-Rückverhältnis ein Optimum erreicht. Bei größerem Abstand werden die beiden Reflektoren unwirksamer, und bei noch weiterer Abstandssteigerung sinkt das Vor-Rückverhältnis ständig.

Durch diese recht langwierigen Messungen konnte das Vor-Rückverhältnis der 14-Element-Einkanal-Antenne „6405“ von 24,8 auf 27,5 dB gesteigert werden.

4.5 Die Dezi-Antenne (FS-Band IV)

Schon lange vor dem Start der regulären Band IV-Sendungen, bei denen aber zur Zeit noch kein zweites Programm ausgestrahlt wird, brachte die Antennenindustrie die ersten Band IV-Antennen auf den Markt. Die Entwicklungen waren so weit vorgeschritten, daß mit einiger Sicherheit Antennentypen gefertigt werden konnten, die den Empfangsbedingungen genügen würden. Die Inbetriebnahme der Sender zeigte aber, daß die Ausbreitung der Dezimeterwellen nicht so günstig ist, wie man geglaubt hatte. Die ersten Erfahrungen lassen folgendes klar erkennen:

a) In ebenem Gelände und bei direkter Sicht nimmt die Feldstärke eines Band IV-Senders rascher ab als die eines Band III-Senders.

b) Im Senderschatten liegende Empfangsorte lassen sich mit Dezimeterwellen schlechter versorgen, da ihre Beugungsfähigkeit geringer ist.

c) Großräumige Flächen, Häuserwände, Türme, Schornsteine und alle Metallbauteile reflektieren die Dezimeterwellen sehr stark; selbst kleine Flächen, die im Band III nicht zu Reflexionen führen, wirken im Band IV als Reflektoren.

d) Bewaldete Hänge und sonstige unregelmäßig gegliederte große Flächen zeigen geringere Reflexionen.

e) Die Empfangsantennen liefern geringere Antennenspannungen als im Band III. Ihr Aufstellungsort ist wichtig; Änderungen der Höhe und seitliche Verschiebungen um Bruchteile von Metern beeinflussen bereits die Empfangsqualität.

f) Da die Abmessungen einer Band IV-Antenne - bedingt durch die Wellenlänge - etwa $\frac{2}{3}$ kleiner sind als die einer Band III-Antenne, entnimmt sie dem Senderfeld auch nur $\frac{1}{3}$ der Leistung.

g) Die Frage schließlich, ob im Dezi-FS-Bereich ein besonderer Antennenaufwand notwendig ist, muß also bejaht werden.

Diese Umstände bestimmen die Entwicklung und die Konstruktion der Band IV-Antennen. An eine Band IV-Antenne sind also folgende Forderungen zu stellen:

1) Eine schlechtere Leistungsabgabe der Dezi-Antennen kann nur durch Vergrößern der Elementanzahl ungefähr ausgeglichen werden.

2) Die Antennen sind also schon von vornherein für größere Spannungsgewinne auszulegen.

3) Optimales Vor-Rückverhältnis und kleiner Öffnungswinkel sind unerlässlich.

4) Die Antennen müssen schwenkbare Halterungen haben und sich zu Zwilling- oder auch Vierlings-Antennen (Dipolgruppen) zusammenstellen lassen.

Entsprechend den gegebenen senderseitigen und konstruktiven Voraussetzungen wurden für Dezi-Antennen Untersuchungen angestellt, wie man es erreichen kann, diese Antennen so auszulegen, daß sie einerseits möglichst breitbandig (6...8 Kanäle) sind und andererseits einen hohen Gewinn haben. Dabei durften aber die Forderungen nach großem Vor-Rückverhältnis und kleinem Öffnungswinkel nicht zurückgestellt werden. Wie diese Probleme gelöst wurden, zeigen die Dezi-Antennen „218“ und „318“.

4.5.1 Sechskanal-Dezi-Antenne „218“, FS-Band IV, Kanäle 14...19

Diese Antenne (Bild 23) besteht aus einem Faltdipol, drei Reflektoren und zwölf Direktoren. Sie entspricht den Engels-Drei-

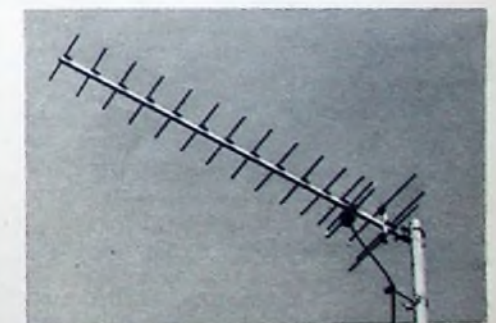


Bild 23. 6-Kanal-Dezi-Antenne „218“ für FS-Band IV, Kanäle 14...19

kanal-Antennen für das Band III und arbeitet also auch mit dem BB-Direktor, der nahe beim Faltdipol sitzt. Analysen und Messungen haben ergeben, daß durch entsprechende Dimensionierung der Abstände zwischen Faltdipol, BB-Direktor, zweitem und drittem Direktor eine Breitbandigkeit von etwa 50...60 MHz erreicht werden kann, ohne daß wesentliche Einbußen an Gewinn und Vor-Rückverhältnis auftreten.

Bild 24 zeigt den Verlauf des Gewinns und des Vor-Rückverhältnisses. Es ist

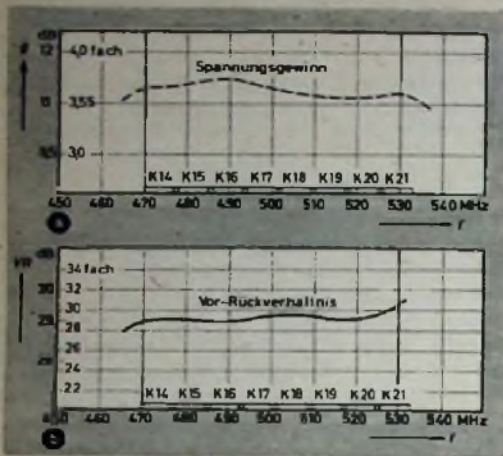


Bild 24. Gewinn und Vor-Rückverhältnis der Dezi-Antenne „218“ im FS-Band IV, Kanäle 14...20

deutlich zu erkennen, daß ein angenähert gleichmäßiger Verlauf des Gewinns und des Vor-Rückverhältnisses im Frequenzbereich 470...525 MHz vorliegt. Die Antenne läßt sich also für die Kanäle 14 bis 20 (einschließlich) verwenden. Interessant ist, daß die gleiche Antenne mit nur einem Reflektor einen Spannungsgewinn von 10,35 dB (3,3fach) und ein Vor-Rückverhältnis von etwa 23,2 dB (13 : 1) aufweist.

4.5.2 Fünfkana-Dezi-Antenne „318“, FS-Band IV, Kanäle 14...18

Diese Antenne (Bild 25; ein Faltdipol, drei Reflektoren und achtzehn Direktoren) ist aus der Antenne „218“ hervorgegangen und unterscheidet sich von ihrer Vorgängerin durch andere Abstände zwischen Faltdipol, BB-Direktor, erstem und zweitem Direktor. Ihr Spannungsgewinn beträgt etwa 13,1 dB (4,5 : 1), das Vor-Rückverhältnis rund 30 dB (30 : 1), der horizontale Öffnungswinkel etwa 34° und die Welligkeit $m \approx 1,5$ (Bild 26).

Zur Steigerung von Leistung und Bündelung lassen sich zwei Antennen „318“ auf

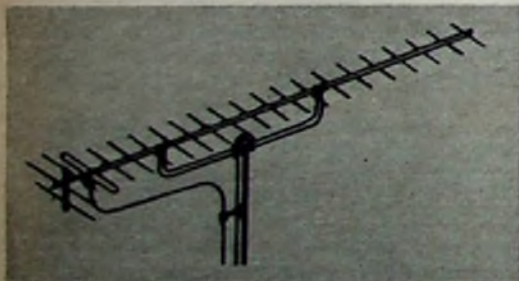


Bild 25. 5-Kanal-Dezi-Antenne „318“ für FS-Band IV, Kanäle 14...18

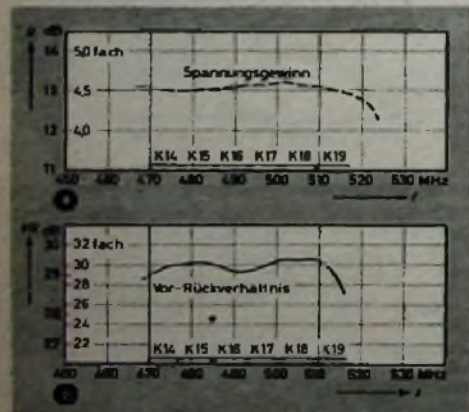


Bild 26. Gewinn und Vor-Rückverhältnis der Dezi-Antenne „318“ im FS-Band IV, Kanäle 14...18

einem gemeinsamen Antennenträger (Traverse „8202“) anordnen. Dadurch steigt der Antennengewinn auf etwa 14,3 dB an. Es ist aber auch möglich, vier Dezi-Antennen auf einem Antennenträger (2 x 2 Ebenen nebeneinander) aufzubauen. Neben einer Steigerung der Leistung ergibt sich dadurch eine wesentliche Verbesserung des vertikalen Öffnungswinkels.

4.6 Die Formel von Fishenden und Wiblin

Im folgenden soll abschließend untersucht werden, ob es möglich ist, die von den Amerikanern Fishenden und Wiblin aufgestellte Formel $g = \sqrt{n}$ auf die beschriebenen Antennen anzuwenden. Diese Formel besagt, daß der Antennengewinn mit der Quadratwurzel aus der Anzahl der Antennenelemente zunimmt.

Die ausgezogene Kurve im Bild 27 zeigt den Verlauf des Antennengewinns, der sich rechnerisch aus der genannten Gleichung ergibt. Die gemessenen und in diesem Beitrag angeführten Ergebnisse für verschiedene Antennenformen (Einkanal-, Dreikanal- und Breitband-Antennen), die in das Diagramm eingetragen wurden, streuen um diese theoretische Kurve. Aus Bild 27 läßt sich entnehmen, daß für die Einkanal-Antenne „6405“ (Band III, 14 Elemente) $g = 1,08 \cdot \sqrt{n}$, für die Dreikanal-Antenne „6591“ (Band III, 12 Elemente) $g = 0,95 \cdot \sqrt{n}$, für die Breitband-Antenne „6511“ (Band III, 6 Elemente) $g = 0,85 \cdot \sqrt{n}$ und für die Dezi-Antenne „218“ (Band IV, 16 Elemente)

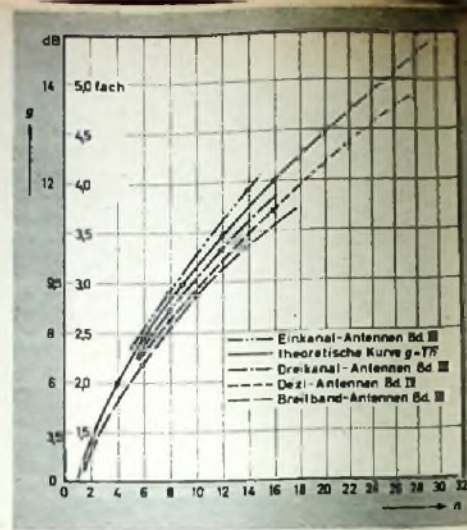


Bild 27. Antennengewinn in Abhängigkeit von der Anzahl der Elemente; theoretischer Kurvenverlauf für Breitband-, Einkanal-, Dreikanal- und Dezi-Antennen der Firma Max Engels

$g = 0,84 \cdot \sqrt{n}$ gilt. Bei Gegenüberstellung des Kurvenverlaufs der Band III-Antennen und der Dezi-Antennen tritt bei gleicher Elementanzahl eine Verminderung des Gewinns auf. Breitband-, Dreikanal- und Dezi-Antennen bleiben 5...10% unter der theoretischen Kurve, während hochgezüchtete Einkanal-Antennen etwa 3% darüber liegen. Selbstverständlich lassen sich so günstige Kurvenverläufe nur dann erreichen, wenn alle Antennenelemente optimal dimensioniert sind.

Mikro-Quecksilber-Relais

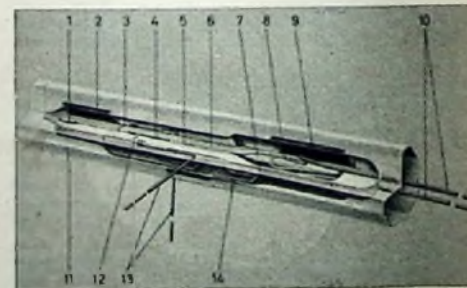
Die Kontakte elektromagnetischer Relais sind oft die schwachen Elemente in einem elektronischen Gerät. Selbst der schwächste Unterbrechungsfunkverursacht eine Schmelzung und einen Materialtransport zwischen den Kontakten, und dadurch erhöht sich der Übergangswiderstand.

Sollen die Relais eine unabhängige Verbindung zwischen dem Steuer- und dem Arbeitskreis herstellen, so können gewisse Verzerrungen ihre Anwendungsmöglichkeiten beschränken. Besonders die Ansprechzeit, die durch die Selbstinduktion der Spule und die Trägheit der beweglichen Teile bestimmt wird, bewirkt eine zeitliche Verzögerung zwischen Steuer- und Ausgangssignal. Außerdem ist es schwierig, ein Prellen der Kontakte zu verhindern. Durch das neue Telefunken-Mikro-Quecksilber-Relais (MQR) war es nun möglich, die Fehler zu beseitigen. Der Aufbau dieses Relais ist aus dem Schnittbild zu ersehen. Eine Glas-Kapillare (etwa so dick und halb so lang wie ein Streichholz) ist an beiden Enden zu Hohlräumen verschiedener Größe erweitert. In die Kapillare sind zwei Kontakte aus Platindrähten radial eingeschmolzen. Der Quecksilberfaden in der Kapillare liegt im Ruhezustand so, daß die Kontakte offen sind. In den verbleibenden Hohlräumen befindet sich Stickstoff unter etwa 30 at Druck. Der größere Hohlraum enthält außerdem noch einen Heizer, dem über zwei axial eingeschmolzene Anschlußdrähte der Heizstrom zugeführt wird.

Durch Einschalten des Steuerstromes wird der im großen Hohlraum vorhandene Stickstoff erhitzt; er dehnt sich aus und drückt den Quecksilberfaden in Richtung des kleineren Hohlräume, bis die beiden Kontakte durch den Faden verbunden sind. Nach Abschaltung des Steuerstromes erfolgt der umgekehrte Vorgang und damit eine Unterbrechung des Kontaktes, da sich dann der Druck im größeren Hohlraum wieder verringert und der Quecksilberfaden durch den Überdruck im kleineren Hohlraum zurückbewegt wird. Um das Relais bei längerer Einschaltedauer thermisch in einen Gleich-

gewichtszustand zu bringen, sind Kupferschellen in Verbindung mit einer Kupferbrücke zum Wärmeausgleich vorhanden. Durch die Ableitung der überschüssigen Wärmeenergie kommt der Quecksilberfaden nach Betätigen des Relais sofort zur Ruhe.

Die Schaltzeiten bei Zimmertemperatur sind kleiner als 0,5 s, und zwar liegen die Einschaltzeiten durchschnittlich zwischen 40 und 100 ms und die Ausschaltzeiten zwischen 100 und 250 ms. Wegen der geringen Abmessungen und kleinen Kontaktkapazitäten (0,5 pF) hat dieses Bauelement in einigen Schaltungen die bisher üblichen elektromagnetischen Relais bereits verdrängt. Anwendungsmög-



Schnittbild des Mikro-Quecksilber-Relais: 1 kleiner Hohlraum, 2 Kupferschelle, 3 Platin-Kontaktdraht, 4 Quecksilberfaden, 5 Kapillare, 6 Glasrohr, 7 großer Hohlraum, 8 Heizer, 9 Kupferschelle, 10 Anschlußdrähte für die Steuerspannung, 11 Kunststoffmantel, 12 Platin-Kontaktdraht, 13 Anschlußdrähte für die Schaltkontakte, 14 Kupferbrücke zum Wärmeausgleich

lichkeiten sind zum Beispiel Frequenz- oder Kanalschaltung von HF-Oszillatoren, Umschaltung von Eingangs- und Ausgangsimpedanzen oder eines kapazitiven Spannungsteilers, Frequenzgangumschaltung bei einem Verstärker und als Schutzschalter zur Verhinderung einer Überlastung von Meßinstrumenten

G. Mau

$$\mathcal{R}_{ges} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_i} & & & \\ -\frac{1}{x} + S & \mathcal{R}_{aa} \left(x \frac{1}{R_i} + S \right) & & \\ (1-x)^2 & -\frac{R_g}{R_g} + \frac{x^2}{R_i} + x \cdot S & & \\ R_g \cdot R_i \left(x \frac{1}{R_i} + S \right) & \mathcal{R}_{aa} \left(x \frac{1}{R_i} + S \right) & & \end{pmatrix} \quad (249)$$

$$\mathcal{R}_{ges} = \begin{pmatrix} & & & R_i \\ -\frac{1}{x + S \cdot R_i} + \frac{R_i}{\mathcal{R}_{aa}(x + S \cdot R_i)} & & & \\ (1-x)^2 & -\frac{R_g}{R_g(x + S \cdot R_i)} + \frac{x^2}{R_i} + x \cdot S & & \\ R_g(x + S \cdot R_i) & \mathcal{R}_{aa} \left(x \frac{1}{R_i} + S \right) & & \end{pmatrix} \quad (249a)$$

und mit $\mu = S \cdot R_i$

$$\mathcal{R}_{ges} = \begin{pmatrix} & & & R_i \\ -\frac{1}{x + \mu} \left(1 + \frac{R_i}{\mathcal{R}_{aa}} \right) & & & \\ (1-x)^2 & -\frac{R_g}{R_g(x + \mu)} + \frac{x^2}{R_i} + x \cdot R_g(x + \mu) & & \\ (1-x)^2 R_i + x \cdot R_g(x + \mu) & \mathcal{R}_{aa}(x + \mu) & & \end{pmatrix} \quad (249b)$$

Aus dieser Matrix ergibt sich mit Gl. (227) die Veräskderung der praktischen Gitterbasisschaltung zu

$$\mathcal{R} = \frac{x + \mu}{1 + \mathcal{R}_{aa}} = \frac{x + \mu}{R_i + \mathcal{R}_{aa}} \quad (250)$$

Der Eingangswiderstand folgt aus

$$\mathcal{R}_e = \frac{U_1}{\mathcal{I}_1} \quad \mathcal{I}_3 = 0 \quad w_{11} = \frac{k_{11}}{k_{31}} = \frac{1}{1 + \mathcal{R}_{aa}} \quad (251)$$

$$\mathcal{R}_b = \frac{(1-x)^2}{R_g} + \frac{\mathcal{R}_{aa} \cdot R_g}{(R_i + \mathcal{R}_{aa}) R_g} \quad \mathcal{R}_{aa} = \frac{\mathcal{R}_{aa} \cdot R_g}{(R_i + \mathcal{R}_{aa}) R_g} + \frac{x^2}{R_i} + x \cdot R_g(x + \mu)$$

Entsprechend ergibt sich der Ausgangswiderstand aus

$$\mathcal{R}_{aou} = \frac{U_2}{\mathcal{I}_2} \quad \mathcal{I}_1 = 0 \quad w_{22} = \frac{k_{22}}{k_{32}} = \frac{(1-x)^2 R_i + x \cdot R_g(x + \mu)}{(1-x)^2 + \mathcal{R}_{aa}} \quad (252)$$

Er stellt also die Parallelschaltung aus Lastwiderstand und der Summe von Innenwiderstand und transformiertem Gitterbleitwiderstand dar. (Wird fortgesetzt)

Berichtigung

Im Bild 49a (FUNK-TECHNIK Nr. 2/1960, S. 52) ist der Kurzschlussstrom \mathcal{I}_{sk} falsch eingetragen. Er fließt nicht in dem Leitungstück zwischen \mathcal{R}_{ka} und Y_{ga} , sondern in der unteren Verbindung von Y_{ga} und Y_{gk} .

In Tab. VII (FUNK-TECHNIK Nr. 4/1960, S. 116) muß in der dritten Spalte (Anodenbasisschaltung mit geteiltem Kathodenwiderstand, 2. Variation) das Element w_{22} der Widerstandsmatrix richtig

$$\left(Y_{gk} + \frac{\mathcal{R}_{ka}}{m} \right) q - p$$

lauten.

Einführung in die Matrizenrechnung (245)

Aus Gl. (245) läßt sich mit Tab. III die zugehörige Kettenmatrix berechnen. Man erhält

$$\mathfrak{R}_I = \begin{pmatrix} \frac{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_A}{m} & \frac{1}{m} \\ \frac{n}{m} & Y_1 + (1-x)^2 \left(Y_{ga} + \frac{1}{R_g} \right) + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S \end{pmatrix} \quad (246)$$

mit $m = (1-x) Y_{ga} - x \cdot Y_{ak} - S$, $n = Y_A \left[Y_1 + (1-x)^2 \left(Y_{ga} + \frac{1}{R_g} \right) + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S \right] +$
 $+ \left[Y_1 + (1-x)^2 \frac{1}{R_g} \right] (Y_{ga} + Y_{ak}) + Y_{ga} (Y_{ak} + S)$. Die Kettenmatrix des Vierpols II findet man in

Tab. IV

$$\mathfrak{R}_{II} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a} & \mathfrak{R}_a \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_a} & 1 \end{pmatrix} \quad (247)$$

$\left(\mathfrak{R}_a = \frac{1}{j \omega C_0}, \quad \mathfrak{R}_a = \frac{1}{j \omega L_0} \right) \parallel \omega L_0$. Schließlich folgt aus $\mathfrak{R}_{ges} = \mathfrak{R}_I \cdot \mathfrak{R}_{II}$

$$\mathfrak{R}_{ges} = \begin{pmatrix} \frac{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_A}{m} & \frac{1}{m} \\ \frac{n}{m} & Y_1 + (1-x)^2 \left(Y_{ga} + \frac{1}{R_g} \right) + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a} & \mathfrak{R}_a \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_a} & 1 \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{R}_{ges} = \begin{pmatrix} \frac{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_A}{m} \left(1 + \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a} \right) + \frac{1}{m \cdot \mathfrak{R}_a} & \frac{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_A}{m} \mathfrak{R}_a + \frac{1}{m} \\ \frac{n}{m} \left(1 + \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a} \right) + \frac{\mathfrak{R}_a \cdot m}{\mathfrak{R}_a \cdot m} & Y_1 + (1-x)^2 \left(Y_{ga} + \frac{1}{R_g} \right) + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n \cdot \mathfrak{R}_a + \frac{1}{m} & Y_1 + (1-x)^2 \left(Y_{ga} + \frac{1}{R_g} \right) + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S \\ \mathfrak{R}_a & \mathfrak{R}_a \end{pmatrix} \quad (248)$$

Vernachlässigt man die Neutralisation und die Röhrenkapazitäten, so wird mit $Y_{ga} = Y_1 = Y_A = 0$,

$$\mathfrak{R}_a = 0, Y_{ak} = \frac{1}{R_1}, m = - \left(x \frac{1}{R_2} + S \right) \text{ und } n = \frac{(1-x)^2}{R_g \cdot R_1}$$

Tab. IX. Eigenmatrizen der Gitterbasis-, Maschen- und Zwischenbasisschaltungen

Schaltung	Widerstandsmatrix ZD	Leitwertmatrix Y	Reihenmatrix A	Reihenparallelmatrix B
<p>allgemeine Gitterbasisschaltung</p>	$\begin{pmatrix} \frac{Z_{aa} + Z_{bb}}{m} & -\frac{Z_{ab}}{m} \\ \frac{Z_{aa} + S}{m} & -\frac{Z_{ab} + Z_{bb} + S}{m} \end{pmatrix}$ <p>mit $m = Z_{aa} + Z_{bb} + S + Z_{aa} \cdot Z_{bb}$</p>	$\begin{pmatrix} Z_{aa} + Z_{bb} + S & -Z_{ab} \\ Z_{aa} + S & -(Z_{ab} + Z_{bb}) \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{Z_{aa} + Z_{bb}}{Z_{aa} + S} & \frac{1}{Z_{aa} + S} \\ \frac{m}{Z_{aa} + S} & \frac{Z_{aa} + Z_{bb} + S}{Z_{aa} + S} \end{pmatrix}$ <p>mit $m = Z_{aa}(Z_{bb} + Z_{bb} + S) + Z_{aa} \cdot Z_{bb}$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{Z_{ab}}{Z_{aa} + Z_{bb} + S} & \frac{1}{Z_{aa} + Z_{bb} + S} \\ -\frac{m}{Z_{aa} + Z_{bb} + S} & \frac{Z_{aa} + Z_{bb}}{Z_{aa} + Z_{bb} + S} \end{pmatrix}$ <p>mit $m = Z_{aa}(Z_{bb} + Z_{bb} + S) + Z_{aa} \cdot Z_{bb}$</p>
<p>praktische Gitterbasisschaltung</p>	$\begin{pmatrix} \frac{R_1 + R_2}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \mu} & \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \mu} \\ \frac{1 + \mu}{\frac{R_1}{R_2} + \mu} + \frac{1}{R_2} & \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \mu}{\frac{R_1}{R_2} + \mu} + \frac{1}{R_2} \end{pmatrix}$ <p>mit $R_2 = \frac{1}{j\omega C_1} \parallel j\omega L_2$ $\mu = S \cdot R_1$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + S & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{1}{R_1} + S & -(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}) \end{pmatrix}$ <p>mit $R_2 = \frac{1}{j\omega C_1} \parallel j\omega L_2$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \mu} & \frac{R_1}{1 + \mu} \\ \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \mu}{1 + \mu} & \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \mu}{1 + \mu} \end{pmatrix}$ <p>mit $R_2 = \frac{1}{j\omega C_1} \parallel j\omega L_2$ $\mu = S \cdot R_1$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_1 + R_2 + \mu} & \frac{R_1}{R_1 + R_2 + \mu} \\ \frac{1}{R_1 + R_2 + \mu} & \frac{1 + \mu}{R_1 + R_2 + \mu} \end{pmatrix}$ <p>mit $R_2 = \frac{1}{j\omega C_1} \parallel j\omega L_2$ $\mu = S \cdot R_1$</p>
<p>Maschenbasis</p>	<p>existiert nicht</p>	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{\mu_1(1 + \mu_2)}{R_{12} + n(1 + \mu_2) \frac{R_{12}}{R_{22}}} & \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{12} + n(1 + \mu_2) \frac{R_{12}}{R_{22}}} \\ \frac{R_{12} + R_{22} + n(1 + \mu_2) \frac{R_{12}}{R_{22}}}{R_{22}} & \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{22}} \end{pmatrix}$ <p>mit $n = R_2 + R_{11} + R_{21}(1 + \mu_1)$ $\mu_1 = S_1 \cdot R_{11}, \mu_2 = S_2 \cdot R_{12}, R_{12} = \frac{1}{j\omega C_2}$</p>	$\begin{pmatrix} -\frac{1}{\mu_1} \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{12}(1 + \mu_2)} - \frac{n}{\mu_1 R_{22}} \left[1 - \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{22}(1 + \mu_2)} \right] & \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{22}} \\ -\frac{1}{\mu_1} \frac{R_{12}}{R_{22}} - \frac{n}{\mu_1} \left[1 - \frac{R_{12}}{R_{22}(1 + \mu_2)} \right] & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$ <p>mit $n = R_2 + R_{11} + R_{21}(1 + \mu_1)$ $\mu_1 = S_1 \cdot R_{11}, \mu_2 = S_2 \cdot R_{12}, R_{12} = \frac{1}{j\omega C_2}$</p>	<p>existiert nicht</p>
<p>allgemeine Zwischenbasisschaltung</p>	$\begin{pmatrix} \frac{Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc}}{(1-x)Z_{aa} + xZ_{bb} + S} & \frac{x(Z_{aa} + Z_{bb}) - Z_{cc}}{p} \end{pmatrix}$ <p>mit $n = Z_{aa} + (1-x)^2 Z_{bb} + x^2 Z_{cc} + x \cdot S$ $p = n \cdot Z_{aa} + Z_{bb}(Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)$</p>	$\begin{pmatrix} Z_{aa} + (1-x)^2 Z_{bb} + x^2 Z_{cc} + x \cdot S & x \cdot Z_{aa} - (1-x) Z_{bb} \\ (1-x) Z_{bb} - x \cdot Z_{cc} - S & -(Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc}) \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc}}{m} & \frac{1}{m} \\ \frac{Z_{aa} + n \cdot Z_{bb}(Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)}{m} & \frac{n}{m} \end{pmatrix}$ <p>mit $m = (1-x)Z_{aa} + xZ_{bb} + S$ $n = Z_{aa} + (1-x)^2 Z_{bb} + x^2 Z_{cc} + x \cdot S$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{(1-x)Z_{bb} - xZ_{cc}}{n} & \frac{1}{n} \\ -\frac{n}{n} & \frac{(1-x)Z_{aa} + xZ_{bb} + S}{n} \end{pmatrix}$ <p>mit $n = Z_{aa} + (1-x)^2 Z_{bb} + x^2 Z_{cc} + x \cdot S$ $p = n \cdot Z_{aa} + Z_{bb}(Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)$</p>

<p>praktische Zwischenbasisschaltung</p>	$\begin{pmatrix} \frac{(Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc})(R_2 + R_3) + \dots}{p} & \dots \\ \dots & \dots \end{pmatrix}$ <p>mit $n = Z_{aa} [x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2})] + x^2 Z_{cc} + x \cdot S + [x_1 + (1-x)^2 \frac{1}{R_2}] n$ $n(Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)$ $p = n \cdot (R_2 + R_3) + x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2}) + x^2 Z_{cc} + x \cdot S$</p>	$\begin{pmatrix} n \cdot R_3 + x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2}) + x^2 Z_{cc} + x \cdot S & \dots \\ \dots & \dots \end{pmatrix}$ <p>mit $n = Z_{aa} [x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2})] + x^2 Z_{cc} + x \cdot S + [x_1 + (1-x)^2 \frac{1}{R_2}] (Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{(Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc})(1 + \frac{R_3}{R_2}) + \dots}{(1-x)Z_{aa} + xZ_{bb} + S} & \dots \\ \dots & \dots \end{pmatrix}$ <p>mit $n = Z_{aa} [x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2})] + x^2 Z_{cc} + x \cdot S + [x_1 + (1-x)^2 \frac{1}{R_2}] (Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{(1-x)Z_{bb} - xZ_{cc}}{n} & \frac{1 + (Z_{aa} + Z_{bb})R_3}{n \cdot R_2} \\ \dots & \dots \end{pmatrix}$ <p>mit $n = Z_{aa} [x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2})] + x^2 Z_{cc} + x \cdot S + [x_1 + (1-x)^2 \frac{1}{R_2}] (Z_{aa} + Z_{bb}) + Z_{cc}(Z_{aa} + S)$ $q = n \cdot R_3 + x_1 + (1-x)^2 (Z_{bb} + \frac{1}{R_2}) + x^2 Z_{cc} + x \cdot S$</p>
<p>zweites Zwischenbasisschaltung</p>	$\begin{pmatrix} \frac{(R_1 + R_2) R_3}{m} & \frac{x \cdot R_2 - R_3}{m} \\ \frac{R_2 + R_3(x + \mu)}{m} & \frac{[(1-x)^2 R_1 + x R_2(x + \mu)] R_3}{m} \end{pmatrix}$ <p>mit $m = (1-x)^2 (R_2 + R_3) + x R_2(x + \mu)$ $\mu = S \cdot R_1$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{(1-x)^2 R_1 + x R_2(x + \mu)}{R_1 \cdot R_3} & \frac{x}{R_1} \\ -\frac{x + \mu}{R_1} & \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_3} \end{pmatrix}$ <p>mit $\mu = S \cdot R_1$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{R_1 + R_2}{R_3(x + \mu)} & \frac{R_1}{(x + \mu)} \\ \frac{(1-x)^2 (R_1 + R_2) + x R_2(x + \mu)}{R_1 \cdot R_3(x + \mu)} & \frac{(1-x)^2 R_1 + x R_2(x + \mu)}{R_3(x + \mu)} \end{pmatrix}$ <p>mit $\mu = S \cdot R_1$</p>	$\begin{pmatrix} \frac{x \cdot R_2}{n} & \frac{R_1 \cdot R_2}{n} \\ \frac{(1-x)^2 (R_1 + R_2) + x R_2(x + \mu)}{n \cdot R_3} & \frac{R_1 \cdot R_2}{n} \end{pmatrix}$ <p>mit $n = (1-x)^2 R_1 + x R_2(x + \mu)$ $\mu = S \cdot R_1$</p>

Einseitenband-Steuersender

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 7, S. 224

NF-Verstärker

Das vom Mikrofon gelieferte NF-Signal wird in einem zweistufigen Verstärker (Rö 8a, Rö 8b) auf den erforderlichen Pegel gebracht und gelangt dann über C 130 und den Verstärkungsregler R 65 zum Gitter des Katodenverstärkers Rö 9a. Diese Stufe ist erforderlich, um dem mit 600 Ohm abgeschlossenen Ringmodulator die NF-Steuerspannung niederohmig zuzuführen. Die Auskopplung erfolgt über C 156 und dann über eine abgeschirmte Leitung nach C 16, L 5 im Balancemodulator. Die Katodenwiderstände R 71 und R 72 von Rö 9a liegen in den Stellungen „Aus“, „Tune“, „SSB“ und „AM“ des Schalters S 1 an Masse. In Schalterstellung „cw“ ist die Katodenleitung unterbrochen, um eine unerwünschte Modulation des Trägers zu verhindern.

Vox-Verstärker und Vox-Relais

Rö 9b arbeitet als Vox-Verstärker, Rö 10a als NF-Gleichrichter und Rö 11a als Relais-Röhre. In ihrem Anodenkreis liegt das Relais A, das nur dann anspricht, wenn am Mikrofon-Eingang ein Signal vorhanden ist.

Vom Anodenkreis von Rö 8b gelangt über den Punkt X ein Teil des NF-Signals zum Vox-Verstärkungsregler R 74, mit dem man die Verstärkung von Rö 9b regeln kann. Das verstärkte Signal wird über C 147 der Gleichrichterröhre Rö 10a zugeführt. Die von Rö 10a gelieferte positive Gleichspannung steuert das Gitter der Relais-Röhre, deren Katodenvorspannung mit dem Spannungsteiler R 87, R 88 so eingestellt ist, daß der Anodenruhestrom nicht ausreicht, um ein Ansprechen des Relais A zu bewirken. Wird nun das Mikrofon besprochen, so gelangt eine positive Gleichspannung zum Gitter der Relais-Röhre, die die Katodenvorspannung teilweise aufhebt, so daß das A-Relais anspricht. Der Kontakt a' schließt dann den Stromkreis für das Relais B, das über b' das Antennenrelais einschaltet, während a'' den Katodenkreis von Rö 13a, Rö 13b an Masse legt, so daß die Endstufe angesteuert wird. Um ein Abfallen des A-Relais bei sehr kurzen Sprechpausen (zum Beispiel zwischen zwei Wörtern) zu verhindern, ist der Dioden-Arbeitswiderstand R 79 mit C 148 überbrückt.

Rückkopplungssperre

Die Rückkopplungssperre verhindert, daß sich der Sender bei Lautsprecherbetrieb selbsttätig einschaltet. Dazu führt man dem 500-Ohm-Eingang vom Ausgangstransformator des Empfängers die Empfänger-Ausgangsspannung zu. Diese wird in Rö 11b verstärkt und mit Rö 10b gleichgerichtet. Rö 10b liefert eine negative Gleichspannung, die über R 85 am Gitter der Relais-Röhre Rö 11a liegt und die von Rö 10a erzeugte positive Gleichspannung, die infolge des auf das Mikrofon gelangenden Lautsprechersignals entsteht, aufhebt. Daher kann das A-Relais nicht ansprechen und den Sender einschalten.

Der Betriebsartenschalter S 1b schließt in den Stellungen „cw“, „Tune“ und „AM“ die mit R 79, R 80 gewonnene Katodenvorspannung von Rö 10a kurz, so daß sich der Sender dann mit S 4 einschalten läßt.

Quarzoszillator

Der Quarzoszillator erzeugt die Frequenzen 4, 11, 18 und 25 MHz, mit denen das im Bereich 3...4 MHz liegende Seitenband und der Restträger im Endumsetzer auf die Endfrequenzen im 80-, 40-, 25-, 15- und 10-m-Band umgesetzt werden. Beim Betrieb auf 80 m arbeitet der Endumsetzer als Geradeausverstärker, da dann der zweite Mischer bereits die Endfrequenz liefert. Bei 40 m wird Q 9 (4 MHz), bei 20 m Q 10 (11 MHz), bei 15 m Q 11 (8 MHz) und bei 10 m Q 12 (12,5 MHz) angeschaltet. Der kapazitive Spannungsteiler C 79, C 80 bestimmt die Katodenrückkopplung. Mit dem Bandschalter S 2c wählt man die Quarze aus. S 2a schaltet bei Betrieb auf dem 15- und 10-m-Band L 16 an, der mit S 2b bei 15 m C 85, C 86 und bei 10 m C 87, C 88 parallelgeschaltet werden. Der Anodenkreis des Generators ist dann auf die zweite Harmonische der betreffenden Quarzfrequenz (18 beziehungsweise 25 MHz) abgestimmt. Von der Anode von Rö 12 wird die Ausgangsspannung über C 81 und den Anschlußpunkt E dem Endumsetzer zugeführt.

Die Quarze sind Miniaturausführungen mit 12 mm Stiftabstand. Ihr Temperaturkoeffizient soll im Bereich +10...+45°C $\leq 1 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, die Frequenzkonstanz über vier Wochen besser als 1×10^{-5} sein. Der Einbau der Quarze in einen Thermostaten ist für Amateur-SSB-Betrieb nicht unbedingt erforderlich.

Zweiter Mischer, Endumsetzer, Treiber

Werden die in Tab. I angegebenen „FT-241“-Quarze benutzt, dann ist der 2-MHz-Verstärker auf 2,24 MHz abgestimmt. Diese Frequenz gelangt über die Anschlußpunkte A und B zum Steuergitter von Rö 13a. Rö 13b arbeitet als Katodenverstärker für die über D zugeführte VFO-

Tab. I. Daten der Quarze

Quarz	Frequenz	
Q 1, Q 2, Q 3, Q 4	Kanal 48	Filterquarz „FT-241“
Q 5, Q 6, Q 7, Q 8	Kanal 47	Filterquarz „FT-241“
Q 9	4 MHz $\pm 0,01\%$	Steuerquarz, handelaüblich
Q 10	11 MHz $\pm 0,01\%$	Steuerquarz, handelaüblich
Q 11	8 MHz $\pm 0,01\%$	Steuerquarz, handelaüblich
Q 12	12,5 MHz $\pm 0,01\%$	Steuerquarz, handelaüblich

Frequenz. In dem gemeinsamen Katodenkreis von Rö 13a und Rö 13b werden die vom 2-MHz-Verstärker und vom VFO gelieferten Frequenzen gemischt. Der Anodenkreis von Rö 13a und der Gitterkreis von Rö 14a lassen sich mit C 95 beziehungsweise C 100 auf die Differenzfrequenz (im Frequenzbereich 3...4 MHz) abstimmen. Diese beiden Kreise bilden ein induktiv gekoppeltes Bandfilter.

Die RC-Glieder R 44, C 90 und R 43, C 89 sind für „Welch-Tastung“ bemessen. Parallel zum Tastanschluß I liegt der Kontakt a'' des Relais A, der bei A 3- und

A 3a-Betrieb den Katodenkreis von Rö 13a, Rö 13b an Masse legt.

Eine weitere 6X8 arbeitet als Endumsetzer. In dem den beiden Röhrensystemen gemeinsamen Katodenkreis werden die über das Bandfilter L 18, C 94, C 95, C 96, L 19, C 98, C 99, C 100 und den Anschlußpunkt E zugeführten Frequenzen gemischt. Der Anodenkreis von Rö 14a ist in Parallelspeisung ausgeführt. Mit dem Schalter S 2d wird bei 80 m R 52, bei Betrieb auf den übrigen Bändern jeweils ein auf Bandmitte abgestimmter Schwingkreis eingeschaltet. Der Siebkreis L 23, C 109 ist auf 8 MHz abzugleichen; eine Nachstellung von C 110 ist dabei unvermeidlich. Für die Schalterebenen S 2d und S 2e sollte man Kontaktbahnen mit Kurzschließen für die nicht benutzten Spulen verwenden, da sonst leicht Unstabilitäten und Selbst-erregungen auftreten können.

Zum Steuergitter der Treiberröhre Rö 15 gelangen bereits die Endfrequenzen im 80-, 40-, 20-, 15- und 10-m-Band. Im Anodenkreis dieser Röhre liegen auf Bandmitte abgestimmte Schwingkreise, die sich mit C 119 für jede Betriebsfrequenz auf Resonanz (maximaler Gitterstrom der Endröhre) nachstimmen lassen. Die Fußpunkte der Kreise sind nicht direkt, sondern über C 121 an Masse gelegt. Ein Teil der an diesem Kondensator abfallenden HF-Spannung wird über C 120 (zwei verdrehte Drähte, 20 mm lang) auf das Gitter der Röhre zurückgeführt. Zum Abgleich von C 120 trennt man die Verbindung R 56 - R 57, R 58 auf, steuert Rö 15 in der Stellung „10 m“ von S 2 an und bringt mit C 119 den Gitterstrom der Endstufe auf Maximum ($\leq 0,1$ mA). Dann verändert man C 120 so lange, bis sich am Instrument ein deutliches Minimum einstellt. Anschließend wird R 56 wieder angelötet. Der Arbeitspunkt des Treibers ist so einzuregeln, daß sich bei voller NF-Ansteuerung ein Gitterstrom von ≤ 1 mA ergibt.

Endstufe

Die mit einer QE 05/40 (Valvo) bestückte Endstufe arbeitet in AB 1-Betrieb. Der Anodenkreis ist als Multiband-Kreis ausgeführt (L 37 und L 38 sind rechtwinklig zueinander mit wenigstens 15 mm Abstand zu montieren). An die niederohmige Auskopplung L 39, C 144 kann 60-Ohm-Koaxialkabel angeschlossen werden. Die Kopplung läßt sich mit C 144 regeln; die Welligkeit soll nicht größer als 1 : 2 sein.

Aufbau

Der Steuerenteil ist in Baugruppen aufgeteilt. Trägergenerator, Balancemodulator, Seitenbandfilter, 455-kHz-Verstärker, erster Mischer, 2-MHz-Verstärker und ZF-Oszillator sind auf einem Chassis von 250 x 125 x 60 mm aufgebaut, das oberhalb der Montageplatte (Bild 5) montiert ist. Dabei sind der Trägergenerator und der Balancemodulator auf einem besonderen Teilchassis (U-Blech 150 mm lang, 70 mm breit, beidseitig 40 mm abkantet) untergebracht. Über dieses Teilchassis wird eine verkupferte und vernickelte Abschirmkappe (150 x 45 x 75 mm) aus 0,8 mm dickem Eisenblech geschoben.

Ein 198 x 112 x 75 mm großes Gehäuse an der Unterseite der Montageplatte, das

allseitig 5 mm abgebogen und mit einer entsprechenden Deckplatte abgeschlossen ist, enthält den VFO und den zweiten Mischer. Der linke Teil der Montageplatte wird durch Trennwände in drei Kammern geteilt. In der ersten Kammer ist der Quarzoszillator, in der zweiten der Endumsetzer und in der dritten der Anodenkreis des Treibers untergebracht (Bilder 7 und 8). Bild 9 zeigt eine Maßskizze des rechten Abdeckbleches der Schalter-Baugruppe. Die Fassung für R6 15 ist so zu montieren, daß das Kupfer-Trennblech zwischen den Stiften 1 und 2 sowie 5 und 6 liegt.

Für den Steuerteil wurden zwei 455 × 360 mm große Winkeleisenrahmen angefertigt, die durch 220 mm lange Eckstreben verbunden sind. Außerdem sind in etwa 90 mm Höhe zusätzliche Winkel angebracht, die die Montageplatte tragen. An beiden Seiten werden mit M 3-Schrauben (Schraubenabstand ≤ 55 mm) 360 ×

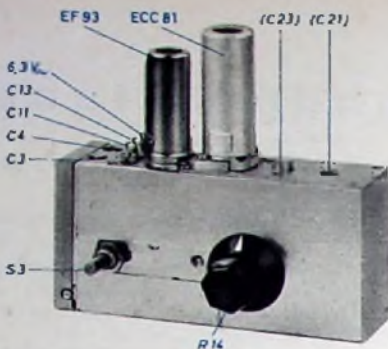


Bild 4. Trägergenerator und Balancemodulator

220 mm große Abdeckbleche angeschraubt. Eine 70 × 450 mm große Platte deckt einen Teil der Rückseite des Einschubs ab. Diese Platte trägt alle Durchgangskondensatoren, die Messer- und Federleisten so-

wie die Potentiometer R 74, R 92 und R 55. Die Endstufe mit dem Multiband-Kreis ist in einem Gehäuse von 220 × 140 × 125 mm aus 0,8 mm dickem verkupfer-tem Eisenblech untergebracht.

Der obere, freibleibende Rahmen und ein Teil der Rückseite (etwa 450 × 150 mm) wurden mit einem Cu-Bronze-Gitter (Maschenweite 1,4 mm, Gesamtgröße des Gitters 510 × 450 mm) abgedeckt. Da sich dieses Gitter schwer befestigen läßt, wurde es mit versilbertem Elektrolyt-Cu-Band (8 × 1 mm) und M 3-Schrauben (Schraubenabstand ≤ 55 mm) mit dem Winkeleisenrahmen verschraubt. Dadurch erhält man eine großflächige, niederohmige Masseverbindung. In einem Wohnblock mit acht Fernsehteilnehmern wurden bei abgenommener Einschub-Abdeckung beim Empfang des Senders Salzburg (etwa 160 km Entfernung Luftlinie, Feldstärke je nach Antenne 100 ... 180 μV an 240 Ohm) leichte Moirée-Störungen beobachtet. Bei der Ent-

Tab. II. Wickeldata der Spulen und Übertrager

	Wicklung	L	Wdg.	Draht	Kern, Wickelkörper
L 1		500 μH	45	16 × 0,07	Schalenkern „8 Rel ap 6, T 7/T 7 650 M 25“ mit Wickelkörper „6 Zub sph 67 T 11“ und Abgleichkern „9 Rel ap 6 Tz 3 1300 N 23“ (rot) (Siemens)
L 2, L 4, L 8, L 11, L 15, L 34		2,5 mH			handelsüblich (Bauer)
L 3 L 7, L 9, L 20, L 22		12 μH			Bauform „B 7221“ (Siemens)
L 10		40 μH	20	45 × 0,07	Schalenkern „9 Rel ap 6, T 7/T 7 80 K 1“ mit Wickelkörper „6 Zub sph 57 T 11“ und Abgleichkern „9 Rel ap 6 Tz 3 1300 N 23“ (rot) (Siemens)
L 11, L 14, L 15, L 21, L 35		105 μH			Bauform „B 7213“ (Siemens)
L 12		300 μH	210	0,16 CuL	umgewickeltes Görler-ZF-Filter „AF 372“
L 13			25	0,4 CuL	keramischer Wickelkörper 32 mm ø (Bauer), Wickellänge 25 mm, Windungen gleichmäßig verteilt; für Abgleich Anpassungen bei 22, 23, 24 Wdg.
L 16			17	1,0 CuL	keramischer Wickelkörper 8 mm ø „9 Rel ap 12“ mit Ferrit-Abgleichkern „80 K 1“ (Siemens), Wickellänge 20 mm
L 17		≥ 1 H	vollgewickelt	0,5 CuL	M 42 Dyn. Bl. IV mit Bakelit-Wickelkörper, Wicklung gegen Körper und Kern mit je 5 Lagen Lackpapier 0,05 mm isolieren
L 18, L 19			60	0,22 CuL	Wickelkörper 12 mm ø, Spulenabstand (Mitte - Mitte) 18 mm, Wickellänge = 2 × Spulendurchmesser, Ferrit-Abgleichkern „80 K 12“ (Siemens)
L 23			80	0,12 CuL	
L 24			45	0,25 CuL	
L 25			28	0,35 CuL	
L 26			12	1,0 CuL	
L 27			8	1,0 CuL	
L 28			80	0,12 CuL	jede Spule Wickelkörper 8 mm ø, Wickellänge = 2 × Spulendurchmesser
L 29			40	0,25 CuL	
L 30			18	0,8 CuL	
L 31			10	1,0 CuL	
L 32			8	1,0 CuL	

	Wicklung	L	Wdg.	Draht	Kern, Wickelkörper
L 33			6	0,8 CuL	Schichtwiderstand 30 Ohm, 0,5 W nach DIN 41402
L 36		≥ 60 μH	220	0,32 CuL	Wickelkörper 12 mm ø, Wickellänge 80 mm, einlagig gewickelt; wird die Spule im eingebauten Zustand kurzgeschlossen und der Anodenanschluß entfernt, dann muß die erste Serienresonanz über 35 MHz liegen
L 37			8	1,0 CuL	keramischer Wickelkörper 25 mm ø
L 38			21	0,8 CuL	keramischer Wickelkörper 25 mm ø
L 39			8	1,0 CuL	über kaltes Ende von L 38 gewickelt
U 1	w 1	350 μH	9	45 × 0,07	Schalenkern „300 M 11“ (Siemens), w 2 gegenwärtig zu w 3 gewickelt; die Anfänge von w 2 und w 3 führen an den Eingängen des ersten Brückenfilters, die Enden sind zusammengechaltes und gegen Masse isoliert
	w 2	± 1%	50	45 × 0,07	
	w 3	± 1%	50	45 × 0,07	
U 2, U 3	w 1	350 μH	4 × 59	10 × 0,07	umgewickelte Görler-ZF-Filter „AF 372“, Q ₁ = Q ₂ = 110
	w 2	350 μH	4 × 59	10 × 0,07	
U 4	w 1,	240 μH	138	10 × 0,07	Görler-Bandfilteraufbau „A 27 10“ mit je zwei Kammerkörpern „1967“ und HF Kern „Nr. 2603“, R _w = 90 kOhm, Wickelkörperabstand (Mitte - Mitte) 30 ± 1 mm; die außenliegenden Spulenanschlüsse führen an Anode und Gitter
U 5	w 1	15 μH	47	20 × 0,08	Aufbau, Wickelkörper und Kerne wie U 4, innerer Abstand der Wickelkörper 8 ± 0,1 mm, w 3 über kaltes Ende von w 2 gewickelt
	w 2	100 μH	110	15 × 0,04	
	w 3		5	0,5 CuLSS	
U 6	w 1	90 ...	87	0,22 CuL	keramischer Wickelkörper 8 mm ø „9 Rel ap 12 c“ mit Ferrit-Abgleichkern „80 K 1“ (Siemens); einlagig Windung an Wicklung gewickelt, w 2 über kaltes Ende von w 1 gewickelt
	w 2	110 μH	3	0,5 CuLSS	
U 7	w 1,	40 μH	70	15 × 0,04	Aufbau, Wickelkörper, Kerne und Mittelabstand wie U 4; die außenliegenden Spulenden führen an Anode und Gitter
	w 2				

Die Übertrager dürfen nur mit Genehmigung des Verfassers gewerblich gefertigt werden

störung zeigte sich, daß ein einfaches Befestigen des Gitters ohne das angegebene Band keineswegs ausreicht.

Um den Sender in einem Norm-Gestell verwenden zu können, erhielt er eine 520 x 243 x 3 mm große Frontplatte, die beidseitig verkupfert und einseitig lackiert wurde.

Erweiterungen

Der beschriebene Steuerteil liefert mit einer QE 05/40 in der Endstufe und 400 V Betriebsspannung etwa 30 W. Damit wurden in etwa 1000 QSO's mit einer W 3 DZZ-Antenne¹⁾ bei guten Ausbreitungsbedingungen öfter Dreieck-QSO's USA-Europa-Asien abgewickelt.

Eine große Verbesserung brachte der Einbau einer zweiten Endröhre (Bild 10). Beide Röhren sind parallelgeschaltet, der Aus-

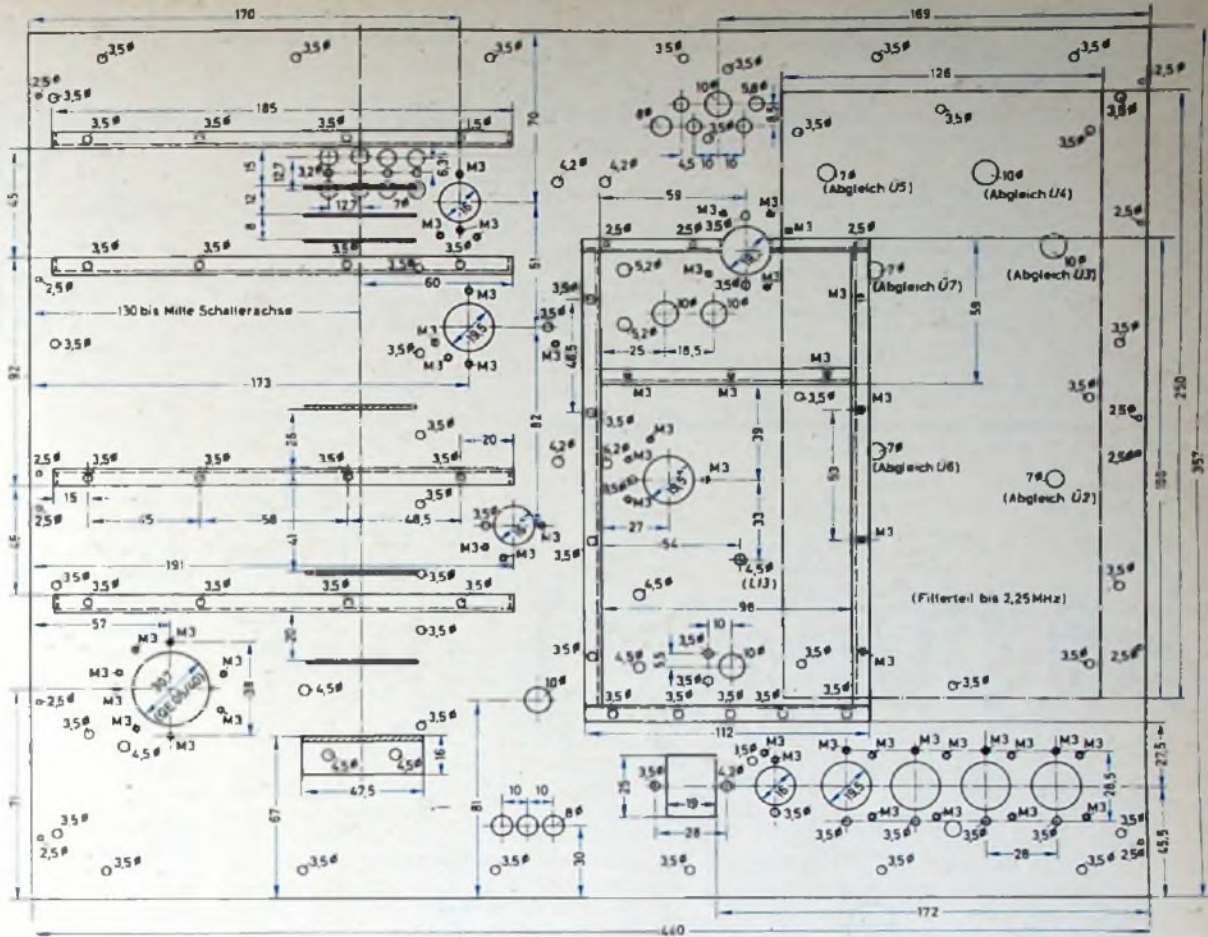


Bild 5. Maßskizze der Montageplatte

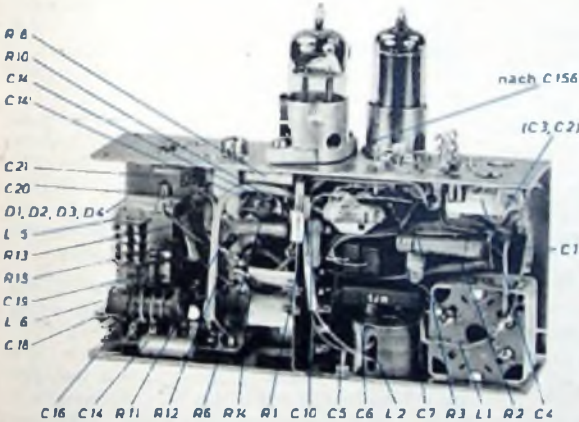


Bild 6. Blick in die Verdrahtung des Trägergenerators und Balancemodulators des Senders

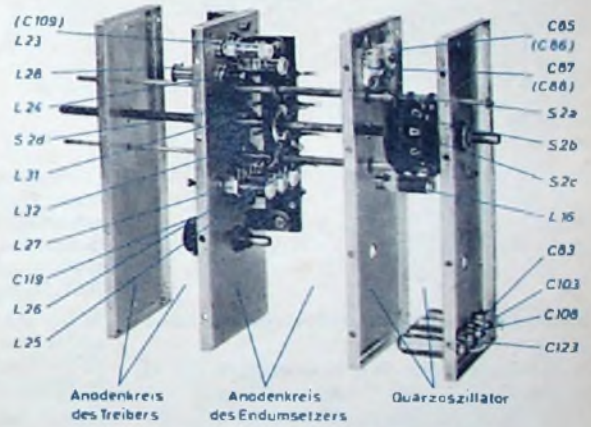


Bild 7. Aufbau des Bandschalters (S 2) und der Trennwände

gangskreis entspricht dem im Bild 2. Die Schirmgitterspannung wird durch den Spannungsteiler R 102, R 103 festgelegt und über den Kontakt a² des Relais A zugeführt. Dadurch erreicht man, daß die Endstufe in den Sendepausen keinen Anodenstrom führt. Den Gesamt-Ruhestrom der beiden parallelgeschalteten Röhren regelt man auf 40 mA ein (dabei ist a² zu überbrücken). Bei 800 V Betriebsspannung und Vollaussteuerung fließt ein Gesamt-Anodenstrom von 180 mA.

Eine weitere Verbesserung zeigt Bild 11. In der Endstufe werden zwei QE 05/40 verwendet. Der Anodenkreis ist als π -Filter ausgebildet und erlaubt den Anschluß von 60-Ohm-Leitungen, bei denen die Welligkeit $m \leq 2$ ist. Die Dimensionierung der Einzelteile und die Schaltungsanord-

nung wurden vom Collins „32S-1“ übernommen. Durch die Gegenkopplung von den Anoden der Endröhren zur Katode des Treibers ergibt sich eine weitgehende Linearisierung der Kennlinien der Endröhren. Zur Erhöhung der Stabilität des Verstärkers werden Endstufe und Treiber neutralisiert (C 24, R 19, C 23 beziehungsweise C 8, C 9, C 10, C 11).

A L C (Automatic-Load-Control)

Die am Fußpunkt des Gitterkreises der Endstufe vorhandene NF-Wechselspannung wird in einer EB 91 (Rö 19) gleichgerichtet und die entstehende negative Regelspannung über die RC-Glieder C 5, R 6 und R 5, C 4 dem 2-MHz- und dem 455-kHz-Verstärker zugeführt. Dabei ist die größere Zeitkonstante Rö 3 und die kleinere Rö 5 zugeordnet. Gegenüber der

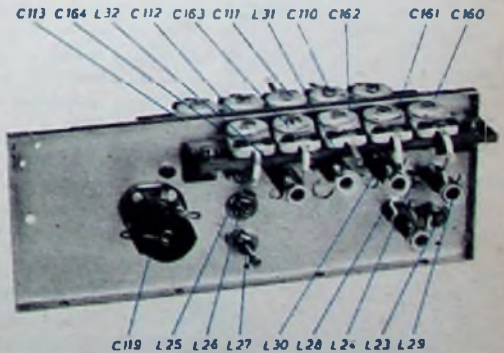


Bild 8. Aufbau des Anodenkreises des Treibers

¹⁾ H o s c h k e, H.: Die „FT-100“-Richtantenne (W 3 DZZ-beam). Funk-Techn., Bd. 12 (1957) Nr. 20, S. 703-707

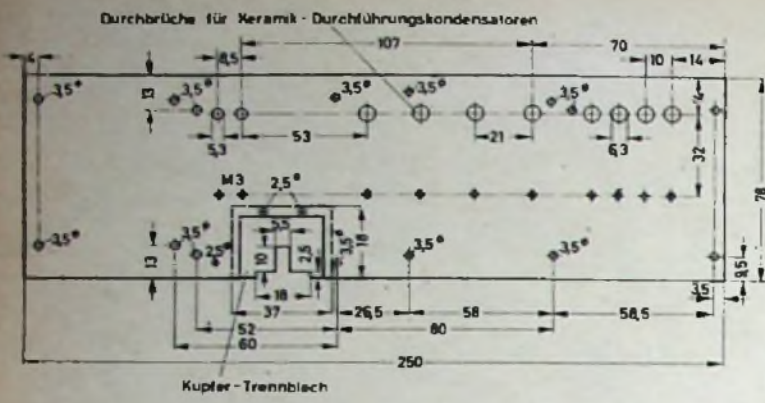
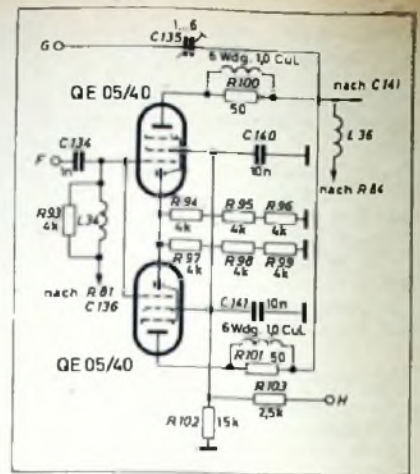


Bild 9. Maßskizze des rechten Bleches der Schalter-Baugruppe



5) Der Anodenkreis der Endstufe ist als π -Filter ausgebildet. Parallel zu C 26 liegt bei Betrieb auf 40 m und 80 m der Kondensator C 27 (am Filterausgang C 29 beziehungsweise C 30).

6) Da die QE 05/40 sehr empfindlich gegen Verstimmungen des Anodenkreises ist (die Schirmgitterverlustleistung steigt dann an), wird beim Abstimmen des Senders durch die Taste „Abstimmen“ die Schirmgitterspannung von R 17 und R 18 herabgesetzt.

7) Mit R 4 kann der Null-Ausschlag des Meßinstrumentes bei nicht besprochenem Mikrofon eingestellt werden. Der NF-Eingangsgregler wird beim Besprechen nur so weit aufgeregt, bis sich in den Sprachspitzen ein Strom von 0,8 mA ergibt.

8) Zum Abgleich der Neutralisation der Treiberstufe lötet man R 12 einseitig ab, legt an den Sender-Ausgang einen 60-Ohm-Abschlußwiderstand und regelt in der Schalterstellung „10 m“ den Ruhestrom der Endstufe auf 40 mA ein (der Kontakt α^2 muß dabei überbrückt werden). Die Ausgangsspannung eines an den Mikrofon-Eingang geschalteten RC-Generators wird nun so lange erhöht, bis am Sender-Ausgang (an 60 Ohm) etwa 0,3 V (Pegelmesser) stehen. Dann stellt man C 9 so ein, daß sich ein ausgeprägtes Minimum der Sender-Ausgangsspannung ergibt.

9) Die Anodenspannungsquelle wird bei C 31 abgetrennt, die Schirmgitterspannung an R 18, R 23 unterbrochen. An den Ausgang des Senders legt man wieder den 60-Ohm-Abschlußwiderstand und schaltet den Pegelmesser an die Verbindung L 5, C 25. Die Ausgangsspannung des (am Mikrofon-Eingang liegenden) RC-Generators wird nun so weit erhöht, daß sich am Pegelmesser ein Pegel von 0,5 V einstellt (Gitter- und Anodenkreis der Endstufe sind dabei auf dem 15-m-Band auf Resonanz einzustellen). Dann verändert man C 23 so lange, bis sich ein deutliches Anzeigeminimum ergibt.

10) Beim Betrieb auf dem 10-m-Band wird die Endstufe auf Resonanz abgestimmt und an den mit 60 Ohm abgeschlossenen Sender-Ausgang der Pegelmesser angeschlossen. Am Mikrofon-Eingang liegt der RC-Generator. Seine Ausgangsspannung soll nur so hoch sein, daß der Pegelmesser gerade die maximale Leistung anzeigt. Der Pegel darf dann nicht mehr vergrößert werden, um eine Übersteuerung der Endstufe zu vermeiden. Dann stellt man C 11 so ein, daß das Anodenstromminimum von R 15 und das Leistungsmaximum zusammenfallen. Diese Einstellung muß für alle Bänder (bei 60-Ohm-Abschluß) gleich sein.

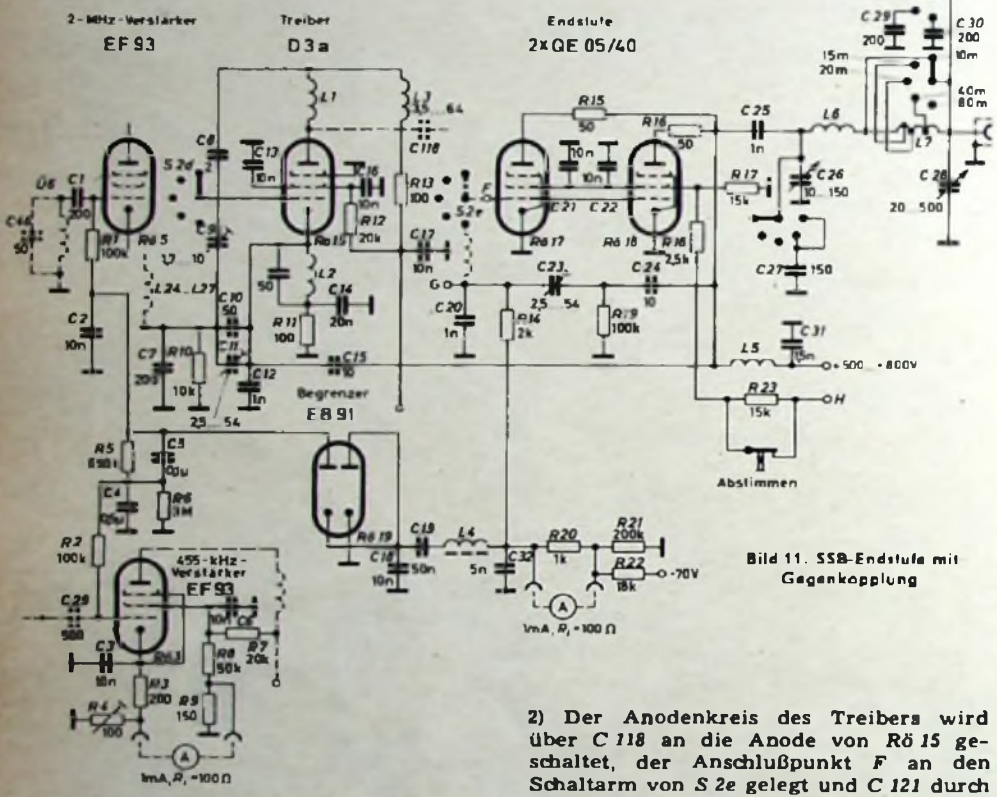


Bild 11. SSB-Endstufe mit Gegenkopplung

- 2) Der Anodenkreis des Treibers wird über C 118 an die Anode von R 15 geschaltet, der Anschlußpunkt F an den Schaltarm von S 2e gelegt und C 121 durch C 20 ersetzt. C 134, L 34, C 136, R 81 und R 82 fallen fort.
- 3) Die Ankopplung von U 6 an das Steuergitter von R 15 erfolgt über C 1, der Gitterableitwiderstand R 1 führt an die Regelspannung.
- 4) Im 455-kHz-Verstärker dient C 29 als Koppelkondensator, das Steuergitter von R 3 liegt über R 2 an der verzögerten Regelspannung.

Schaltung im Bild 2 sind folgende Änderungen erforderlich:

- 1) Im Gitterkreis der Treiberstufe (R 15) liegen L 24 ... L 27, C 110 ... C 113 und R 52 nicht mehr direkt, sondern über C 7, R 10 an Masse. Das Steuergitter von R 15 ist jetzt mit dem Schaltarm von S 2d verbunden, C 115 und R 53 fallen fort.

L	Wdg.	Draht	Kern, Wickelkörper
L 1	6	0,8 CuL	Schichtwiderstand 30 Ohm, 0,5 W nach DIN 41402
L 2	22 μ H	60	Schichtwiderstand ≥ 10 kOhm, 1 W nach DIN 41403; Abgleich durch 50 pF-Parallelkondensator auf $f \geq 5$ MHz
L 3	2,5 mH		handelsüblich (Bauer)
L 4	220 μ H	160	Görler 4-Kammerkörper „1967“ mit HF-Eisenkern
L 5 ^{a)}	vollgewickelt	0,35 CuL	keramischer Wickelkörper „Zub wd 221 i...q“ (Siemens)
L 6	7	1,5 Cu versilbert	Leftapule, Innendurchmesser 20 mm, Wickellänge 35 mm
L 7	35,5	1,0 CuL	keramischer Wickelkörper 22,5 mm ϕ , Wickellänge 65 mm, Windungen gleichmäßig verteilt; Anpassungen nach 11, 27 und 33 Wdg.

Tab. III. Wickelraten der Spulen für die SSB-Endstufe mit Gegenkopplung

^{a)} a. a. Hoschke, H.: Die Bemessung von Sender-Endstufen. Funk Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 19, S. 652-666

Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche • Weiterentwicklung

1. Weiterentwicklung des ursprünglichen Entzerrers

Die eingehende Beschäftigung mit der Schaltung des in den Heften 17, 18 und 19/59 der FUNK-TECHNIK beschriebenen Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrers¹⁾ zeigte, daß sich daran einige Verbesserungen vornehmen lassen, die im folgenden erläutert werden sollen. Dabei handelt es sich hauptsächlich um eine Erhöhung des Fremdspannungsabstandes, eine Schaltungsvereinfachung und eine Vereinheitlichung der Bestückung gegenüber der ersten Ausführung des Entzerrers.

1.1 Transistoren

Wie bereits im Heft 17/59 erwähnt, können bei Verwendung der RCA-Transistoren 2N105 in den Eingangsstufen des Entzerrers nur ausgesuchte Exemplare benutzt werden. Von den derzeit erhältlichen rauscharmen Transistortypen OC 603 (Telefunken) mit $F_{max} = 5$ dB, GET106 (GEC) mit $F_{max} = 5$ dB und 2N175 (RCA) mit $F_{max} = 6$ dB wurde für die neue Ausführung des Entzerrers der Typ 2N175 gewählt (vor allem wegen des genormten Sockels). Da auch der in den Ausgangsstufen verwendete Transistor 2N109 (RCA) einen Sockel hat, ist der Aufbau sehr einheitlich. Zieht man sockellose Transistoren mit langen Drahtenden vor, so können ohne Schaltungsänderung die Paralleltypen RCA 2N217 (\cong 2N109) und RCA 2N220 (\cong 2N175) Verwendung finden.

1.2 Abtaster

Das Rauschminimum des Eingangsstufen-Transistors 2N175 in Emitterschaltung liegt etwa bei $R_G = 950$ Ohm (Bild 1), gegenüber $R_G = 500$ Ohm für den früher an dieser Stelle verwendeten 2N105. Der im Heft 17/59 angegebene Abtaster (Grado-Stereo Cartridge, Modell „T“) mit einem Innenwiderstand von $R_G = 600$ Ohm kann hier ohne weiteres verwendet werden; eine gewisse Verbesserung bringt die Grado-Master Stereo Cartridge, die die gleichen Daten wie das Modell „T“, aber einen höheren Innenwiderstand ($R_G = 700$ Ohm) hat.

Eine sehr gute Kompromißlösung ist die Verwendung der Grado-Custom Stereo Cartridge, die den hier geforderten Generatorwiderstand $R_G = 1000$ Ohm aufweist und qualitätsmäßig etwas, preislich aber erheblich unter der Grado-Master Stereo Cartridge liegt. Die wichtigsten Daten sind: Frequenzbereich: 10...24 000 Hz, Gleichheit der Kanäle bezüglich Frequenzgang und Ausgangsspannung: $\pm 0,5$ dB, Innenwiderstand: 1000 Ohm je Kanal, dynamische Masse: 1 mg, Übersprechdämpfung: > 20 dB, Ausgangsspannung je Kanal: 3,5 mV bei 5 cm/s. Verzerrungen und Rückstellkraft sind etwas größer als die der Master Stereo Cartridge.

Die um 2,9 dB höhere Ausgangsspannung trägt zu einer weiteren Vergrößerung des Fremdspannungsabstandes bei. Um am Ausgang des Entzerrers wieder einen Pegel von -10 dBm für 5 cm/s zu erhalten, ist die Gesamtverstärkung um 2,9 dB herabzusetzen.

¹⁾ Aschinger, E.: Ein Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche. FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 17, S. 626 bis 628, Nr. 18, S. 665-666, u. Nr. 19, S. 705-707

1.3 Schaltung

An der Gesamtkonzeption der Entzerrer-Schaltung wurden keine grundlegenden Änderungen vorgenommen. Durch die direkte Kopplung zwischen der ersten und zweiten Stufe (Bild 2) wird neben der Einsparung von sechs Schaltelementen eine größere Stabilität der zweiten und damit auch der dritten Stufe erreicht. Diese Maßnahme macht geringfügige Änderungen in der Dimensionierung notwendig.

1.3.1 Wahl der Arbeitspunkte

Der Arbeitspunkt der ersten Stufe wurde für geringstes Rauschen gewählt. Aus den vom Hersteller angegebenen Kurven (Bild 1) wird der günstigste Arbeitspunkt mit $-I_C = 0,5$ mA und $-U_{CE} = 4$ V ermittelt.

Wegen der direkten Kopplung zwischen den ersten beiden Stufen war es notwendig, den Arbeitspunkt der zweiten Stufe auf $-I_C = 1$ mA und $-U_{CE} = 5,7$ V zu verschieben, gegenüber $-I_C = 1$ mA und $-U_{CE} = 7,5$ V in der ersten Ausführung. Da in dieser Stufe noch sehr kleine Signale verarbeitet werden, ist die Verringerung von $-U_{CE}$ ohne weiteres zulässig. Außerdem wurde das Gegenkopplungsnetzwerk höherohmig ausgeführt, so daß die Stufe dadurch nicht übermäßig belastet wird. Der Arbeitspunkt der dritten Stufe ($-I_C = 6$ mA und $-U_{CE} = 6,6$ V) wurde beibehalten.

1.3.2 Berechnungen und Dimensionierung

Die Berechnung der Gleichstrom- und Wechselstromeigenschaften sowie die Ermittlung der Werte der Schaltelemente erfolgte auf die in den Heften 17, 18 und 19/59 angegebene Weise; bei der Dimensionierung der Schaltelemente wurde auf die internationale Normreihe Rücksicht genommen. Wegen der direkten Kopplung aller drei Stufen mußten einige Gleichspannungswerte sowie der Stabilisierungsstrom der ersten Stufe geändert werden. Die wichtigsten Strom- und Spannungswerte sind im Schaltbild eingetragen.

1.3.3 Entzerrung

Um die zweite Stufe nicht unzulässig zu belasten, wurde der Gegenkopplungsast mit dem Entzerrernetzwerk verhältnismäßig hochohmig ausgeführt. Die angegebenen Werte gelten für die Entzerrung

der Schneidkennlinie nach RIAA ($3180 \mu s$, $318 \mu s$, $75 \mu s$). Soll eine Entzerrung für die Schneidkennlinie der DGG ($3180 \mu s$, $318 \mu s$, $50 \mu s$) erfolgen, so ist der 6,8-nF-Kondensator im Entzerrernetzwerk auf 4,7 nF zu verkleinern. Selbstverständlich läßt sich der Entzerrer auch für beide Normen umschaltbar ausführen. Es hat sich gezeigt, daß die Schaltelemente des Entzerrernetzwerkes eine Toleranz von $\pm 5\%$ aufweisen dürfen, ohne daß die Übereinstimmung der beiden Kanäle schlechter als $\pm 0,5$ dB wird.

2. Aufbau

Die geringen Abmessungen der benutzten verstärkenden Elemente verleiten dazu, die Schaltung entsprechend klein aufzubauen, natürlich ohne Kompromisse hinsichtlich der Qualität des Entzerrers zu schließen. Das führt folgerichtig zur Verwendung von geätzten Schaltplatten. Im Musterge-

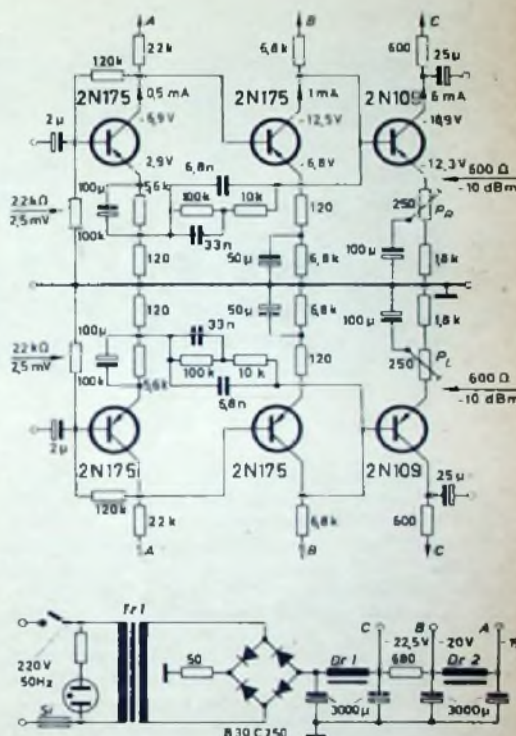


Bild 2. Endgültige Schaltung des Schneidkennlinien-Entzerrers

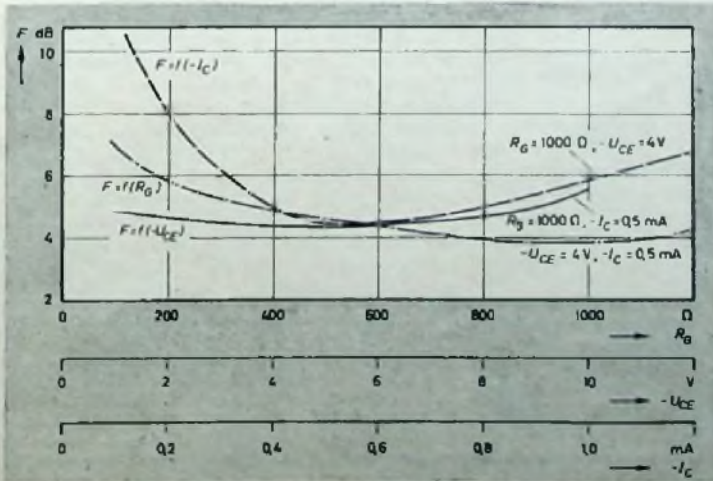


Bild 1. Rauscheigenschaften des Transistors 2N175 (RCA)

rät wurden nur die beiden Kanäle des Entzerrers auf zwei getrennten, identischen geätzten Schaltplatten (Abmessungen 50 x 75 mm) aufgebaut. Ein Blechchassis üblicher Bauweise trägt den Netzteil und die Steckerleisten, die die elektrischen Verbindungen mit den Schaltplatten herstellen und gleichzeitig als deren Halterungen dienen.

2.1 Bauteile

2.1.1 Widerstände

In den beiden Eingangsstufen sollten möglichst rauscharme Widerstände eingesetzt werden. Wegen des sehr niedrigen Generatorwiderstandes und der Niederohmigkeit der Schaltung ist der Einfluß des Widerstandsrauschens allerdings vernachlässigbar klein, falls man nicht besonders stark rauschende Widerstände benutzt. Im Mustergerät wurden 0,5-W-Massewiderstände mit $\pm 5\%$ Toleranz und Farbcode-Beschriftung verwendet. Sie sind vollkommen isoliert ausgeführt und lassen sich daher beliebig dicht anordnen.

2.1.2 Kondensatoren

Auch hier wurde, um möglichst kleine Abmessungen zu erhalten, bis nahe an die Grenze des Zulässigen gegangen. Die

benötigt) ergibt als wesentliche Vorteile hohe mechanische Stabilität von Aufbau und „Verdrahtung“, sauberes, übersichtliches Aussehen und sehr kleine Abmessungen. Als Träger wird eine 1,5 mm dicke Platte aus „Phenolic XXXP“ oder Hartpapier HP, Klasse IV (Hartpapier 2062,8 nach DIN 7735) verwendet, auf deren einer Seite eine 0,07 mm dicke Kupferfolie aufgebracht ist⁵⁾. Nach Wegätzen des überflüssigen Kupfers entstehen daraus die gewünschten Leitungszüge, während man auf der anderen Seite die verschiedenen Schaltelemente anordnet, deren Anschlüsse durch die Schaltplatte geführt und mit der applizierten Verdrahtung verlötet werden und so für einen sehr festen Halt der Bauteile sorgen.

Die Herstellung der applizierten Verdrahtung kann nach verschiedenen Verfahren erfolgen. Bei allen diesen Verfahren werden durch eine Zeichnung aus säurefestem Material alle Teile der Kupferfolie abgedeckt, die nach Wegätzen der blank gelassenen Kupferteile die Verdrahtung ergeben sollen. Das von der Industrie am häufigsten angewandte Verfahren, die Schaltplatten durch ein Druckverfahren mit der säurefesten Zeichnung zu ver-

Außerdem sind die notwendigen Chemikalien ziemlich teuer.

Der billigste und einfachste Weg, eine immer noch recht saubere applizierte Verdrahtung herzustellen, soll hier beschrieben werden. Die Zeichnung der vorgesehenen Leitungen wird dabei einfach von Hand auf die Kupferfolie aufgebracht, die dann normal geätzt wird.

2.2.1 Auslegung, Ätzschema

Die Anordnung der Schaltelemente auf der Schaltplatte erfolgt im allgemeinen nach einem international genormten Raster. Da aber im Handel noch selten Bauteile erhältlich sind, deren Abmessungen und Anschlüsse diesem Raster entsprechen, wurde für die Musterausführung als Raster Millimeterpapier verwendet, das sich als sehr geeignet erwies.

Da alle Leitungen in einer Ebene liegen und Leitungskreuzungen nicht möglich sind, läßt sich die günstigste Auslegung der Verdrahtung nur durch Versuche ermitteln. Es gibt natürlich verschiedene mögliche Lösungen; die für das vorliegende Muster gewählte erhebt nicht den Anspruch, die einfachste oder günstigste zu sein. Zu beachten ist, daß benachbarte ringförmige Erweiterungen der Leitungen, die zum Einlöten der Schaltelemente dienen, nicht zu eng angeordnet werden dürfen, da sich sonst Schwierigkeiten beim Löten ergeben. Vom Standpunkt der Spannungsfestigkeit und der Leitungskapazi-

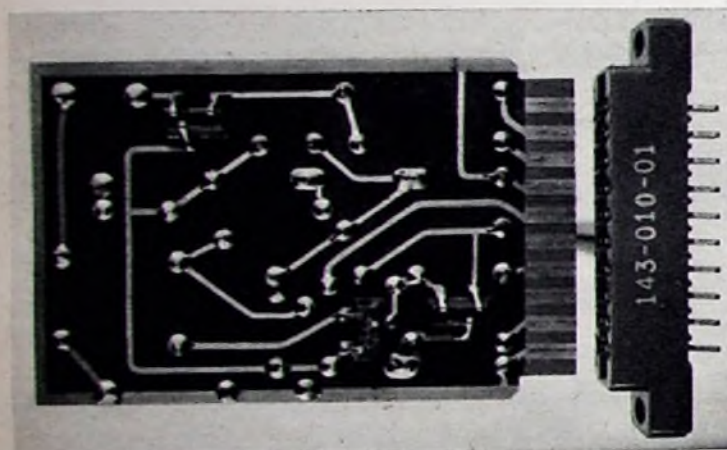


Bild 3. Ansicht der ausgeätzten Verdrahtung (1 Kanal)

Spannungsfestigkeit der verwendeten Kondensatoren liegt nur wenig über der auftretenden Betriebsspannung, und die Kapazitäten der Elektrolytkondensatoren liegen nur wenig über der berechneten Minimaldimensionierung. Der sich daraus ergebende Verstärkungsabfall von etwa 0,6 dB bei 10 Hz kann in Kauf genommen werden. Durch Tantal-Elektrolytkondensatoren ließe sich eine weitere Verkleinerung erreichen; im Mustergerät wurden jedoch die wesentlich preisgünstigeren Typen üblicher Bauart eingesetzt.

2.1.3 Spezialteile

Zur Herstellung der elektrischen Verbindungen mit den Schaltplatten dienen 10-polige Steckerleisten („Printed Circuit Connectors No. 143-010-01“) der Firma Amphenol (Chicago, USA). Sie haben vergoldete Kontakte, so daß eine einwandfreie Verbindung gewährleistet ist. Zur Aufnahme der Transistoren können - wie im Mustergerät - die üblichen 3-poligen Fassungen benutzt werden; es gibt aber auch Spezialausführungen zum Einbau in geätzte Verdrahtungen. Als Pegelregler fanden für geätzte Schaltplatten bestimmte Einstellregler Verwendung.

2.2 Geätzte Schaltplatte

Die Anwendung einer geätzten Schaltplatte (im folgenden wird zwar immer nur von einer Schaltplatte gesprochen, für die beiden Kanäle des Entzerrers werden aber natürlich zwei identische Einheiten

sehen, ist nur bei großen Stückzahlen sinnvoll. Für die Anfertigung von Einzelstücken sind vor allem das fotochemische Verfahren und die Zeichnung der Verdrahtung von Hand geeignet.

Beim fotochemischen Verfahren wird die Kupferseite der Platte mit einem lichtempfindlichen Material beschichtet. Nach Belichtung durch ein maßstabgerechtes Negativ des Leitungsbildes und anschließender Entwicklung wird die Platte wie üblich geätzt. Dabei bleiben die belichteten Teile der Kupferfolie erhalten. Auf diese Weise lassen sich verhältnismäßig einfach sehr saubere und exakte Verdrahtungen herstellen. Das Negativ kann zur Herstellung von beliebig vielen weiteren Stücken verwendet werden. Da aber die Anfertigung des Negativs einige Erfahrung und vor allem einen gewissen Aufwand an Laborausstattung und fotografischen Geräten voraussetzt, ist diese Methode nicht allgemein anwendbar.

⁵⁾ In Deutschland stellen die Firmen AEG-Isolierstofffabrik, Kassel-Bettenhausen, Dielektra AG, Porz/Rhein, und Isola-Werke AG, Düren/Rheinland, Hartpapier mit Kupferfolie her.

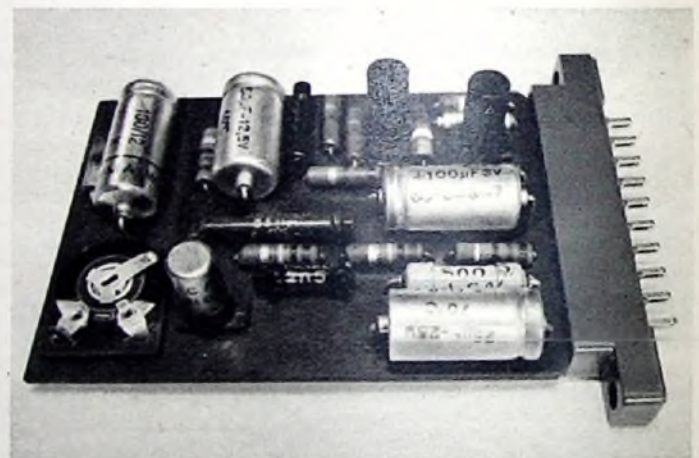


Bild 4. Ansicht des fertigen Entzerrers (1 Kanal)

täten bestehen jedoch keine Bedenken gegen eine beliebig enge Leitungsführung. Die elektrische Verbindung mit der übrigen konventionell ausgeführten Schaltung (Netzteil usw.) erfolgt über eine Steckerleiste; das Gegenstück bildet ein als Stecker ausgebildeter Teil der Schaltplatte (Bilder 3 und 4). Liegt die endgültige Auslegung fest, so wird auf transparentem Millimeterpapier ein genaues Ätzschema angefertigt, in das maßstabgetreu alle Leitungszüge eingezeichnet werden, die bei der Ätzung erhalten bleiben sollen.

2.2.2 Herstellung der Schaltplatte

Die Vorbereitung der Schaltplatte zur Ätzung ist nicht ganz einfach und erfordert genaues und sauberes Arbeiten. Zuerst wird das auf Millimeterpapier gezeichnete Ätzschema auf die kupferkaschierte Seite der Hartpapierplatte gelegt und gegen Verrutschen gesichert. Dann werden mit einem sehr feinen Körner alle Bohrungen und außerdem noch Hilfspunkte für die Übertragung der Außenabmessungen und der Ausnehmungen für die Transistorfassungen markiert. Nach Abnahme des Millimeterpapiers bohrt man die Löcher (1 mm \varnothing), schnidet die

Schaltplatte auf das vorgesehene Maß zu und stellt die nötigen Ausschnitte her.

Nach gründlicher Reinigung der Oberfläche mit Spiritus wird nun auf die Kupferfolie das Leitungsbild gezeichnet, das ebenso aussehen muß wie das Atzschema. Zweckmäßigerweise versieht man zuerst alle Bohrungen mit „Ringen“ und zeichnet dann die einzelnen Leitungen. Als Hilfsmittel werden Lineal und Dreieck benötigt; abgewinkelte und komplizierte Leitungszüge zeichnet man mit Hilfe von entsprechend zugeschnittenen Schablonen aus dünnem Pertinax. Für die „Ringe“ verwendet man als Schablone ein rundes Loch in einem Stück Pertinax. Gezeichnet wird mit entsprechend verdünntem Spirituslack mit einer Trichterfeder der gewünschten Strichstärke.

Ist das gesamte Atzschema auf die Schaltplatte übertragen und auf Richtigkeit und Vollständigkeit überprüft, dann wird das unbedeckte Kupfer in einer 50%igen Eisenchlorid-Lösung vollständig weggeätzt. Nach ausreichend langer Wässerung entfernt man den die Verdrachtung bedeckenden Lack mit Spiritus. Um eine völlig blanke Kupferoberfläche zu erhalten, kann die Platte nochmals kurz in Eisenchlorid-Lösung getaucht und anschließend gewässert werden. Nach dem Trocknen wird die Verdrachtungssseite mit einer dünnen Schutzschicht aus in Spiritus gelöstem Kolophonium überzogen.

2.2.3 Bestückung und Fertigstellung

In die so vorbereitete Schaltplatte setzt man nun die einzelnen Bauteile ein. Die umgebogenen Anschlüsse der Widerstände und Kondensatoren werden durch die entsprechenden Bohrungen gesteckt und durch leichtes Verbiegen fixiert. Die Schaltelemente sollen möglichst an der Schaltplatte anliegen, um hohe Stabilität des Aufbaus zu erreichen. Ist die Schaltplatte vollständig und richtig bestückt, dann verlötet man die verschiedenen Anschlüsse mit der Verdrachtung. Das in der Serienfertigung übliche Tauchlötverfahren, bei dem alle Lötstellen gleichzeitig hergestellt werden, läßt sich hier wohl anwenden, ist aber relativ unpraktisch. Man wird es daher vorziehen, die Lötstellen mit einem nicht zu großen Lötcolben (etwa 25 W) einzeln herzustellen. Um das Bindemittel zwischen Kupferfolie und Pertinaxplatte nicht zu zerstören und das betreffende Bauteil zu schonen, soll die Lötzeit nicht mehr als 3 s je Verbindung betragen; die Löttemperatur muß aber so hoch sein, daß das Zinn einwandfrei fließt.

Nach dem Lötten schneidet man die überstehenden Anschlußdrähte ab und reinigt die Verdrachtung durch Waschen mit Spiritus von den durch das Lötten entstandenen Unsauberkeiten. Zuletzt wird die Verdrachtungssseite des Entzerrers durch Auftragen eines dünnen, farblosen Lacküberzuges gegen Korrosion geschützt. Der als Stecker ausgebildete Teil bleibt natürlich blank.

3. Meßwerte

Die Ermittlung der Meßwerte erfolgte nach den im Heft 19/59, S. 707, angegebenen Meßverfahren. Die wichtigsten Gleichstrom-Meßwerte wurden in das Schaltbild eingetragen. Die Wechselstrom-Meßwerte des neuen Entzerrers stimmen mit denen der ersten Ausführung bis auf den Eingangswiderstand und den Fremdspannungsabstand überein. Eingangswiderstand: $R_i = 22 \text{ k}\Omega$ bei 1000 Hz (geringere Belastung des Abtasters), Fremdspannungsabstand vom Normalpegel (-10 dBm): $-73,6 \text{ dB}$ je Kanal.

WERNER W. DIEFENBACH

Transistorisierte Lichtschranke

Bei einer Lichtschranke wird durch die Unterbrechung eines Lichtstrahles, der auf eine Selen-Photodiode oder eine Photodiode fällt, über einen Verstärker ein Relais betätigt, an das man ein Zählwerk, eine Klingel usw. anschließen kann. Photodiode und Photodioden verringern bei Beleuchtung ihren Widerstand, und diese Widerstandsänderung läßt sich zur Steuerung eines Verstärkers verwenden. Da die bestrahlte Fläche bei der Photodiode jedoch viel geringer ist als bei einer Photodiode, kann auf eine Abschirmung gegen Fremdlicht verzichtet werden. Ein weiterer Vorteil der Photodiode ist, daß sie auf einen von einer Glühlampe ausgesandten und durch ein Linsensystem gebündelten Lichtstrahl stärker anspricht als eine Photodiode. Daher wird bei der im folgenden beschriebenen Lichtschranke eine Photodiode verwendet.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung der Lichtschranke. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten als Gleichstromverstärker. Im Basiskreis von T1 liegt die Photodiode

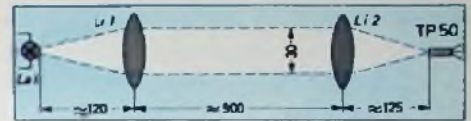


Bild 3. Strahlengang der Lichtschranke

sehr gering, da der Strom nur bei einer Lichtstrahlunterbrechung ansteigt.

Die Schaltung im Bild 2 arbeitet umgekehrt, d. h., bei beleuchteter Photodiode spricht das Relais an. Welche Schaltung den größeren Vorteil bietet, richtet sich nach dem jeweiligen Verwendungszweck.

Die Stromversorgung erfolgt aus betriebstechnischen Gründen aus einem Netzteil. Da nur eine niedrige Betriebsspannung (etwa 6 V) erforderlich ist, genügt ein kleiner Heiztransformator, der sekundärseitig 6 V abgibt. Die Siebkette besteht aus den Kondensatoren C1 und C2 (50 μF) und dem Widerstand R4 (100 Ω). Parallel zur Sekundärseite des Transformators Tr1 liegen die Glühlampen La1 für den Lichtsender und La2 zur Betriebsanzeige.

Optische Hilfsmittel

Ohne ein passendes Linsensystem kommt diese Lichtschranke nicht aus. Der von der Glühlampe ausgesandte Strahl muß gebündelt werden. Um das zu erreichen, wurden zwei bikonvexe Linsen mit 7,00 (oder 8,00) Dioptrien verwendet. Der Abstand von der Lichtquelle zur ersten Linse (Li1) ist etwa 120 mm, der Abstand von der zweiten Linse (Li2) zur Photodiode rund 125 mm (Bild 3). Die Linse Li1 hat die Aufgabe, den Lichtstrahl zu bündeln und auf die Linse Li2 zu werfen, in deren Brennpunkt die Photodiode angeordnet ist. Man kommt so mit geringen Lichtstärken und üblichen 6-V-Glühlampchen aus.

Mechanischer Aufbau

Die Gesamtanlage ist in zwei rechteckigen Gehäusen untergebracht, von denen das eine den Netzteil und den Lichtsender (Bild 4), das andere den Gleichstromverstärker mit der Photodiode (Bild 5) enthält. Werden diese Geräte in einem Abstand von rund 900 mm aufgestellt, so arbeitet die Lichtschranke einwandfrei.

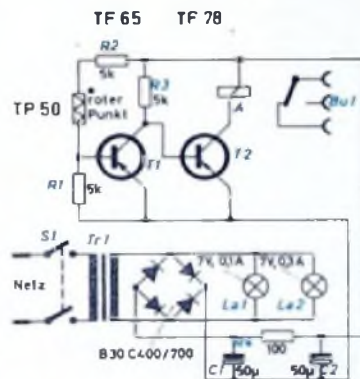


Bild 1. Schaltung der Lichtschranke (Photostrom bewirkt Abfallen des Relais)

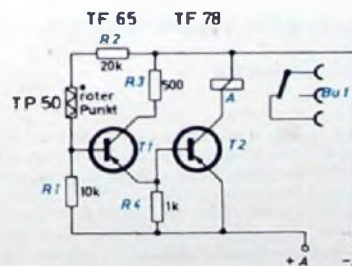


Bild 2. Schaltung der Lichtschranke (Photostrom bewirkt Anziehen des Relais)

TP 50, die als lichtempfindlicher Widerstand geschaltet ist und mit R1 und R2 den Basisspannungsteiler von T1 bildet. Der Schalttransistor T2 erhält seine Betriebsspannung über das Relais A, das eine maximale Schaltleistung von 30 W hat.

In dieser Schaltung fließen im Kollektorkreis des Schalttransistors bei beleuchteter Photodiode nur etwa 2 mA; das Relais ist dann abgefallen. Unterbricht man den Lichtstrahl, so erhöht sich der Kollektorstrom auf etwa 30 mA, und das Relais spricht an. Die Belastung der Batterie oder des Netzteils bleibt bei Dauerbetrieb

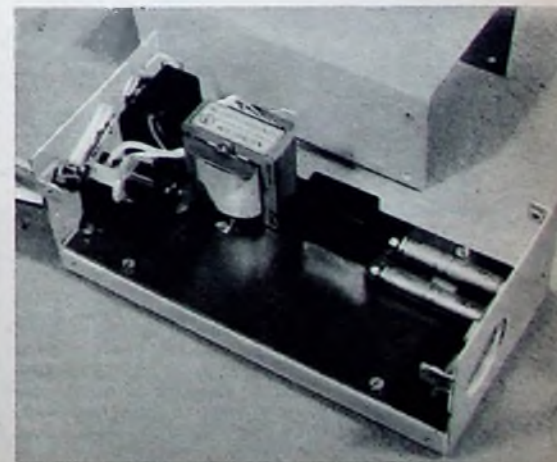


Bild 4. Ansicht des Netzteils mit Lichtquelle

Die Abmessungen der Gehäuse für den Lichtsender und den Lichtempfänger richten sich nach der Anordnung der Linsen, der Lichtquelle und der Photodiode. Sie müssen deshalb selbst gebaut werden. Das U-förmige Unterteil des Lichtsenders hat

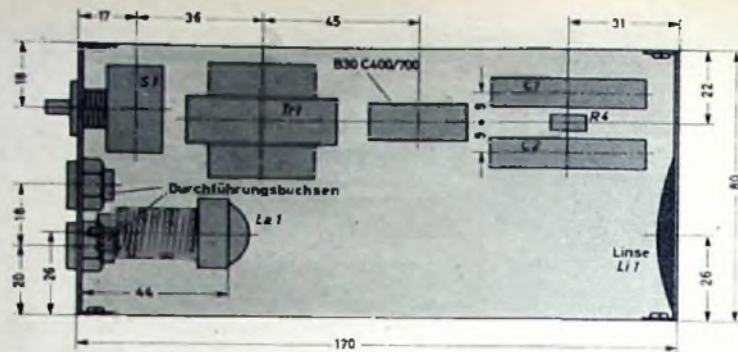
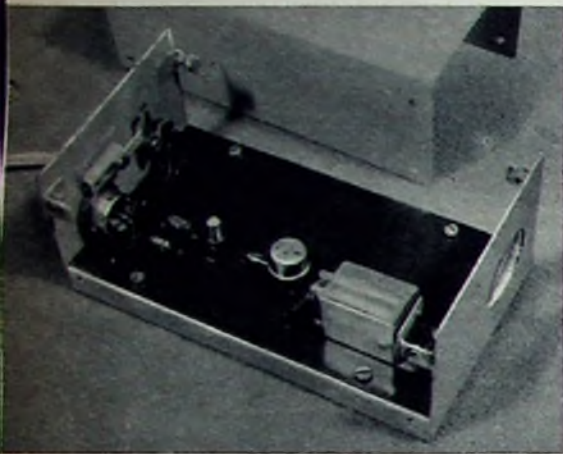


Bild 6. Einzeltelloranordnung des Netzteils mit Lichtquelle

Bild 5. Ansicht des Verstärkers mit Photodiode TP 50

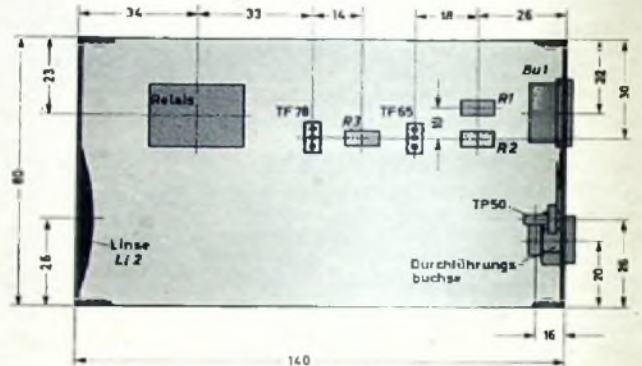


Bild 7. Einzeltelloranordnung des Lichtempfängers

die Abmessungen 80×170×65 mm. Für die Linse (40 mm Durchmesser) wird ein Loch von 30 mm Durchmesser ausgesägt, hinter dem man sie mit drei kleinen Winkeln festklemt.

Die Einzelteile werden auf einer 168×80 mm großen Pertinaxplatte montiert, die auf zwei Längswinkeln des Unterteils festgeschraubt ist. Bis auf die Lampenfassung sind alle Bauelemente in einer Reihe angeordnet, damit die Bahn für den Lichtstrahl frei bleibt (Bild 6). Die Lampenfassung wird an einem beweglichen Winkel befestigt und so justiert, daß aus

dem Lichtsender ein Strahlenbündel von etwa 30 mm Durchmesser austritt. An der Bedienungsseite des Unterteils sind zwei Durchführungsbuchsen für das Netzkabel und die Betriebsspannungsleitung des Lichtempfängers sowie der Netzschalter und die Betriebsanzeige angebracht. Zur Befestigung der Abdeckhaube muß man vier kleine Winkel anlöten, die an ihrer freien Seite eine 3,5-mm-Bohrung haben, hinter die eine M3-Mutter gelötet wurde.

Der Empfangsteil ist ähnlich wie der Lichtsender aufgebaut (Bild 7). Er hat die Abmessungen 80×140×65 mm. Die Widerstände, Transistoren und das Relais sind auf einer 138×80 mm großen Pertinaxplatte untergebracht. Um die Photodiode genau in den Brennpunkt der Linse bringen zu können, wird sie ebenfalls auf einen beweglichen Winkel gesetzt.

Liste der Spezialteile

Heiztransformator „H 1“	(Engel)
Selengleichrichter B 30 C 400/700	(AEG)
Kleinelektrolytkondensatoren, 50 „F, 30-35 V	(NSF)
zweipoliger Netzschalter „Nr. 132“	(Marquardt)
Stecklinse „Nr. 312“	(Jautz)
Signallampe „Nr. 186 s“	(Jautz)
Relais „Tris 151 x TBv 65017/17d“	(Siemens)
dreipolige Buchse „T 3263“	(Tuchel)
Netzdurchführungsbuchsen	(Zehnder)
Subminiatur-Röhrensockel „Nr. 4375“, Spolig	(Preh)
Widerstände	(Drainold)
Transistoren TF 65, TF 78	(Siemens)
Photodiode TP 50	(Siemens)

Aus dem Ausland

Japan

Im Oktober vergangenen Jahres stieg der japanische Export von Transistor-Radios auf fast 1 000 000 Einheiten an. Gegenüber dem Vormonat ist das eine Zunahme um rund 240 000. Das geht aus den jetzt veröffentlichten monatlichen Zahlen des japanischen Finanzministeriums hervor. Der Export in den ersten sechs Monaten des vergangenen Jahres belief sich nach der gleichen Quelle auf 1 954 392 Transistor-Radios. Das sind rund 47 Prozent der gesamten japanischen Transistorgeräte-Produktion in diesem Zeitraum.

Die Kapazität des Irischen Sony-Werkes wird rund 10 000 Transistorgeräte monatlich betragen. Die Fertigung soll noch in diesem Jahr aufgenommen werden. Die Geräte sollen fast ausschließlich in europäische Länder ausgeführt werden. Nach Angaben des Sony-Sprechers ist eine Kapazität von monatlich 10 000 Geräten gering, verglichen mit der Kapazität von 150 000 Transistor-Radios, die in den japanischen Fabriken von Sony monatlich hergestellt werden.

Nach amerikanischen Berichten aus Washington bereiten japanische Fabriken gegenwärtig einen „Einbruch“ in das Gebiet des Farbfernsehens in den USA vor. Eine ungenannte japanische Fabrik soll einen Farbfernsehempfänger entwickelt haben, der zu nur 200 Dollars in den USA verkauft werden soll. Dieser Betrag liegt um rund 50 Prozent unter den Preisen für die billigsten amerikanischen Farbfernsehgeräte.

Kürzlich empfahl der japanische „Color Television Study Council“ die allgemeine Einführung des Farbfernsehens nach der amerikanischen NTSC-Norm. Damit ist die frühere Empfehlung zurückgenommen worden, die Entscheidung über die japanische Farbfernsehnorm so lange zurückzustellen, bis eine international einheitliche Norm für alle Länder der Welt zustande gekommen ist.

Verwaltungs-Neubau von Graetz

Nach dem Kriege entwickelte sich in Allana (Westf.) aus bescheidenen Anfängen heraus die Firma Graetz, die hier 1947 ihr neues Domizil aufschlug. Inzwischen wuchsen die Räume und dehnte sich das Haus, und heute kann Erich Graetz, der Chef der Graetz KG, voller Stolz auf insgesamt sechs Werke in Allana, Bochum und Geraldgrün blicken. In letzter Zeit entstand in Allana in der neuen Graetz-Straße ein Neubau für die Hauptverwaltung der Graetz KG. Der achtgeschossige, architektonisch interessante Neubau von 24 m Höhe und 53 m Breite wirkt in seiner Lage an einem Berghang sehr repräsentativ (s. Heft 3/60, S. 71). Er ist mit dem Hauptwerk I durch einen direkten Übergang verbunden. Trotz der ungewöhnlich schwierigen Verhältnisse an einem Berghang entstand das neue Gebäude in nur vierzehnmonatiger Bauzeit. Es ist mit neuzeitlichen Spezialvorrichtungen im Felsuntergrund verankert, und man machte bei diesem Bau in großem Umfang von der sogenannten Felsnagelung Gebrauch. Das Erdgeschoss enthält die großzügige und mit modernen Einrichtungen ausgestattete Werkküche sowie den in hellen Farben gehaltenen großen Speiseraum für die gesamte Belegschaft des Allanaer Werkes. Ein Stockwerk höher findet man in einem vollklimatisierten Gebäudetrakt die Lochkartenabteilung. Die anderen Geschosse enthalten Büroräume für die kaufmännischen Abteilungen,



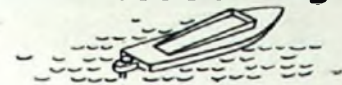
gen, und als Krönung des Ganzen hat man im achten Stockwerk von der neben dem Konferenzraum gelegenen großen Dachterrasse aus einen umfassenden Überblick über die Graetz-Werke in Allana.

Die Ausstattung der Räume ist allein auf Zweckmäßigkeit und die Erfordernisse des modernen Geschäftslebens abgestimmt. Bemerkenswert ist, daß die in freundlichen Farben gehaltenen Anstriche der Wände in allen Stockwerken gleich sind, daß aber Türen und Fußbodenbeläge in den einzelnen Geschossen unterschiedlich sind, so daß hierdurch eine farbliche Markierung der einzelnen Stockwerke entstanden ist.

H. RICHTER

Technik der Funk-Fernsteuerung

© Schluß



Bei den elektronischen Resonanzrelais fallen die Nachteile der Zungenrelais fort. Einerseits kann man durch eine entsprechende Bemessung der Tonfrequenzkreise für eine so große Bandbreite sorgen, daß Frequenzschwankungen der Steuersignale noch aufgefangen werden, und andererseits besteht nicht die Gefahr der Auslösung durch mechanische Stöße. Als Nachteil elektronischer Resonanzrelais wäre der größere Aufwand zu erwähnen, der besonders dann stört, wenn sich dadurch die äußeren Abmessungen und das Gewicht des Relaisatzes vergrößern. Das wird wohl stets der Fall sein, obwohl man bei abschließlicher Verwendung von Miniaturteilen sehr an Platz sparen kann.

Eine recht gute Resonanzrelais-Schaltung ist im Bild 48 dargestellt. An der Basis des Transistors liegt der auf die Tonfrequenz abgestimmte Schwingkreis L, C , im Kollektorkreis die Wicklung des Relais. Erregt man den Schwingkreis L, C über den Entkopplungswiderstand R , so tritt die Spannung an der Relaiswicklung verstärkt auf. Sie gelangt über $C1$ zum Gleichrichter D , der diese Spannung gleichrichtet. Dadurch wird über L die Basis des Transistors negativ, und der Kollektorstrom steigt so weit an, daß das Relais anspricht. Schon eine Tonfrequenzspannung von etwa 20 mV am Schwingkreis genügt, um die Schaltung einwandfrei arbeiten zu lassen. Durch eventuelle Dämpfung des Schwingkreises kann man die Bandbreite in weiten Grenzen variieren und daher auch sendeseitig mit nicht ganz frequenzkonstanten Tongeneratoren arbeiten. Bei gut aufgebauten Kreisen lassen sich Bandbreiten von etwa 50 Hz leicht erreichen. Das genügt in den meisten Fällen. In Mehrkanalempfängern kann man beliebig viele derartige Resonanzrelais verwenden. Die Resonanzfrequenzen sind dabei so abzustufen, daß gegenseitige Störungen vermieden werden. Dabei ist auch auf das eventuelle Auftreten von Kombinationsfrequenzen Rücksicht zu nehmen.

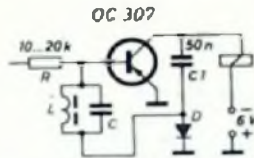


Bild 48. Schaltung eines empfindlichen Transistor-Resonanzrelais

Man erhält bereits ein Resonanzrelais, wenn man den Schwingkreis L, C unmittelbar zwischen Emitter und Basis schaltet. Im Kollektorkreis liegt dann nur die Relaiswicklung. Ein derartiges Relais ist jedoch wegen der fehlenden, durch D hervorgerufenen Gleichstrom-Rückkopplung etwas unempfindlicher. Die Resonanzwirkung läßt sich im übrigen dadurch unterstützen, daß man in den vorhergehenden Stufen Bandpässe einbaut, die nur die vorkommenden Resonanzfrequenzen durchlassen.

6.13 Relais-Entstörung

Die beim Schalten der Relais entstehenden Schaltfunken müssen möglichst gut unterdrückt werden, damit die sonst auftretenden Störungen den Empfänger nicht „zustopfen“ können. Dazu schaltet man zwischen die Kontakte Glimmer- oder keramische Kondensatoren mit Kapazitätswerten von etwa 50 nF (Bild 49). Außerdem kann man den mittleren Kontakt über einen gleichen Kondensator noch mit Masse verbinden. Die Zuleitungen sollen so kurz wie möglich sein. Diese Entstörungsmaßnahmen reichen im allgemeinen aus.

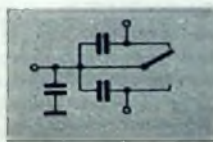


Bild 49. Die Entstörung von Relaiskontakten

6.2 Schrittschalter, Schaltsterne, Steuerrelais

Bei diesen Systemen handelt es sich um stärkere Elektromagnete, deren Anzugskraft bereits zur Betätigung von Rudern, Lenkvorrichtungen usw. genügt. Sie werden von den Kontakten des Empfängerrelais geschaltet, da der Ausgangsstrom des Empfängers im allgemeinen nicht zu ihrer Betätigung ausreicht. Bei den Schrittschaltern wird durch eine Ankerbewegung ein Arm stufenweise fortgeschaltet. Jeder Stufe kann man einen Kontakt zuordnen, der einen Stromkreis schaltet. Bei genügend kräftiger Ausführung kann der Schaltarm aber auch zur Betätigung von Rudern usw. herangezogen werden. Diese Aufgabe erfüllen jedoch vor-

allem die Schaltsterne und Steuerrelais. Der Elektromagnet bewegt dabei ein Gestänge, das zum Beispiel die Höhen- und Seitenruder von Flugzeugen, die Lenkung von Automodellen usw. betätigt. Von einer näheren Beschreibung der verschiedenen Konstruktionen sei hier jedoch abgesehen; die Prospekte der Lieferfirmen geben weitgehend Aufschluß darüber.

6.3 Ruder- und Lenkmaschinen

Diese Einrichtungen enthalten entweder starke Elektromagnete oder kleine Elektromotoren mit Getriebe. Dadurch entstehen relativ starke Zug- und Druckkräfte, die wesentlich stärkere Wirkungen als die oben beschriebenen Schaltsterne und Steuerrelais auslösen können. Manchmal kombiniert man diese Maschinen auch mit Spezialschaltern, so daß bei der Betätigung gleichzeitig Stromkreise irgendwelcher Art geschaltet werden können. Es gibt selbstneutralisierende und nicht selbstneutralisierende Ausführungen. Bei den zuerst genannten kehren die Gestänge nach Beendigung des Steuerimpulses stets von selbst in ihre Ruhestellung zurück. Diese Maschinen eignen sich zum Beispiel zur Steuerung von Flugzeugen, bei der man darauf Wert legt, daß zum Beispiel nach jedem Steuerausschlag des Seitenruders automatisch wieder Geradeausflug erfolgt. Ähnliches gilt für Schiffsmodelle.

Bei den nichtselbstneutralisierenden Ausführungen muß die Mittelstellung stets durch einen weiteren Steuerimpuls wieder herbeigeführt werden. Besonders brauchbar sind Anordnungen, die sich nach Erreichen der verschiedenen Schaltstellungen von selbst unterbrechen, so daß auch während eines längeren Steuerimpulses der Batterie kein Strom entnommen wird. Die Betriebsströme der Elektromotoren in den Rudermaschinen sind nämlich sehr beträchtlich und würden die Bordbatterie bei langen Ruderausschlägen sehr stark belasten. Verschiedene industrielle Rudermaschinen sind mit einer derartigen automatischen Abschaltung ausgerüstet.

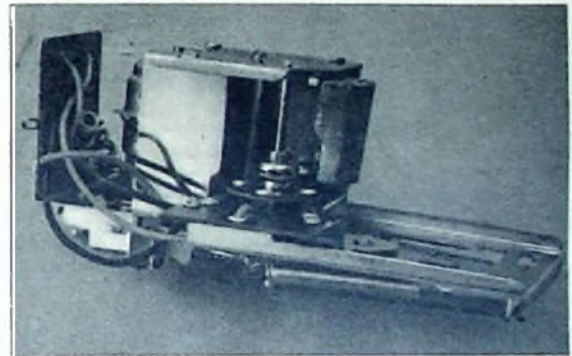


Bild 50. Untersicht der industriell hergestellten elektromechanischen Steuerung „Kinematic“ von Graupner



Bild 51. Ansicht eines industriell hergestellten Schrittschalters (Trawid)

Bild 50 zeigt die Ansicht einer elektromechanischen Steuervorrichtung („Kinematic“ der Firma Graupner), die einen Schaltmotor, ein Getriebe und einen Umschalter enthält, mit dem zum Beispiel der Fahrmotor gesteuert werden kann. Die Anordnung läßt sich durch kurze und lange Impulse so betätigen, daß sich einerseits der gewünschte Steuerausschlag einstellt und andererseits ein Stufenschalter weitergeschaltet wird. Leider ist das Einhalten der richtigen Impulsfolge recht kritisch und der Stromverbrauch nicht unbeträchtlich. Die Auswahl an industriell hergestellten, wirklich brauchbaren Rudermaschinen ist nicht sehr groß, so daß sich viele Amateure durch Selbstbauten helfen. Dieses Gebiet interessiert jedoch im Rahmen dieser Beitragsreihe nicht. Abschließend sei noch auf Bild 51 verwiesen, das einen industriell gefertigten Schrittschalter zeigt (Trawid).

7. Einige Einzelheiten zum Modellbetrieb

In diesem Abschnitt sollen einige Fragen des Modellbetriebs behandelt werden, die in speziellem Zusammenhang mit elektronischen und radiotechnischen Problemen stehen. Hierher gehören die mechanischen Fragen beim Einbau der Geräte, die sehr wichtige Entstörung, die Fernsteuerung stationärer Anlagen und schließlich die Speicherung von Fernsteuersignalen auf Tonbändern.

7.1 Mechanische Probleme beim Einbau der Fernsteuereinrichtungen

Beim Einbau der Empfänger und der Batterien muß zunächst überlegt werden, an welchen Stellen des Modells durch den Einbau das statische Gleichgewicht möglichst wenig gestört wird. Das sind jedoch modelltechnische Fragen, die hier nicht behandelt werden sollen. Vom elektromechanischen Standpunkt aus ist ein erschütterungsfreier Einbau von großer Wichtigkeit. Man verwendet zweckmäßigerweise Schwammgummi oder Gummibänder, zwischen denen sich kleine Empfänger leicht verspannen lassen. Der Nullpunkt des Gerätes soll möglichst widerstandsfrei mit der Masse des Modells verbunden sein. Ferner ist beim Einbau darauf zu achten, daß der Empfänger, insbesondere der Antennenanschluß, so weit wie möglich von störenden Antriebsmaschinen entfernt montiert wird. Das gilt auch für die Orientierung der Antenne zu den Maschinen. Je größer der Abstand, um so leichter fällt die Entstörung. Man kann auch Abschirmbleche zwischen den Maschinen und dem Empfänger anordnen oder den gesamten Empfänger abschirmen.

Die Lage der Rudermaschinen, Lenkrichtungen usw. hängt weitgehend vom Modell ab und muß daher von Fall zu Fall bestimmt werden. Ähnliches gilt für die Batterien, deren Unterbringung rein elektrisch ziemlich belanglos ist. Zum Einbau der Empfänger sei noch erwähnt, daß man auf leichte Bedienbarkeit von außen achten sollte. Die eventuell vorhandenen Bedienungsschrauben sollen daher zugänglich sein, ohne den Empfänger aus dem Modell ausbauen zu müssen. Das erweist sich in der Praxis als sehr wichtig.

7.2 Entstörungsfragen

Bei gegebenen Empfänger- und Senderdaten sowie festliegenden Ausbreitungsverhältnissen wird die Reichweite einer Fernsteueranlage vor allem von der Güte der Entstörung sämtlicher im Modell vorkommender Maschinen und Kontakte bestimmt. Hierauf wird erstaunlicherweise immer noch viel zu wenig Rücksicht genommen. Betrachtet man zum Beispiel manche Baubeschreibungen oder manche käuflichen Fernsteuermodelle unter diesem Gesichtspunkt, so ist man oft über die unzureichenden und unzweckmäßigen Maßnahmen zur Entstörung erstaunt. Es hat beispielsweise wenig Zweck, die Anschlüsse eines Elektromotors mit großen Elektrolytkondensatoren zu überbrücken und diese Kondensatoren außerdem noch weit entfernt vom Motor anzubringen. Auch hier dürfen die einfachsten hochfrequenztechnischen Erkenntnisse nicht übersehen werden. Zur Entstörung sollte man nur keramische oder andere Kondensatoren mit kleinster Induktivität verwenden, die auf kürzestem Wege unmittelbar an die Motoranschlüsse gelötet werden müssen. Werte zwischen 5000 und 20 000 pF genügen im allgemeinen vollständig.

Bild 52 zeigt die üblichen Entstörungsmaßnahmen. Die Kondensatoren C1 und C2 sollen auf kürzestem Weg zum Nullpunkt des Motors und nicht zum allgemeinen Nullpunkt des Modells geführt werden. Mitunter können die Drosseln Dr fortfallen, oft bringen sie jedoch eine sehr erhebliche Verbesserung. Gut bewährt haben sich auch für Entstörungszwecke die Valvo-Ferrocube-Drosseln, die sehr klein sind und sich auch leicht nachträglich einbauen lassen. Eventuell schirmt man sämtliche zur Entstörung verwendeten Einzelteile nochmals gut ab und verbindet

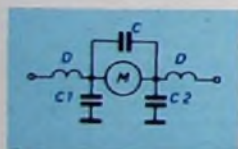


Bild 52. Zur Entstörung von Elektromotoren

die Abschirmung mit dem Nullpunkt. Geeignet sind auch Durchführungskondensatoren, die man an den Abschirmblechen befestigen kann.

In besonders schwierigen Fällen treten trotz einwandfrei durchgeführter Entstörungsmaßnahmen immer noch Störungen auf. Diese haben dann meistens zwei Ursachen: Erstens können die Störkomponenten durch Abstrahlung zur Antenne gelangen. Dann helfen abgeschirmte Zuleitungen oder Totalabschirmungen aller Maschinen. Zweitens können Störungen auf elektrisch-mechanischem Weg durch die im Modell auftretenden mechanischen Erschütterungen hervorgerufen werden. So haben zum Beispiel die Metallteile der Antriebsmaschinen, der Rudermaschinen und anderer kompakter Einheiten häufig infolge schlechter metallischer Verbindung untereinander verschiedene Potentiale, die sich teilweise ausgleichen, wenn das Modell erschüttert wird. Das äußert sich dann ähnlich wie Störungen durch elektrische Maschinen. Ein sicheres Kennzeichen für das Vorhandensein solcher Erscheinungen ist das Bestehenbleiben der Störungen nach Abschalten aller elektrischer Verbraucher bei gleichzeitiger Erschütterung des Modells von außen. Hier helfen nur eine gute und stabile Ver-

schraubung sowie eine Verbindung der einzelnen Teile untereinander mit starken Kupferbändern oder -drähten. Die Wirkung der Entstörungsmaßnahmen muß immer wieder durch einen am Empfänger angeschlossenen Kopfhörer oder Oszillografen beobachtet werden. Der Empfänger darf dabei nicht auf einen Sender abgestimmt sein, weil er sonst zu unempfindlich ist und eine gute Entstörung vortäuschen kann. Jeder in Entstörungsfragen bewanderte Radiopraktiker wird seine Kenntnisse mit Nutzen auf die Entstörung der Antriebsmaschinen in Fernsteuermodellen anwenden können. Versuche haben gezeigt, daß sich die Reichweite mancher Anlagen verdoppeln, ja verdreifachen läßt, wenn man die Entstörung zielbewußt verbessert.

7.3 Fernsteuerung stationärer Anlagen

Bei der Fernsteuerung stationärer Anlagen ergeben sich gegenüber der Steuerung beweglicher Modelle praktisch nur Erleichterungen. Im allgemeinen kann man die Anlage aus dem Netz versorgen, so daß alle Batterieprobleme hinfällig werden. Auch die Antennenfrage läßt sich meistens zweckmäßiger lösen, weil man bei der Wahl der Antennenformen und der Antennenlängen freie Hand hat. Auch die Entstörungsprobleme sind weniger kritisch. Man kann daher bei der Fernsteuerung stationärer Anlagen u. U. mit Empfängern geringerer Empfindlichkeit auskommen, was von Fall zu Fall überlegt werden muß. Als Beispiel sei die Fernsteuerung eines elektrischen Türöffners in der Wohnung erwähnt. Hier genügt schon ein Diodenempfänger mit Transistorverstärker, der unmittelbar neben dem Druckknopf an der Wand montiert wird. Zur Auslösung reichen sehr kleine Transistorsender aus, die man in der Rocktasche unterbringen kann.

7.4 Tonbandsteuerung von Fernsteueranlagen

Die Fixierung von Fernsteuersignalen auf Tonbändern ist nicht nur bei Demonstrationsversuchen sehr reizvoll; sie bildet gleichzeitig eine gute und interessante praktische Einführung in ein Teilgebiet der Automation, denn heute ist in der Industrie die Steuerung von Arbeitsmaschinen durch auf Tonbändern aufgezeichnete Steuersignale bereits weit verbreitet. Hält man einen Fernsteuerversuch auf einem Tonband fest, so kann man ihn immer wieder von neuem ablaufen lassen, was auf nicht Eingeweihte sehr geheimnisvoll wirkt und dem Radiopraktiker interessante elektromechanische Studien ermöglicht.

Die Technik der Durchführung ist nach Bild 53 recht einfach, denn jedes Tonbandgerät ist dazu geeignet. Dabei wird aber eine mit Tonmodulation arbeitende Fernsteueranlage benötigt. Die vom Modulator des Senders während der Handsteuerung abgegebe-

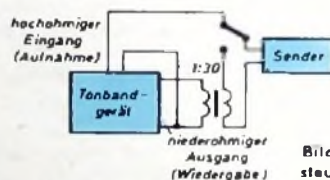


Bild 53. Zur Fixierung von Fernsteuersignalen auf Tonbändern

nen Signale werden dem Eingang des Tonbandgerätes zugeführt (Aufnahmestellung) und wie üblich aufgesprochen. Da kaum Tonfrequenzen von mehr als einigen tausend Hertz zur Anwendung kommen, genügen die kleinsten Bandgeschwindigkeiten. Bei der Aussteuerung ist darauf zu achten, daß keine zusätzlichen Verzerrungen auftreten. Nach Beendigung der Aufnahme schaltet man das Tonbandgerät auf Wiedergabe. Da die üblichen Geräte im allgemeinen einen niederohmigen Ausgang haben, muß man einen entsprechenden Ausgangstransformator verwenden, um eine zur Aussteuerung des Senders ausreichende Modulationsspannung zu erhalten.

Bei der Durchführung derartiger Tonbandversuche wird man feststellen, daß sich zwar die durch die Signale veranlaßten Steuerungen exakt reproduzieren lassen, nicht aber die Bewegungen fahrbarer Modelle. So ist zum Beispiel ein Modellflugzeug stets anderen Windverhältnissen ausgesetzt, die eine genaue Reproduktion der Bewegungen verhindern. Ähnliches gilt für Schiffmodelle. Bei kleinen Modellautos verhindert der stets wechselnde Reibungskoeffizient der Räder beziehungsweise der Fahrbahn eine genaue Wiederholung aller Bewegungen. Außerdem ist der Lenkmechanismus meistens nicht exakt genug, so daß die Lenkausschläge sich stets etwas ändern. Am besten gelingen die Reproduktionsversuche noch dann, wenn eine ausreichend große Fahrfläche zur Verfügung steht, so daß Abweichungen von der vorgeschriebenen Fahrbahn nicht gleich zu Zusammenstößen mit Einrichtungsgegenständen usw. führen. Trotzdem bleiben solche Versuche immer sehr interessant, weil sie wichtige Aufschlüsse über die mechanischen Eigenschaften von Modellen ermöglichen. Stationäre Anlagen lassen sich dagegen absolut exakt auch von Tonbändern steuern. Hier eröffnet sich für den Amateur ein großes und äußerst lehrreiches Experimentierfeld, das sich bei einiger Phantasie immer weiter ausbauen läßt.

Kapazitive Annäherungsschalter

Der kapazitive Annäherungsschalter löst selbsttätig einen Schaltvorgang aus, sobald sich einem Fühler, der mit dem Resonanzkreis eines kleinen HF-Oszillators verbunden ist, ein Gegenstand oder ein menschlicher Körper so weit nähert, daß die Kapazität gegenüber dem Fühler über einen bestimmten Wert ansteigt. Durch diese kapazitive Belastung wird der Schwingzustand des Oszillators so beeinflusst, daß die dadurch hervorgerufene Änderung des Anodenstroms der Oszillatordröhre ein im Anodenkreis liegendes Relais betätigen kann. Da sich ohne Schwierigkeiten eine so große Empfindlichkeit erreichen läßt, daß bereits größere Abstände vom Fühler (beispielsweise 1 m und mehr) zur Betätigung des Relais genügen, ergeben sich für diesen Schalter zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten.

Bei der Verwendung als Raumschutzeinrichtung macht sich gegenüber den hier häufig benutzten lichtelektrischen Anordnungen vorteilhaft bemerkbar, daß der kapazitive Schalter keine Richtwirkung hat. Bringt man den Fühler in dem zu überwachenden Raum beispielsweise in der Nähe der Tür an, so löst der Schalter jedesmal, wenn dem Fühler eine Person nahe kommt, ein Alarmsignal aus. Als Fühler kann man zum Beispiel einen wenige Meter langen dünnen Draht verwenden, der in dem Raum unauffällig ausgelegt wird.

Für Werbezwecke läßt sich der Drahtfühler an einer Schaufenster Scheibe so anbringen, daß sich die Fensterbeleuchtung oder ein elektrisches Gerät beim Herantreten an das Schaufenster einschaltet. In der industriellen Fertigung kann der Annäherungsschalter zum Zählen der am Fühler vorbeilaufenden Teile oder als Schutz einrichtung an Maschinen verwendet werden. Der Fühler wird dann so angeordnet, daß die Maschine sofort stillgesetzt wird, wenn eine Hand des Bedienenden an eine Stelle der Maschine kommt, wo sie gefährdet ist.

Der kapazitive Annäherungsschalter hat eine sehr einfache Schaltung, die sich ohne Schwierigkeiten aufbauen läßt. Das einzige Problem dabei ist die Erreichung einer genügenden Arbeitsstabilität. Da der Schalter durch die äußere Beeinflussung eines HF-Oszillators betätigt wird, muß unbedingt dafür gesorgt werden, daß nicht unbeabsichtigte Änderungen innerhalb des Oszillators eintreten können, die die gleiche Wirkung hervorrufen. Daher ist sorgfältig auf einen mechanisch einwandfreien Aufbau zu achten. Das Chassis soll starr und fest sein. Alle Einzelteile, besonders die des HF-Resonanzkreises, sind so auf dem Chassis zu montieren, daß sie sich nicht bewegen oder lockern können. Je empfindlicher die Einrichtung sein soll, um so größer muß die Stabilität sein. Daher kann es auch ratsam sein, wenigstens die Anodenspannung der Oszillatordröhre zu stabilisieren. Bei sehr hohen Ansprüchen ist unter Umständen sogar die Verwendung eines quartzesteuerten HF-Oszillators empfehlenswert.

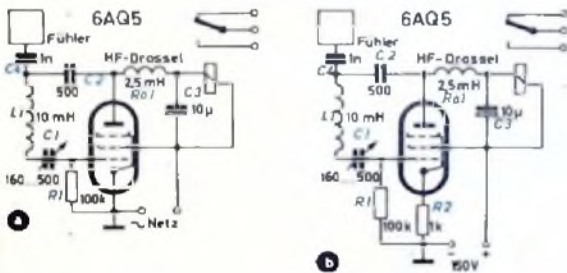


Bild 1 Einfachste Schaltung des kapazitiven Annäherungsschalters für Wechselstrombetrieb (a) und Gleichstrombetrieb (b)

Bild 1 zeigt die einfachste Ausführungsform des kapazitiven Annäherungsschalters, und zwar für Wechselstrombetrieb (Bild 1a) und außerdem für den Betrieb mit Gleichstrom (Bild 1b). Die Frequenz des HF-Oszillators ist für die Arbeitsweise des Schalters von untergeordneter Bedeutung; aus Zweckmäßigkeitsgründen wird man sie jedoch nicht zu hoch (etwa 100 kHz) wählen. Den die Rückkopplung zum Steuergitter von R₂ bestimmenden Trimmer C₁ stellt man so ein, daß der Oszillator gerade noch sicher schwingt, nachdem man den über C₄ an den Resonanzkreis angeschlossenen Fühler an die dafür vorgesehene Stelle gebracht hat. Durch die Schwingungspannung entsteht an dem Gitterableitwiderstand R₁ eine Gittervorspannung, die das Steuergitter leicht negativ macht.

Nähert sich nun dem Fühler ein Gegenstand oder eine Person, so wird dadurch die Kapazität gegenüber dem Fühler vergrößert. Das bedeutet eine erhöhte Belastung des Oszillators, und die Schwingungen reißen ab. Dann fällt aber auch die negative Vorspannung für das Steuergitter fort, der Anodenstrom von R₂ erhöht sich, und das im Anodenkreis liegende Relais zieht an. Erst wenn die durch die Annäherung an den Fühler hervorgerufene Belastung des Oszillators aufhört, schwingt er wieder an. Das Wiederanschwingen erfolgt bei der Wechselstromausführung ohne Schwierigkeiten, weil der Oszillator mit nicht gleichgerichteter Wechselspannung im sogenannten Halbwellenbetrieb arbeitet. Bei jeder positiven Halbwellen der Anodenspannung wird der Oszillator erneut angestoßen, so daß er nach Fortfall der Belastung ohne weiteres wieder zu schwingen beginnt.

Ist die Anodenspannung jedoch eine Gleichspannung, so muß durch eine besondere Maßnahme ein sicheres Wiederanschwingen gewähr-

leistet werden. Dazu ist der Widerstand R₂ vorhanden, der stets eine geringe negative Vorspannung für das Steuergitter erzeugt. Bei Belastung des Oszillators durch Annäherung an den Fühler bleibt daher diese geringe negative Vorspannung erhalten, und die Schwingungen reißen nicht ganz ab. Die Schwingamplitude nimmt nur ab, und der Anodenstrom wächst um einen gewissen Betrag, der zur Erregung des Relais ausreichen muß.

Eine sehr empfindliche und doch stabile Schaltung für den Annäherungsschalter zeigt Bild 2. Der Oszillator wird mit Gleichspannung betrieben und entspricht schaltungsmäßig dem im Bild 1b. Die erhöhte Ansprechempfindlichkeit ergibt sich dadurch, daß das Relais nicht im Anodenkreis der Oszillatordröhre R₂ liegt, sondern im Anodenkreis eines Thyatrons (R₂) liegt, dessen Steuergitter über einen Schutzwiderstand R₃ mit dem Steuergitter der Oszillatordröhre verbunden ist. Wenn sich bei Annäherung an den Fühler die negative Gittervorspannung von R₂ verringert, wird auch das Steuergitter von R₂ weniger negativ. Das Thyatron zündet jetzt, wenn das Potential von Kathode und Schirmgitter mit R₅ so eingestellt wurde,

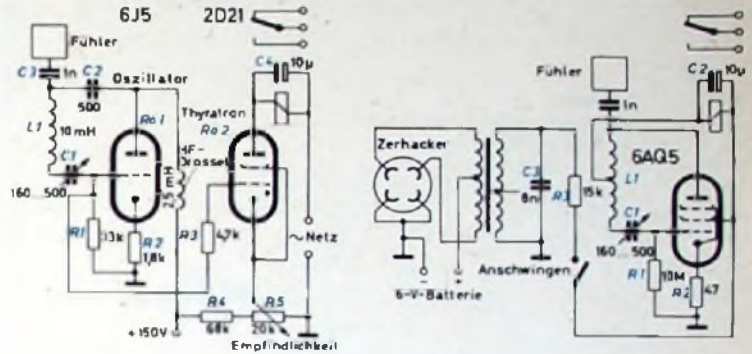


Bild 2 (links) Annäherungsschalter mit erhöhter Empfindlichkeit; der Oszillator steuert das Relais nicht unmittelbar, sondern über ein Thyatron. Bild 3 (rechts) Tragbarer, batteriegespeicher kapazitiver Annäherungsschalter

daß die Zündung vorher gerade noch nicht erfolgen konnte. Die Einstellung von R₅ ist verhältnismäßig kritisch, weil von ihr die Empfindlichkeit des Schalters abhängt. Je näher man mit R₅ an den Zündpunkt des Thyatrons herangeht, um so empfindlicher wird die Einrichtung, da dann bereits eine geringe Spannungsänderung an R₁ genügt, um R₂ zu zünden. Das Thyatron wird mit Wechselspannung betrieben, da sich nur so das Löschen des gezündeten Thyatrons und das Abfallen des Relais erreichen läßt, wenn der Oszillator wieder anschwingt.

Die tragbare Ausführung des kapazitiven Annäherungsschalters ist im Bild 3 dargestellt. Als Spannungsquelle dienen vier parallelgeschaltete 6-V-Batterien, die über einen Zerhacker und einen Transformator die Anodenspannung für die Oszillatordröhre liefern. Das Gerät wird in ein kleines Gehäuse eingebaut, dessen eine Seitenwand metallisiert ist und den Fühler darstellt. Diese Seitenwand muß selbstverständlich von allen übrigen Teilen des Gehäuses und des Gerätes elektrisch gut isoliert sein.

Eine recht interessante Schaltung für den kapazitiven Annäherungsschalter zeigt Bild 4. Sie ist immer dann angebracht, wenn der Fühler in größerer Entfernung vom Gerät angeordnet werden soll. Um eine schädliche Wirkung von Streukapazitäten auf die Verbindungsleitung zwischen Fühler und Oszillator zu verhindern, muß für diese Verbindung ein abgeschirmtes Kabel benutzt werden. Da aber bereits die Kapazität des Kabels den Oszillator so stark belasten würde, daß die bisher beschriebenen Schaltungen nicht mehr brauchbar sind, wird hier das Prinzip des Schwebungsummers ausgenutzt. Im rechten System der Doppeltriode R₂ wird eine feste Frequenz, beispielsweise 100 kHz, erzeugt. Das linke System von R₂ gehört zu einem zweiten Oszillator, dessen Frequenz mit C₂ so eingestellt wird, daß er mit einer um 1000 Hz höheren Frequenz als der feste Oszillator schwingt, wenn der Fühler angeschlossen ist, sich aber kein Gegenstand in seiner Nähe befindet. Bei einer Annäherung an den Fühler verringert sich die Frequenz des linken Oszillators, während die des rechten unverändert bleibt, so daß die ursprüngliche Frequenzdifferenz von 1000 Hz nunmehr kleiner wird.

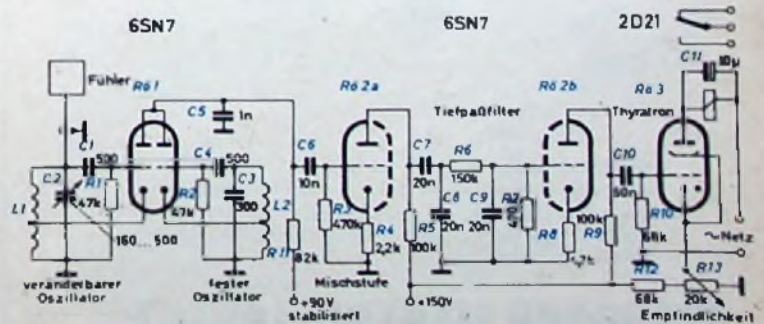


Bild 4 Schaltung eines Annäherungsschalters, der nach dem Prinzip des Schwebungsummers arbeitet und in größerer Entfernung vom Fühler aufgestellt werden kann

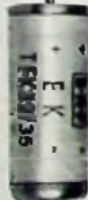
Germaniumdioden mit hohen Durchlaß- und niedrigen Sperrströmen, temperatur- und klimafest.

Siliziumgleichrichterelemente für Nenngleichströme von 0,5, 1 und 10 A und Spitzenspannungen bis 600 V; Betriebstemperaturen bis 150°C

Selengleichrichtersätze mit hoher Strombelastbarkeit und gutem Sperrvermögen; betriebsicher und langlebig; Selenkleinstgleichrichter in Gießbarausführung

Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten das neue Bauelement für Kleintechnik und Transistorschaltungen; mit kleinen Abmessungen, langer Lebensdauer und hoher Betriebssicherheit.

MP-Kondensatoren der K-Reihen selbstheilend, überspannungsfest, kurzschlußsicher; in betriebssicherer zweilagiger Ausführung mit den genormten Abmessungen einlagiger Kondensatoren; Temperaturbereich bis + 85°C



Die Schwingungen der beiden Oszillatoren werden in der Triode R6 2a gemischt, so daß die Differenzfrequenz als Schwebung entsteht, die dann ein Tiefpaßfilter passieren muß. Das Tiefpaßfilter ist so dimensioniert, daß sich seine Ausgangsspannung mit abnehmender Schwebungsfrequenz erhöht. Die Ausgangsspannung des Tiefpaßfilters gelangt über die Verstärkerstufe R6 2b ohne vorherige Gleichrichtung als positive Vorspannung an das Steuergitter des Thyratrons R6 3. Überschreitet diese Vorspannung einen bestimmten Wert, wenn die Schwebungsfrequenz bei Annäherung eines Gegenstandes an den Fühler absinkt, so zündet das Thyratron, und das Relais spricht an.

(Shields, J. P.: The capacitance relay. Electronics Wld. Bd. 63 (1960) Nr. 3, S. 70)

Service-Technik

Unrentable Reparatur eines Rundfunkgerätes

Es wurde ein etwa zwei Jahrzehnte altes Rundfunkgerät mit der Feststellung, daß kein Ton mehr „herauskommt“, zur Reparatur eingeliefert. Eine erste Inbetriebnahme bestätigte diese Feststellung. Es fiel auf, daß der NF-Teil (bei Schaltung des Wellenschalters auf „Tonabnehmer“) überhaupt nicht funktionierte und das Magische Auge bei der Einstellung auf einen Sender wenig reagierte.

Auf diese erste Prüfung hin wurde mit den Messungen begonnen. Dabei zeigte die Spannungs- und Strombilanz der NF-Vor- und der NF-Endröhre gegenüber dem Schaltbild keine nennenswerte Abweichung. Beim probeweisigen Anschluß eines Zweitlautsprechers arbeitete der NF-Teil normal. Damit war bewiesen, daß der Lautsprecher defekt ist. Eine Durchgangsprüfung und der Anschluß des eingebauten Lautsprechers an ein anderes Gerät bestätigte die Annahme, daß die Schwingensule unterbrochen war.

Ferner wurde festgestellt, daß die Misch- und ZF-Röhre verbraucht waren und höchstens noch eine Güte von 20% hatten. Es hätten also auch diese Röhren, neben einer gründlichen Reinigung der Wellenschalterkontakte, ersetzt werden müssen.

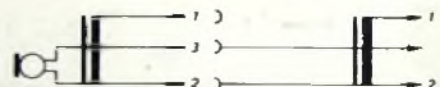
Die Erstellung eines Kostenvoranschlages ergab einen Reparaturbetrag von etwa 60 bis 70 DM. Mit dieser Summe kann aber eine größere Anzahlung für einen modernen Super der unteren Preisklasse gedeckt werden. Ein solcher Super hat neben dem verbesserten Empfang der AM-Bereiche und der höheren Klangqualität auch noch den Vorteil des UKW-Empfanges.

Dieser Reparaturfall zeigt, daß es vollkommen unrentabel ist, einen völlig veralteten und sehr defekten Empfänger zu reparieren. Werden dem Kunden die oben angeführten Argumente unterbreitet, wird er sich in den meisten Fällen zum Kauf eines neuen, modernen Rundfunkgerätes entschließen.

Wie verlängert man Mikrofon-Kabel?

Wie Telefunken mitteilt, geht aus Kundenanfragen, die den Tonbandgeräte-Vertrieb auch noch in jüngster Zeit erreichten, hervor, daß viele Besitzer von Tonbandgeräten nicht über die einfache Verlängerungsmöglichkeit ihres Mikrofon-Anschlußkabels unterrichtet sind.

Die Schwingensule des Mikrofons hat eine Impedanz von 200 Ohm, so daß sie nicht direkt an den Eingang eines Röhrenverstärkers gelegt werden kann. Vielmehr befindet sich im Innern des Mikrofongehäuses ein Übertrager, der im allgemeinen ein Übersetzungsverhältnis



von 1:15 aufweist. Die hochtransformierte Spannung mit einer Quell-Impedanz von etwa 40 kOhm liegt nun an den Punkten 1 und 2 des Normsteckers nach DIN 41524. Würde man diese hochohmige Herausführung selbst mit einem kapazitätsarmen Kabel verlängern, dann wäre mit einem empfindlichen Höhenabfall schon bei wenigen Metern Leitungslänge zu rechnen. Darum gebraucht man einen Kunstgriff: Die Schwingensule selbst wird an den freien Punkt 3 des Normsteckers gelegt. Für die Verlängerung wird diese niederohmige Herausführung benutzt, wobei natürlich dafür gesorgt werden muß, daß am Ende der Verlängerungsleitung ein geeigneter Übertrager 1:15 vorhanden ist, der die Funktion des im Mikrofon umgangenen Übertragers ausübt. Telefunken liefert für diesen Zweck eine fertige 5-m-Verlängerungsleitung mit Mikrofonübertrager 1:15. Der Übertrager ist abgeschirmt und weitgehend unempfindlich gegen Brummeinstreuungen.

Selbstanfertigung von Isolierkitt

Ein isolierender Kitt, der Glühtemperaturen aushält, läßt sich durch Anrühren eines dicken Breies aus zähflüssigem Wasserglas und Talkumpuder (Speckstein) herstellen. Er erhärtet innerhalb weniger Stunden an der Luft. Erwärmung fördert das Hartwerden. Der Kitt läßt sich nicht aufbewahren, deshalb soll immer nur die zum Gebrauch notwendige Menge angerührt werden. Wasserglas ist in gut verschlossener Flasche monatelang haltbar.

Berichtigung

Eine elektronische Stoppuhr. FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 5, S. 153. Im Bild 2 muß der Basiswiderstand von T1 (8,8 kOhm) an Masse führen und nicht an die Steuerleitung „Ein“. Die links unten gezeichneten Batterien haben eine Spannung von 4,5 V (nicht 1,5 V).

BERU
funk-Entstörmittel

ENTSTOR-ZÜNDKERZEN
ENTSTOR-KONDENSATOREN
ENTSTOR-STECKER usw.
für alle Kraftfahrzeuge

Bitte verlangen Sie
Entstördrift 433

BERU VERKAUFS GMBH, LUDWIGSBURG

METALLGEHÄUSE



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

FS - BANDKABEL

Transparent, Adern blank 50 m 7.20
Transparent, Adern smaltiert 50 m 8.45
Wetterfest, hellgrau, Adern verflocht. 50 m 9.90

Alle Europe- und USA-Röhren

HACKER
WILHELM HACKER KG

BERLIN-NEUKÖLLN
Am S- und U-Bahnhof Neukölln
Blücherstraße 3-7 · Tel.: 621212
Geschäftszeit: 8-17 Uhr, sonnabends 8-12 Uhr

Verkäufe

Langeweile?

Kreuzen auch Sie das schönste aller Hobbys durch den Erwerb der eigenen Kurzwellenzulassung. Bestellen Sie noch heute das ideale Volltransistor-Kleinmorseübungsgerät „cw tester“, inklusive 3-V-Batterie DM 12.50. Neueste Material- und Rohrente frei.

Rolf Schmidt · Amateur-Material
Berlin-Friedenau · Postbox 71

Kaufgesuche

Röhren aller Art kauft: Röhren-Müller, Frankfurt/UM, Kaufunger Str. 24

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

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szabebely, Hamburg-Gr. Plottbek, Grotzenstraße 24, Tel.: 82 71 37

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

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache und Musik Bausatz ab 50.— DM Prospekt freil P auf der Lake & Co., Mülheim/Ruhr

Alle Chemikalien und Spezialbauteile für gedruckte Schaltungen. Mayer K.-G., Biemen 1, Schließfach 678

Transistor-Bastel-Katalog 1959 DM 2.— enthält auf 136 Seiten Transistoren, Transistor-Schaltungen, Literatur K. Hoffmann, Elektroversand, Mainz/1180

Wegen Aufgabe des Warenlagers sämtliche Waren billigst zu verkaufen. Gosemann, Berlin-Neukölln, Hobrechtstraße 47 (42 23 89)

Bedrucktes Briefpapier preiswerte Drucksachen

Fordern Sie Gratisprospekt mit Papiermustern und Schriftproben von Druckerel W. Laumer Abt. 137 (13b) Pfaffkirchen

Ein neuer Weg zum Amateurfunk

Gründliche theoretische und praktische Ausbildung bis zur Lizenzreife durch unseren allgemein verständlichen Fernlehrgang. (Selbstbau von Amateurfunkgeräten!) Bitte fordern Sie kostenlos unseren Prospekt an.

B. Glöckel, Institut 12, Bremen, Postfach 7028

ENGEL-LOTER

selbstbetätigt sofort betriebsbereit

3 TYPEN:
● 60 Watt
● 100 Watt
● Eigenbetrieb

Verlangen Sie Prospekt

ING EBICH & FRIED ENGEL G.M.B.H.
WIESBADEN · DOTZHEIMER STR. 147

Für Fernsehempfang aus Nah und Fern

trial ANTENNEN

Kontaktsicher
Leistungsstark
Preiswert
Dauerhaft

Dr. Th. Dumke KG RHEYDT, Postf. 75

DEAC
GASDICHTE STAHL-AKKUMULATOREN

für Rundfunk, Blitzgeräte, Hörhilfen und Meßgeräte aller Art.
Niedrige Betriebskosten. Gleichmäßig gute Betriebseigenschaften und lange Lebensdauer der Geräte.



DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH
Frankfurt/Main, Neue Mainzer Straße 54

Ihre Berufserfolge

hängen von Ihren Leistungen ab. Je mehr Sie wissen, um so schneller können Sie von schlichtbezahlten in bessere Stellungen aufrücken. Viele frühere Schüler haben uns bestätigt, daß sie durch Teilnahme an unseren theoretischen und praktischen Fernkursen in

Radio - Fernsehen - Elektronik

mit Aufgabekorrektur und Abschlußbestätigung (getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene) bedeutende berufliche Verbesserungen erwirkt haben wollen Sie nicht auch dazugehören? Verlangen Sie den kostenlosen Prospekt! Gute Fachleute dieses Gebietes sind sehr gesucht!

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK Abt. 3, Ing. Heinz Richter Güntering · Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.

Prüfsender LSG 10

120 kHz bis 260 MHz, 6 Bereiche, Eigen- und Fremdmodulation, Ausgangsspannung konstant, regelbar, Frequenzgenauigkeit 2%, Röhren 12 BH7 und 6AR5, Maße: 155 x 250 x 300 mm

DM 188,—
Wiederverkäufer-Rabatt.

HEINE KG. HAMBURG-A PALMALLE 50/42 70 79

PERTRIX



ein Wertbegriff
ein Weltbegriff



PERTRIX-UNION GMBH · FRANKFURT/MAIN

Olympia

vorteilhaft mit der
Spezialtastatur für

Elektrofachleute

Die Spezialtastatur der OLYMPIA-Schreibmaschine enthält die vom Elektrofachmann stets gebrauchten Fachzeichen und Abkürzungen:



Handschriftliche Einfügungen und viele Anschläge werden durch die Spezialtastatur eingespart.

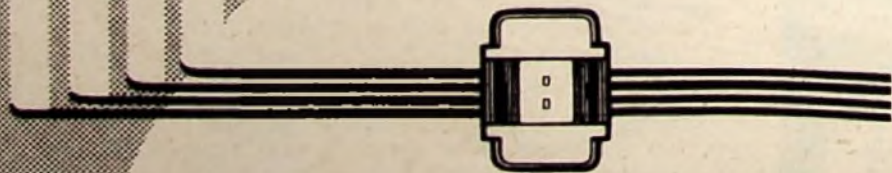
Ausführliche Druckschriften senden Ihnen

OLYMPIA WERKE AG. WILHELMSHAVEN

V I E R S P U R - T E C H N I K



MINIFLUX MAGNETKÖPFE



TECHNISCH - PHYSIKALISCHES LABORATORIUM

DIPL.-ING. BRUNO WOELKE · MÜNCHEN 2, NYMPHENBURGERSTR. 47