

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

1. SEPTEMBERHEFT

17 | 1959

Zwei Transistor-Reisesuper von Graetz

In Frankfurt stellte Graetz zwei neuentwickelte Reisesuper aus. Der Transistor-Taschenempfänger „Susi“ für MW- und LW-Empfang ist mit 6 Transistoren bestückt. Die Ausgangsleistung der Gegentakt-Endstufe ist 240 mW. Die Abmessungen des 540 g schweren Empfängers sind 15,8x9,4x3,5 cm. Der Super hat eingebaute Ferritstabantenne, Anschluß für Miniatur-Kopfhörer und einen permanenten Lautsprecher von 7 cm Ø. „Joker“, das zweite Gerät, ist ein UKW-Transistor-Koffer- und -Autoempfänger. Technische Hauptdaten: UKML, 7/10 Kreise, 9 Transistoren + 3 Ge-Dioden, 5 Drucktasten, stetige H- und T-Regelung, Gegentakt-Endstufe 1,2 W, permanent, Lautsprecher 10 cm Ø, Ferritstabantenne für M und L, Teleskopantenne für U und K, Abmessungen 29x18x10,2 cm, Gewicht rd. 3 kg. Für den Einbau in Kraftfahrzeuge kann eine Spezialhalterung geliefert werden; sie ist mit Steckerstiften versehen, die den Empfänger nach dem Einsetzen an die Autoantenne anschließen und einen am Armaturenbrett anzubringenden Lautsprecher anschalten.

Gleichstrom-Motorantrieb für UHF-Tuner

In Weiterentwicklung eines bereits auf der letzten hannoverschen Messe gezeigten Handmusters brachte die NSF jetzt einen Gleichstrom-Motorantrieb für UHF-Tuner heraus. Als besondere Merkmale werden angegeben: beliebige Einbaulage im Fernseh-Empfänger unabhängig von einer Antriebsachse; einfache Möglichkeit einer Fernbedienung; feinfühligere Einstellung über Potentiometer (Untersetzung bei Handantrieb etwa 75:1, bei Motorantrieb etwa 2000:1); geringe Leistungsaufnahme (etwa 30 mA bei rd. 12 V Gleichspannung).

Tunerantrieb mit Vor- und Rücklauf

Die Vorteile der automatischen Scharfabstimmung von Fernsehempfängern kommen erst voll zur Geltung, wenn die Grobabstimmung mittels eines Motor-Kanalwählers erfolgt. Die Lorenz-Werke der Standard Elektrik Lorenz AG zeigten jetzt in Frankfurt Tunerantriebe, die einen Spaltpolmotor oder einen Motor mit Widerstandshilfsphase enthalten. Die zweite Ausführungsform bietet Vor- und Rücklauf; die Schaltzeit bei Übergang von einem eingestellten Kanal auf einen davorliegenden verkürzt sich dadurch auf etwa 5 s. Im abgeschalteten Zustand ist der Motor ausgekuppelt; die Tuner können dann auch von Hand betätigt werden. Der entkuppelte Motor läßt sich mit verringerter Spannung auch als Dauerlüfter zum Abführen der Wärme aus dem Empfängergehäuse verwenden.

Kontinuierlich durchstimmbarer VHF-Tuner

In Frankfurt wurde von der NSF ein serienmäßiger VHF-Tuner gezeigt, der kapazitiv kontinuierlich durchstimmbar ist. Gegenüber den bisherigen, in Stufen durchstimmbaren Tunern bringt die neue Bauart folgende Vorteile: kleinere Abmessungen; kleineres Betätigungs-Drehmoment durch Fortfall der Rasterung und Kontaktierung; Möglichkeit eines Gleichstrom-Motorantriebes.

Röntgenbilder auf Magnetband

Ende Juli 1959 wurde in München auf der mit dem Radialogen-Kongreß verbundenen Technischen Ausstellung von Philips eine Anlage zur Speicherung von Röntgenbildern auf Magnetband vorgestellt. Mit Hilfe einer Fernsehkamera wird dabei das „Röntgensignal“ in ein elektrisches Signal umgewandelt, das wiederum auf einer mit

magnetischem Material beschichteten rotierenden Scheibe (300 mm Ø) gespeichert werden kann. Das gespeicherte Röntgenbild läßt sich beliebig oft auf einem Fernsehempfänger wiedergeben.

Tonband-Wettbewerb

An dem von der Deutschen Philips GmbH veranstalteten Wettbewerb für Tonband-Amateure (s. Heft 14/59, S. 482) nahmen rd. 150 Bewerber teil. „Gebastelte Musik“ nannte der Gesamtsieger (K. H. Weillinghoff, Eislerfeld im Siegerland) seine Einsendung. Mit Musikinstrumenten, selbstgebaute Oszillatoren und Hilfsgeräten hatte er eine Komposition von Klang- und Geräuscheffekten zusammengestellt, die an elektronische Musik erinnert. Gruppensieger wurden: W. Glöckert, Mainz (Gruppe Hörspiele), H. Büttner, Hannover, und R. Bärfacker, Hannover (Gruppe Schnapshüsse und Reparaturen), C. Schütze, Hamburg (Gruppe Trick- und Geräuschkompositionen), K. Duschek, Braunschweig (Gruppe Musikalische Darbietungen).

Langspielband PE ersetzt Standardband

Die hohe Reiß- und Dehnungsfestigkeit der vorgezeichneten Polyesterunterlage macht das Agfa Langspielband „PE 31“ trotz geringerer Dicke dem Standardband überlegen. Die Agfa hat die Folgerung daraus gezogen und die Fertigung des Standardbandes eingestellt. Dem Tonbandamateure steht mit dem PE-Langspielband ein den höchsten Beanspruchungen gewachsenes Universalband zur Verfügung. Polyester ist z. B. hitzebeständig bis weit über 100° C. PE-Bänder verformen und deformieren sich deshalb auch nicht, wenn sie, am heißen Tonbandkopf anlegend, gestoppt werden oder auf dem heißen Tonbandgerät liegen bleiben.

AUS DEM INHALT

1. SEPTEMBERHEFT 1959

FT-Kurznachrichten	618
Der Fernsehempfänger als zweiter Stereokanal?	619
Stereo-Zusatzverstärker mit Transistoren	620
Verbesserung der Empfangseigenschaften eines voll mit Transistoren bestückten Empfängers unter Berücksichtigung der Neutralisationsmöglichkeit in einem AM/FM-Empfänger	623
Vor 30 Jahren: Bildsendungen aus Berlin	624
Automatische Vertikalsynchronisierung	625
Ein Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche	626
Hi-Fi-Stereo-Anlage »DIWEFON 21559« für 2x15 Watt - Stereo-Ergänzung des Phonokoffers	628
Die Kennzeichnung der Richtwirkung von UKW- und Fernseh-Empfangsantennen	629
Persönliches	630
Neue Röhren: EBC 81 - UBC 81	630
Beilagen	
Schaltungstechnik	
Transistor-Schaltungstechnik (28)	631
Die Goubau-Leitung als Verbindung zwischen Sender und Antenne	635
Stabilisiertes Netzanschlußgerät mit Transistoren	636
Für den KW-Amateur	
Eine Betrachtung zur Multiband-Antennenfrage	637
Von Sendern und Frequenzen	642
Aus unserem technischen Skizzenbuch	643
Aus Zeitschriften und Büchern	
Ein einfaches Funksprechgerät für den Selbstbau	644

Unser Titelbild: Endstufe eines mit einem Klystron ausgestatteten Fernsehsenders für das Band IV mit einer Leistung von 10 kW. Der 10-kW-Sender ist in der Vorstufe bereits für Band IV und Band V durchstimmbar ausgelegt. Bei Übergang auf Betrieb im Band V ist die Auswechslung des Klystrons erforderlich.
Aufnahme: Rohde & Schwarz

SQ-Mischpultverstärker



SQ = Super-Qualität; diese beiden Buchstaben wurden von der Deutschen Philips GmbH der Bezeichnung einer völlig neuen Serie von Mischpultverstärkern vorangestellt, die jetzt erstmalig auf der Funkausstellung in Frankfurt zu sehen war. Der Klirrfaktor der SQ-Verstärker liegt bei Vollsteuerung noch unter 1%. Bei einer Abweichung von 2 dB ist der Frequenzgang von 30...15000 Hz praktisch geradlinig. Chassis und Hauben der

Mischpultverstärker bestehen aus Silumin-Guß. Die Geräte sind tropfenfest und können mit 10% Netz-Überspannung und in einer Umgebungstemperatur von +45°C betrieben werden. Die Eingänge und die getrennte Höhen- und Tiefenentzerrung wurden an Stelle der bisher üblichen Drehpotentiometer mit Flachbahnreglern versehen. Besondere Zubehörelemente, die sich ähnlich wie eine Rundfunkröhre einsetzen lassen, gestatten beliebige Erweiterungen. Einsteckbare Mikrofon- und Leitungsübertrager ermöglichen den Anschluß langer Mikrofon- und Modulationsleitungen; einsteckbare Vorverstärker — für Sprache oder Musik entzerrt — schaffen im Bedarfsfalle zusätzliche Mikrofoneingänge. Zur Fernschaltung kann ein Relais eingesetzt werden. Weitere technische Einzelheiten: Vorgelegter in den Mikrofonkanälen verhindern das versehentliche Auslösen einer akustischen Rückkopplung durch Fehlbedienung der Flachbahnregler; einstellbare Sprachfilter gewährleisten in geräuscherfüllten und halligen Räumen eine Verbesserung der Sprachverständlichkeit und Herabsetzung der akustischen Rückkopplung; Übersteuerungen werden bei Schwankungen der Eingangsspannung bis 46 dB durch den eingebauten Begrenzer automatisch auf 14 dB herabgesetzt. Die Geräte werden in Ausführungen für 20, 35 und 70 W gebaut.

Aufnahmen: Verfasser und Werkaufnahmen. Zeichnungen von FT-Labor (Bartsch, Rehberg, Schmal, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 640, 641, 647 und 648 ohne redaktionellen Teil.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141—147. Telefon: Sammel-Nr. 492331. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Raib, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Hasselhorn; Chefredakteur: Werner W. Dieffenbach, Berlin und Kempan/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK Postcheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimonatlich; sie darf nicht in Leserkreis ausgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz: Druckhaus Tempelhof, Berlin. Druck: Eisnerdruck, Berlin SW 68.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-
TECHNIK**
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

Der Fernsehempfänger als zweiter Stereo-Kanal?

In den vergangenen Monaten sind mancherorts Überlegungen darüber angestellt worden, wie sich der für die Stereo-Wiedergabe von Schallplatten notwendige technische Aufwand verringern läßt. In diesem Zusammenhang entstand die Idee, als zweiten Stereo-Kanal den NF-Teil des Fernsehempfängers zu benutzen.

Es ist oft genug an dieser Stelle betont worden, daß an die Identität der beiden Stereo-Kanäle hohe Anforderungen gestellt werden müssen. Eine ideale Anordnung besteht deshalb immer aus zwei Verstärkerkanälen mit gut entzerrten Frequenzgängen und einer symmetrischen Lautsprecheranordnung. Die Erfahrung hat jedoch gezeigt, daß man auch bei Anordnungen mit gemeinsamem Tiefton-Lautsprecher für beide Kanäle und auch bei unsymmetrischer Lautsprecheraufstellung gute Stereo-Wiedergabe erreichen kann, sofern nur die Mittenregelung und die Frequenzgangentzerrung beider Kanäle ausreichende Variationsmöglichkeiten zulassen.

Voraussetzung für jede Stereo-Anlage ist selbstverständlich, daß die Lautstärkeregel für beide Kanäle gekuppelt sind. Jede andere Lösung ist selbst als Behelfslösung, abzulehnen, denn es ist dem technischen Laien nicht zuzumuten, bei jeder Änderung der eingestellten Lautstärke — und das ist schon wegen der unterschiedlichen Aussteuerung der einzelnen Schallplatten notwendig — den richtigen Miteindruck durch wechselseitige Beteiligung der Lautstärkeregel mühsam neu einzustellen.

Untersucht man unter diesen Aspekten die technischen Möglichkeiten zur Verwendung des NF-Teils eines Fernsehempfängers als zweiten Stereo-Kanal, so ist dazu grundsätzlich folgendes festzustellen:

1. Da für die Stereo-Information im wesentlichen nur die Frequenzen oberhalb etwa 300 Hz wichtig sind, dürften selbst die in kleinen Fernsehempfängern eingebauten Lautsprechersysteme hinsichtlich ihres Frequenzbereichs genügen, sofern man über den Fernsehempfänger nur die Richtungsinformation überträgt. Das setzt natürlich vor den Eingängen beider NF-Verstärker ein entsprechendes Netzwerk voraus, das die tiefen Frequenzen der beiden Kanäle hinter dem Stereo-Tonabnehmer zusammenschaltet, ohne dabei die Übersprechdämpfung für die mittleren und hohen Frequenzen merkbar zu verschlechtern. Auch die Belastbarkeit des im Fernsehempfänger eingebauten Lautsprechersystems und die Ausgangsleistung der Ton-Endstufe reichen für die Wiedergabe der mittleren und hohen Frequenzen für den Heimgebrauch durchweg aus.

2. Die sich aus der Aufstellung des Rundfunkempfängers oder der Musiktube einerseits und des Fernsehempfängers andererseits ergebende unsymmetrische Anordnung im Raum ist, wie bereits erwähnt, keine grundsätzliche Schwierigkeit. Bei der Einstellung der beiden Stereo-Kanäle auf gleichen Frequenzgang können jedoch unter Umständen bereits die ersten technischen Schwierigkeiten auftreten, weil die einfacheren Fernsehempfänger lediglich eine Tonblende enthalten, die nur eine Beschneidung der hohen Frequenzen zuläßt. Bei nicht allzu hohen Anforderungen läßt sich hierfür aber meistens ein vertretbarer Mittelweg finden.

3. Der unbedingt notwendige gekuppelte Lautstärkeregel läßt sich, sofern nicht bereits im stereovorbereiteten Rundfunkempfänger vorhanden, meistens nach nachträglich anbringen. Der Hörer wird es aber trotzdem noch als unangenehm empfinden, daß er vor jeder Stereo-Vorführung zunächst beide NF-Verstärker auf gleiche Verstärkung einpegeln muß, denn die für normale Wiedergabe im Rundfunk- oder im Fernsehempfänger eingestellte Lautstärke dürfte praktisch niemals die Stellung für richtigen akustischen Miteindruck bei Stereo-Wiedergabe sein.

Während die bisher genannten Schwierigkeiten nicht grundsätzlicher Art sind, treten bei der Zusammenschaltung eines Rundfunk- und eines Fernsehempfängers aber andere Schwierigkeiten auf, die sehr viel schwerwiegenderer Natur sind.

Rundfunkempfänger werden heute praktisch nur noch in Wechselstromausführung geliefert. Fernsehempfänger dagegen sind üblicherweise in

Allstrom-Technik geschaltet, auch dann, wenn sie nicht für den Betrieb am Gleichstromnetz bestimmt sind. Der Anschluß für den Tonabnehmer ist daher beim Fernsehempfänger nicht gegen das Netz isoliert, und dadurch ergeben sich große Schwierigkeiten, wenn — was heute selbstverständlich ist — die VDE-Bestimmungen eingehalten werden sollen. Man muß also entweder den Tonabnehmeranschluß im Fernsehgerät einwandfrei gegen das Netz isolieren oder das Phonogerät einschließlich Tonabnehmer berührungssicher nach den VDE-Vorschriften ausführen.

Will man den Phonoanschluß im Fernsehempfänger dadurch berührungssicher machen, daß man die Anschlüsse kapazitiv von der Schaltung trennt, so ist zu beachten, daß hierfür höchstens eine Kapazität von 5 nF zugelassen ist. Diese Kapazität genügt aber erfahrungsgemäß nicht, um in jedem Fall einwandfreie Erdungsverhältnisse für das Phonogerät sicherzustellen. Unangenehme Brummstörungen können die Folge sein. Eine technisch brauchbare Lösung wäre ein spannungsisolierter Trenntransformator oder eine Trennstufe mit entsprechenden Entzerrungs- und Verstärkungsmöglichkeiten. Für eine Truhe der Spitzenklasse mit Rundfunk- und Fernsehteil ist ein solcher Aufwand vielleicht noch zu vertreten. Ob er aber für eine „improvisierte“ Stereo-Anlage mit getrennten Geräten überhaupt wirtschaftlich diskutabel ist, scheint mehr als fraglich.

Noch sehr viel größer sind die Schwierigkeiten beim Abspielgerät. Das Laufwerk entspricht zwar durchweg den vom VDE aufgestellten Bestimmungen, jedoch muß beim Anschluß eines solchen Gerätes an einen Empfänger in Allstrom-Technik auch das Tonabnehmersystem berührungssicher ausgeführt sein. Und das ist der springende Punkt.

Das Zuführungskabel zum Tonabnehmer muß innerhalb des Tonarms einmal sehr dünn und leicht beweglich sein, um bei der Bewegung des Tonarms während des Abspielens der Schallplatte keine zusätzliche Direktionskraft auftreten zu lassen, zum anderen muß es aber meistens auch abgeschirmt sein. Leichte Beweglichkeit und gleichzeitig gute Isolation gegen die Abschirmung sind aber zwei Forderungen, die sich widersprechen.

Noch sehr viel größer sind die Schwierigkeiten beim Tonabnehmersystem selbst, vor allem beim auswechselbaren, das nicht nur als System, sondern auch hinsichtlich seiner Anschlüsse im Tonkopf berührungssicher sein muß. Die technischen Schwierigkeiten sind deshalb so groß, weil nicht nur die Kriechwege von 4 mm eingehalten werden müssen, sondern das System selbst nach einer Feuchtigkeitsprüfung noch bei Prüfung mit 2500 V spannungsfest sein muß. Bei einem auftretenden Fehler könnte es sonst vorkommen, daß das schutzisolierte Gerät plötzlich auf Netzpotential liegt, ohne daß eine Sicherung anspricht oder der Fehler dem Benutzer sichtbar angezeigt wird.

Man sieht, der Schwierigkeiten sind gar viele. Zwar scheint es technisch möglich, Abspielgeräte so zu konstruieren, daß die VDE-Bestimmungen erfüllt sind, und in monauraler Ausführung wurden solche Geräte auch bereits mit den für die nordischen Staaten vorgeschriebenen scharfen Sicherheitsbestimmungen geliefert. Ob sich jedoch der erhebliche Mehraufwand lohnt, um die nur einen Behelf darstellende Kombination eines Rundfunkempfängers mit einem Fernsehempfänger realisieren zu können, das scheint doch höchst unwahrscheinlich. Hinzu kommt, daß die jüngste Entwicklung ganz klar gezeigt hat, daß Rundfunkempfänger mit echtem Stereo-NF-Teil gar nicht so wesentlich teurer sind als die gleichen Geräte in Einkanal-Technik.

Wir begrüßen jeden Vorschlag, der geeignet ist, der Stereo-Technik neue Wege und Anwendungsmöglichkeiten zu erschließen. Bei der hier diskutierten Kombination möchten wir jedoch vor fragwürdigen Experimenten oder vor volkswirtschaftlich nicht zu vertretendem Mehraufwand warnen und erklären: Stereophonie ja — aber nicht so. —H

Stereo-Zusatzverstärker mit Transistoren

DK 621.375.3.029 45: 681 84.0877

Bei der Erstellung einer Anlage zur Wiedergabe von Stereo-Schallplatten oder -Tonbändern ist vielfach bereits ein normales Rundfunkgerät oder ein Einkanal-Verstärker vorhanden. Als Ergänzung muß dann im einfachsten Fall für den zweiten Kanal ein zusätzlicher Verstärker beschafft werden. Dabei soll der Frequenzgang der beiden verwendeten Geräte möglichst gut übereinstimmen, da sonst die Lokalisierung einer Schallquelle von der Tonhöhe abhängt, so daß sie sich bei Veränderung ihrer Frequenz (z. B. bei einer Kadenz) im Raum zu bewegen scheint. Außerdem ergibt sich für Schallquellen mit starkem Oberwellengehalt (Musikinstrumente) statt einer definierten Ortung dann ein breiter Öffnungswinkel, aus dem der Schall zu kommen scheint, insgesamt also ein räumlich verwaschenes Klangbild, wobei viel von der Durchsichtigkeit der Stereo-Wiedergabe verlorengeht. Besonders Rundfunkgeräte haben durch Gegenkopplung und Klangregelrichtungen einen speziell zugeschnittenen und noch dazu veränderbaren Frequenzgang, der sich nur schwer bei einem Zusatzverstärker nachbilden läßt.

Seit einiger Zeit beginnt sich deshalb für solche Stereo-Anlagen ein anderes Prinzip durchzusetzen (Bild 1), bei dem das vorhandene Gerät nur zur Wiedergabe der

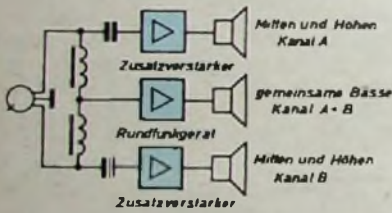


Bild 1. Prinzip der Kanal- und Frequenzaufteilung

tiefen Frequenzen beider Kanäle dient. Das Zusatzgerät enthält dann zwei Verstärker zur getrennten Wiedergabe der mittleren und hohen Frequenzen jedes Stereo-Kanals. Die Übergangsfrequenz soll bei etwa 300 Hz liegen. Dadurch werden die leistungsstarken Bässe nur von dem vorhandenen Grundgerät wiedergegeben, so daß die Ausgangsleistung der beiden Zusatzverstärker klein sein kann. Ebenso kann man für die zugehörigen Lautsprecher kleine Systeme wählen und mit kleinen Schallwänden oder Gehäusen auskommen, weil nur Frequenzen über 300 Hz übertragen werden sollen.

Um den Aufbau des Zusatzgerätes so kleinzuhalten, daß es sich leicht an der Rückwand eines Tischempfängers oder im Plattenspielerfach einer Truhe anbringen läßt, wurden die beiden Zusatzverstärker mit Transistoren aufgebaut. Dadurch entfällt außerdem die für Röhren erforderliche Heizleistung, so daß auch erwärmungsmäßig bei der Unterbringung dieses Gerätes keine Schwierigkeiten zu erwarten sind.

Das Zusatzgerät erhält einen eigenen Zweikanal-Lautstärkereglер, der den aus der Literatur [1] bekannten Gleichlaufbedingungen für Stereo-Regler genügen muß. Der Lautstärkereglер des Grundgerätes kann dann als Tiefenregler benutzt werden, und ein zweiter Regler im Zusatzgerät, die sogenannte Stereo-Waage,

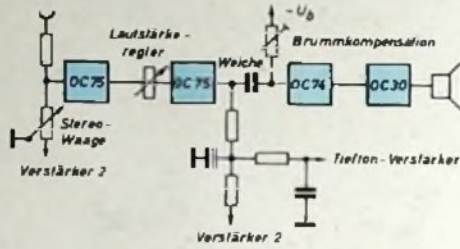


Bild 2. Blockschaltbild eines Kanals

gestattet den Ausgleich unterschiedlicher Kanalverstärkungen. Jeder Verstärker des Zusatzgerätes besteht aus vier Stufen (Bild 2). Davon sind die letzten beiden Stufen in die Kompensationsschaltung zur Brummunterdrückung einbezogen, so daß die Regler und die Weichenschaltung zur Abzweigung der tiefen Frequenzen in dem davorliegenden Teil untergebracht werden müssen. Zur Sicherstellung des zur Aussteuerung des Grundgerätes notwendigen Spannungspegels liegt die Weichenschaltung am Ausgang der zweiten Stufe. Der Lautstärkereglер liegt hinter der ersten Stufe, um das Eigengeräusch dieser Stufe proportional mit dem Nutzsignal schwächen zu können. Da sich Lautstärkereglер und Stereo-Waage nicht beeinflussen dürfen, liegt der Regler für die Stereo-Waage direkt in der Eingangsschaltung. Eine Anbringung in einer der Gegenkopplungsschleifen verbietet sich, weil die Gegenkopplung zur Frequenzgangverzerrung mitbenutzt wird. Beide Verstärker werden aus einem gemeinsamen Netzgerät mit 24 V Gleichspannung versorgt.

Beim Bau eines Transistorverstärkers ist besonders zu berücksichtigen, daß der Arbeitspunkt von der Sperrschichttemperatur abhängt. Um den notwendigen Aussteuerbereich des Verstärkers auch bei der höchsten zulässigen Sperrschichttemperatur sowie im Streubereich der übrigen Transistor- und Einzelteildaten sicherzu-

stellen, sind daher besondere Stabilisierungsmaßnahmen notwendig. Dazu seien zuerst die zu betrachtenden Extremfälle definiert.

Der ungünstigste Fall für die Gesamtverstärkung des Gerätes ergibt sich, wenn die Stromverstärkung aller verwendeten Transistoren an der unteren Grenze liegt. Der ungünstigste Fall für den Aussteuerbereich liegt vor, wenn der sogenannte Reststrom I_{BC0} an der oberen Grenze liegt, der betrachtete Transistor die größte vorkommende Stromverstärkung aufweist und die Umgebungstemperatur ebenfalls ihren zulässigen Höchstwert erreicht hat. Dabei muß man außerdem mit der kleinsten Verstärkung der folgenden Stufen, das heißt mit ihrem größten Bedarf an Eingangsleistung rechnen. In der Praxis ist das Zusammenreffen all dieser Grenzwerte so selten, daß ihre gleichzeitige Berücksichtigung zu einer erheblichen Überdimensionierung führen würde. Das beschriebene Zusatzgerät ist daher so ausgelegt, daß die Sollverstärkung von Transistoren mit Nennstromverstärkung erreicht wird. Dabei ist vorausgesetzt, daß sich die durch die Gegenkopplung innerhalb der einzelnen Stufen herabgesetzten Streuungen insgesamt etwa aufheben. Als Mindestaussteuerbereich einer Stufe wurde gefordert, daß die volle Ausgangsleistung erreicht werden kann, wenn die nächste Stufe die kleinstmögliche und alle folgenden Stufen Nennverstärkung aufweisen. Dabei soll dieser Mindestaussteuerbereich noch bei der höchsten zulässigen Umgebungstemperatur und dem Maximalwert des Kollektorreststromes I_{BC0} oder der maximalen Stromverstärkung sichergestellt sein.

Das Schaltbild des Verstärkers zeigt Bild 3. Die Endstufe mit dem Transistor OC 30 wird nach dem Prinzip der halben Speisespannung betrieben [2]. Bei NennEinstellung ist hierbei die zwischen Kollektor und Emitter des Transistors liegende Spannung halb so groß wie die

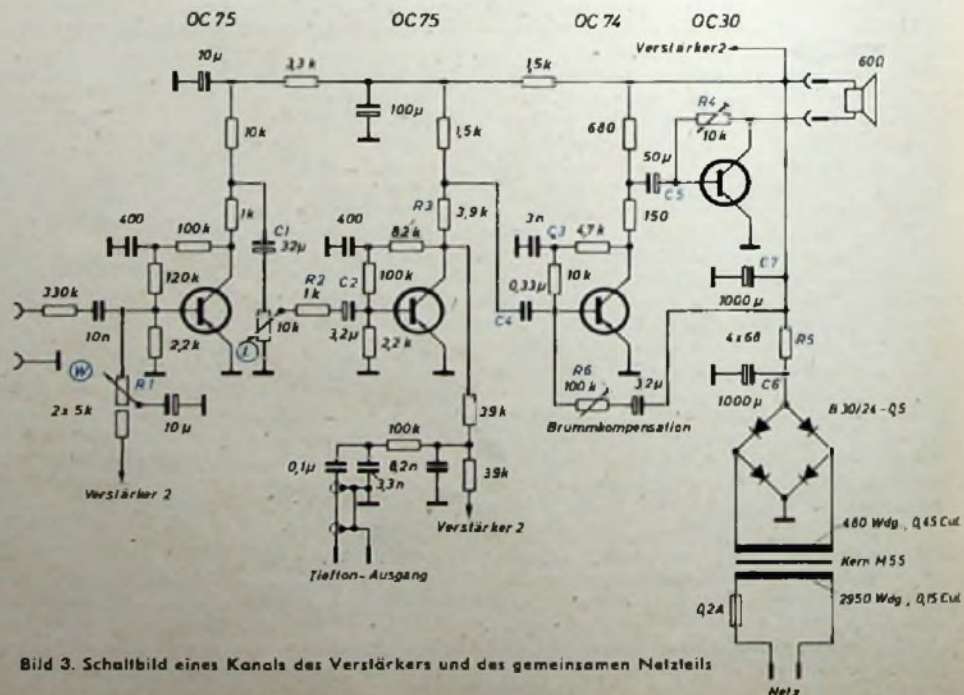


Bild 3. Schaltbild eines Kanals des Verstärkers und des gemeinsamen Netzteils

gesamte Betriebsspannung. Die verbleibende Spannungsdifferenz liegt als Spannungsabfall am Arbeitswiderstand. Dadurch erreicht man, daß bei Verschiebung des Arbeitspunktes die Kollektorverlustleistung stets sinkt, so daß eine Selbstaufheizung des Transistors bis zur Zerstörung ausgeschlossen ist. Der Arbeitswiderstand wird hier durch den Lautsprecher gebildet, der entsprechend hochohmig (60 ... 70 Ohm) gewählt werden muß. Er wird vom Kollektorgleichstrom durchflossen, wodurch sich die Ruhelage der Schwingspule etwas aus der Spaltmitte verschiebt. Dieser Nachteil wird ausgeglichen durch den Fortfall der Frequenzen unter 300 Hz, wodurch der größtmögliche Membranhub verringert wird, so daß der verbleibende Luftspaltweg für eine Leistung von 1 W ausreicht.

Der einzustellende Kollektorruhestrom richtet sich nach der zulässigen Kollektorverlustleistung, die sich bei einer höchsten Umgebungstemperatur von 45°C zu 2,15 W ergibt. Er ist dementsprechend bei 12 V Kollektorspannung 180 mA. Um den Aussteuerbereich unabhängig von den Streuungen der einzelnen Transistoren stets voll ausnutzen zu können, wird der Kollektorruhestrom durch den Regler R4 zwischen Kollektor und Basis individuell eingestellt. Ein Widerstandswert von maximal 10 kOhm reicht dabei auch für die Grenzfälle aus. Die Ausgangsleistung bei Zimmertemperatur und Nenntransistor ist 1,06 W. Die Gleichstromgegenkopplung über den erwähnten Basis-Kollektorwiderstand stabilisiert den Arbeitspunkt bei Erwärmung so weit, daß bei Nenntransistoren auch bei der höchsten zulässigen Umgebungstemperatur nur ein unbedeutender Rückgang der maximalen Ausgangsleistung eintritt. Selbst bei Grenzexemplaren mit großem Kollektorreststrom oder maximaler Stromverstärkung sinkt die verfügbare Ausgangsleistung bei Erwärmung nur auf etwa 0,85 W. Die Wechselspannungsgegenkopplung über den Basis-Kollektorwiderstand verringert die Betriebsstromverstärkung und die Verzerrungen der Endstufe etwa um den Faktor 2. Außerdem wird durch die Spannungsgegenkopplung der Ausgangswiderstand der Endstufe herabgesetzt. Dieser sonst sehr erwünschte Effekt zur Dämpfung der Lautsprecherresonanz wird hier kaum ausgenutzt, da die Eigenresonanz des Lautsprechers unter 300 Hz, also außerhalb des Übertragungsbereiches, liegt. Dagegen entsteht bei dieser Schaltung ohne Ausgangsübertrager durch die Verringerung des Ausgangswiderstandes ein erhöhter Brummstrom aus dem Netzteil infolge der Serienschaltung von Lautsprecher und Ausgangswiderstand des Transistors. Zur Unterdrückung dieses störenden Brummstromes ist entweder ein vergrößerter Aufwand an Siebmitteln im Netzteil oder – wie hier angewendet – eine Brummkompensationsschaltung erforderlich.

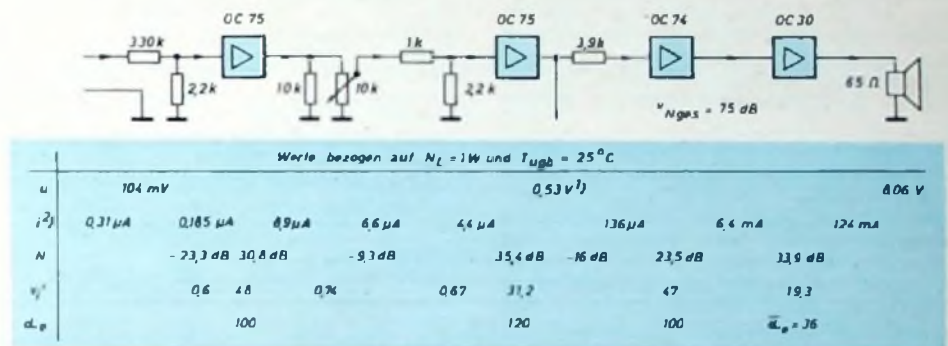
Von einer Gegenkopplung erwartet man üblicherweise eine Stabilisierung der Stromverstärkung gegenüber Exemplarstreuungen. Da jedoch in diesem Falle der Gegenkopplungswiderstand zur Stabilisierung des Arbeitspunktes individuell eingestellt wird und sich dabei jeweils im ungünstigen Sinne ändert, gehen die Streuungen der Leerlaufstromverstärkung etwa proportional in die Betriebsstromverstärkung ein.

Die Steuerung des Endtransistors erfolgt über den Elektrolytkondensator C5 als Koppelkapazität, dessen Wert von der tiefsten zu übertragenden Frequenz und der Summe aus dem Quellwiderstand des

vorhergehenden Transistors und dem Eingangswiderstand der Endstufe bestimmt wird. Als tiefste Frequenz ist hier mit Rücksicht auf die Brummkompensation die Netzfrequenz anzusehen, deren Grundwelle (50 Hz) mit möglichst geringer Phasendrehung übertragen werden muß. Um dabei mit einem Kondensator handlicher Abmessungen auszukommen, wird die oben genannte Widerstandssumme durch einen zusätzlichen Längswiderstand vergrößert. Liegt dieser direkt mit dem Koppelkondensator in Reihe, dann tritt zwischen Kollektorwiderstand der Vorstufe und Eingangsschaltung der Endstufe eine verstärkungsmindernde Stromverzweigung ein, wenn beide Widerstände in die gleiche Größenordnung kommen. Deshalb wird ein Teil des Kollektorwiderstandes der Treiberstufe (150 Ohm) als Längswiderstand ausgenutzt. Da wegen der hohen Betriebsgleichspannung von 24 V der verbleibende Restwiderstand (680 Ohm) immer noch groß gegen den Eingangswiderstand der Endstufe ist, tritt keine nennenswerte Stromverzweigung auf. Der Spannungsabfall des Kollektorwechselstromes an dem

Frequenzen notwendigen Kollektorwechselspannung. Er hat weiter den Zweck, die Grenzfrequenz des Hochpasses möglichst unabhängig von den Streuungen des Quell- und Eingangswiderstandes zu machen. Das ist notwendig, weil der Quellwiderstand r_s von der Gegenkopplung der zweiten Stufe abhängt, die ihrerseits wiederum von der Stellung des Lautstärkereglers beeinflusst wird.

Diese Stufe mit einem OC 75 muß den gesamten Frequenzbereich übertragen und die Weichenschaltung zur Trennung der Hochton- und Baßkanäle speisen, die aus RC-Gliedern besteht und die Baßfrequenzen der beiden Stereo-Kanäle zu einem gemeinsamen Ausgang führt, der mit dem Tonabnehmereingang des Grundgerätes verbunden wird. Daher soll die Spannung an diesem Ausgang der normalen Ausgangsspannung eines Plattenspieler's von etwa $0,5 V_{eff}$ entsprechen. Infolge der Zusammenschaltung der beiden Baßkanäle in der Weiche entsteht eine Spannungsteilung, so daß die Kollektorspannung $1 V_{eff}$ betragen muß. Das erfordert eine Mindest-



¹⁾ am gemeinsamen Ausgang $1/2 \cdot 0,53 = 0,265 V$
²⁾ an den Punkten mH = --

Bild 4. Pegeldiagramm unter Nennbedingungen

150-Ohm-Widerstand vergrößert die Kollektorwechselspannung und damit auch die Spannungsgegenkopplung über die Kollektor-Basiswiderstände so weit, daß durch den Kondensator C3 (3 nF) im Gegenkopplungsweg eine wirksame Höhenanhebung möglich ist.

Die Treiberstufe mit einem OC 74 soll die Endstufe auch bei den eingangs geschilderten ungünstigen Betriebsbedingungen voll aussteuern können. Da dabei der Kollektorstrom steigt, die Kollektorgleichspannung also sinkt, besteht die Gefahr, daß die unteren Kollektorspannungsspitzen die Kniespannung (Knick der I_C-U_C -Kennlinie) unterschreiten. Deshalb wurde der Kollektorruhestrom so gewählt, daß mit Hilfe der Stabilisierung durch den Basis-Kollektorwiderstand auch bei der höchsten zulässigen Umgebungstemperatur und einem OC 74 mit maximalem Kollektorreststrom der notwendige Aussteuerbereich sichergestellt ist. Er beträgt bei normaler Raumtemperatur 24 mA; die Betriebsstromverstärkung sinkt infolge der Spannungsgegenkopplung etwa auf den halben Wert ($v_1' = 47$).

Die Treiberstufe wird über den als Hochpaß dienenden Kondensator C4 von 0,33 μF angesteuert. Die Grenzfrequenz dieses Passes ist wieder abhängig von der Serienschaltung aus dem Quellwiderstand r_s und dem Eingangswiderstand r_e . Die Widerstandssumme wird auch hier – ähnlich wie bei der Endstufe – durch einen Teil des Kollektorwiderstandes vergrößert. Die Größe dieses Widerstandes richtet sich nach der für die Auskopplung der tiefen

Kollektorgleichspannung von 1,7 V, die auch unter ungünstigen Bedingungen nicht unterschritten werden darf.

Da mit der hier angewandten einfachen Arbeitspunktstabilisierung dieser Spannungswert nicht garantiert werden kann, wurde die zur Vollaussteuerung der Endstufen gehörende Ausgangsspannung der tiefen Frequenzen mit Rücksicht auf die im allgemeinen vorhandene Verstärkungsreserve bei Rundfunkgeräten auf $0,25 V_{eff}$ festgelegt. Aus diesem Wert und dem Steuerstrombedarf des OC 74 ergibt sich der Kollektorwiderstand von 3,9 kOhm. Die Betriebsstromverstärkung der Trennstufe sinkt durch die Spannungsgegenkopplung auf 31. Im Gegenkopplungsweg dient wieder ein RC-Glied zur Höhenanhebung.

Die Trennstufe wird über C2 (3,2 μF) angesteuert, der mit dem Widerstand R2 (1 kOhm) in Serie liegt, um auch bei sehr stark zurückgedrehtem Lautstärkereglereine Mindest-Quellimpedanz zu sichern und damit die notwendige Koppelkapazität zu begrenzen. Vor dem Lautstärkereglere L liegt ein weiterer Kondensator (C1) zur Gleichstromtrennung, weil sich sonst beim Regeln infolge der Kondensatorumladungen erhebliche Kratzgeräusche ergeben würden.

Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Stufen, bei denen der Aussteuerbereich durch die zur Vollaussteuerung im ungünstigsten Betriebsfall notwendige Steuerleistung der nächsten Stufe bestimmt ist, muß bei der ersten, vor dem Lautstärkereglere liegenden Stufe als maximale

Aussteuerung die größte vorkommende Eingangsspannung bei Nullstellung des Lautstärkereglers, das heißt beim größten Arbeitswiderstand des Transistors, zugrunde gelegt werden. Der Arbeitspunkt soll außerdem so eingestellt sein, daß das Eigengeräusch des Transistors möglichst klein bleibt. Da eine Leistungsanpassung an den Quellwiderstand üblicher Kristall-Tonabnehmer ohne Übertrager nicht möglich ist, kann zu Verringerung des Transistor-Eigengeräusches nur die Verringerung des Kollektorstromes beitragen. Eine Grenze ist durch die gleichzeitig sinkende Stromverstärkung gesetzt. Der Kollektorruhestrom ist deshalb nur 0,7 mA. Dabei wurde die Stabilisierung so gewählt, daß auch unter ungünstigen Bedingungen noch eine Eingangsspannung von 1 V verarbeitet werden kann. Die Betriebsstromverstärkung ist einschließlich Gegenkopplung bei voll aufgedrehtem Lautstärkereglern $v_{i'} = 48$. An der Basis der Eingangsstufe liegt die Stereo-Waage R 1, die zur Korrektur des Verstärkungsverhältnisses beider Kanäle dient. Die Widerstandsbahn des Reglers wurde in der Mitte aufgetrennt, weil sich sonst Übersprechen ergab, was vermutlich auf die nur punktweise Erdung der Widerstandsbahn durch den Schleifer zurückzuführen ist. Der Regelsprung zwischen Mittelstellung und Beginn der Widerstandsbahn ist kleiner als 1 dB.

Zur besseren Übersicht sind einige charakteristische Werte der Stufen in dem Pegeldiagramm Bild 4 zusammengefaßt. Daraus geht hervor, daß bei normaler Umgebungstemperatur und Nenntransistoren für 1 W Ausgangsleistung eine Eingangsspannung von 104 mV an etwa 330 kOhm Eingangsimpedanz erforderlich ist. Die Angaben beziehen sich im Gegensatz zu der am Schluß folgenden Tabelle der Betriebswerte auf Nenntransistoren.

Beide Verstärker werden aus einem gemeinsamen Netzteil mit 24 V Betriebsspannung versorgt. Die Gleichrichtung erfolgt mit einem Brückengleichrichter, weil bei einer Einwegschaltung die Gleichstromvorbelastung des Netztransformators einen größeren Eisenkern erfordert und man außerdem mit einer höheren Erwärmung rechnen muß. Der Ladekondensator C 6 und das erste Siebglied R 5, C 7 sind beiden Verstärkern gemeinsam, die folgenden Glieder für die Vorstufensiebung wurden getrennt, um die Siebkondensatoren den einzelnen Stufen zuordnen zu können. Auf eine Eisendrossel wurde aus Raumgründen verzichtet; die beschriebenen Siebmittel reichen in Verbindung mit der Brummkompensationsschaltung völlig aus.

Besondere Aufmerksamkeit ist der Verlegung der Masseleitung zu widmen, wenn Übersprechen und unerwünschte Rückkopplung vermieden werden sollen. Bei normaler Verlegung je einer Masseleitung über die Fußpunkte der beiden Verstärker entsteht nämlich durch die eingangsseitige Masseverbindung im Stereo-Tonabnehmer und die ausgangsseitige

Tab. I. Betriebswerte des Stereo-Zusatzverstärkers

	Verstärker 1	Verstärker 2
Maximalleistung		
Nennleistung N_{nom}	1,07	1,1 W
Klirrfaktor bei N_{nom}	2,8	3,4 %
k_z	0,9	1,3 %
k_a	2,9	3,6 %
k_{ges}		
Eingangsspannung (für 1 W Ausgangsleistung) u_i	113	130 mV
Leistungsverstärkung v_N	74	73 dB
untere Grenzfrequenz f_u	310	314 Hz
obere Grenzfrequenz f_o	10,5	11,2 kHz
Nebensprechdämpfung bei 1 kHz	42	38 dB
Nebensprechdämpfung bei 6 kHz	39	47 dB
Fremdspannung (Lautstärkereglern zu) 1)	7 mV/48 dB	7 mV/48 dB
Fremdspannung (Eingang kurzgeschlossen) 2)	17 mV/40 dB	35 mV/34 dB
(Abstand in dB bezogen auf 50 mW)		
Tiefton-Ausgang (unbelastet)		
Ausgangsspannung 3)	236 mV (bei 130 Hz)	315 mV (bei 120 Hz)
untere Grenzfrequenz f_u	40	40 Hz
obere Grenzfrequenz f_o	340	320 Hz
Fremdspannung	2 mV/28 dB	2 mV/31 dB
(Abstand in dB bezogen auf die Ausgangsspannung für 50 mW und 1 kHz des zugehörigen Hochtonkanals)		

1) hauptsächlich Brummantelle (ohne Geräuschbewertungsfilter gemessen)

2) vorwiegend Rauschen

3) für 1 W Ausgangsleistung des zugehörigen Hochtonkanals bei 1 kHz

Verbindung im Netzteil eine Erdschleife. Deshalb wurde gemäß Bild 5 die Masseleitung aufgeteilt und die Rückführung der Endstufen-Kollektorströme direkt an den ersten Siebkondensator C 7 (Punkt F) gelegt. Die beiden Masseleitungen der übrigen drei Stufen sind normal geführt und an den Eingangsklemmen miteinander und mit dem Chassis verbunden. Durch das den beiden Endstufen-Steuerströmen gemeinsame Leitungsstück M-F wurde keine nachteilige Wirkung hervorgerufen.

Bild 5. Führung der Masseleitungen zur Vermeidung von Übersprechen und Rückwirkungen

Bild 7. Innenansicht des Gerätes; die Verstärker sind zu beiden Seiten des Chassisbleches angeordnet



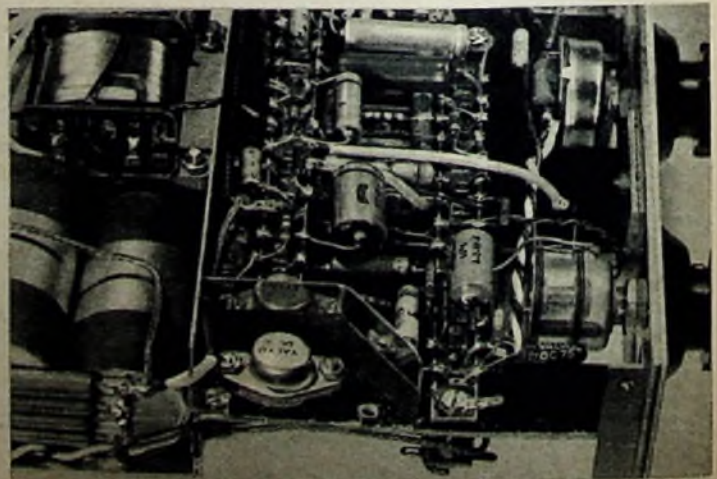
Bild 6. Ansicht des Mustergerätes; um die Eingangsbuchsen und das Fuß-Ausgangskabel zu zeigen, wurde die untere Schmalseite nach oben gedreht

Als Brummkompensation wird ein von der Brummspannung hinter dem ersten Siebglied abgeleiteter Brummstrom am Eingang der Treiberstufe gegeben. Am Regler R 6 ist unter Nennbedingungen ein Wert von 26 kOhm eingestellt; 100 kOhm Gesamtwiderstand reicht für alle Strommöglichkeiten aus. Der als Hochpaß arbeitende Koppelkondensator C 4 der Treiberstufe verhindert in Verbindung mit dem Widerstand R 3 (3,9 kOhm) eine Rückwirkung des Kompensationsstromes auf den Tiefton-Ausgang.

Der räumliche Aufbau der beiden Verstärker ist nicht kritisch, es ist nur die notwendige Kühlblechgröße für die beiden Endtransistoren zu beachten. Im Interesse des leichten nachträglichen Einbaues wurde das Mustergerät möglichst flach gebaut (Bild 6); die Hauptabmessungen sind 170 x 163 x 52 mm. Die Verstärker sind auf beiden Seiten eines Kühl- und Abschirmbleches untergebracht, wie Bild 7 zeigt. Bei gleicher Einzelteilanordnung liegen die Endtransistoren hierdurch zwangsläufig an zwei gegenüberliegenden Seiten dieses Bleches, so daß sich eine gleichmäßige Erwärmung ergibt. Der im Vordergrund sichtbare OC 30 gehört zu dem unteren Verstärker, in dessen Raum seine Anschlüsse hineinragen. Die Abschirmwand ist nötig, weil sein Gehäuse die Ausgangsspannung führt und in der Nähe der Eingangsstufe des oberen Verstärkers liegt. Das linke durchgehende Fach enthält die Stromversorgung; ein eingeschobenes Eisenblech von 1 mm Dicke verhindert magnetische Brummeinstreuung auf die relativ niederohmigen Steuerkreise.

Schrifttum

- [1] Lautstärkeregelung im Zweikanal-Verstärker für Stereophonie. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 15, S. 511
- [2] Ebbinge, W.: Temperaturstabile Transistorschaltung nach dem Prinzip der halben Speisespannung. Valvo-Ber Bd. IV (1958) Nr. 3, S. 81-91



Verbesserung der Empfangseigenschaften eines voll mit Transistoren bestückten Empfängers

unter Berücksichtigung der Neutralisationsmöglichkeit in einem AM/FM-Empfänger

1. Einleitung

Im folgenden wird gezeigt, wie sich ohne Mehraufwand an Schaltmitteln, Filtern oder Transistoren eine erhebliche Verbesserung der 300-kHz-Selektion (bis 1:70) eines volltransistorisierten FM-Empfängers erreichen läßt. Nach einem Vorschlag von Telefunken¹⁾ sollten die Transistoren OC 614 im FM-ZF-Verstärker in Basisschaltung betrieben werden, weil dabei die Streuung des Eingangswiderstandes wesentlich geringer und der Schwingsicherheitsfaktor Y bei gleicher Stufen-Spannungsverstärkung fünfmal größer als in Emitterschaltung ist.

Neuere Untersuchungen haben jedoch ergeben, daß die Emitterschaltung bei gleicher Spannungsverstärkung je ZF-Stufe und gleicher Kollektorkreisimpedanz wie in Basisschaltung eine beträchtliche Selektionssteigerung zuläßt, wenn man den Eingangswiderstand fehlanpaßt, d. h., wenn man den nachfolgenden Transistor sehr lose ankoppelt. Durch diese Fehlanpassung kann der Einfluß der Streuung des Eingangswiderstandes von +100...-50% so weit reduziert werden, daß sie, bezogen auf die Schaltung, nur etwa $\pm 5\%$ beträgt. Die Rückwirkung des Transistors ist hierbei noch gut zu beherrschen, da die Schaltung auch bei Verstimmung der Bandfilter und bei Fehlneutralisation von 25% noch eine zweifache Schwingsicherheit hat.

2. Pegeldiagramm und Stufenverstärkung

Die Ergebnisse der neuen Schaltung sind in Tab. I (S. 624) und im Pegeldiagramm

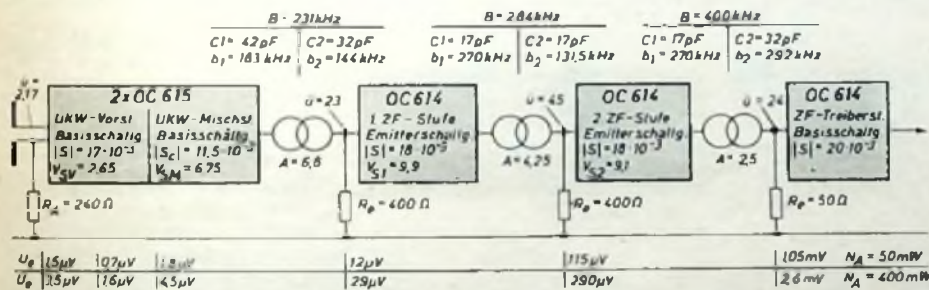


Bild 1. Pegeldiagramm für den HF-, Misch- und ZF-Teil des UKW-Empfängers mit Transistoren

(Bild 1) zusammengefaßt, das die Anordnung der Filter und den Spannungspegel der einzelnen Stufen zeigt. Der Faktor A gibt die Abschwächung je Stufe für eine Verstimmung von 300 kHz gegen Bandmitte an.

Mit den im Bild 1 angegebenen Werten und einer Leerlaufbandbreite der Kreise von $b_0 = 120$ kHz ergeben sich die Verstärkungen der einzelnen Stufen bei kritischer Kopplung der Kreise zu

$$V_S = |S| \cdot 0,5 \sqrt{\frac{R_0}{2\pi \cdot C_1 \cdot b_1} \left(1 - \frac{b_{02}}{b_2}\right)} \quad (1)$$

mit

$$b_2 = b_0 + b' = b_0 + \frac{1}{u^2 \cdot 2\pi \cdot C_2 \cdot R_0} \quad (2)$$

Die Bandbreite der Filter bei kritischer Kopplung ist

$$B = \frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

Die ZF-Treiberstufe arbeitet in Basisschaltung, weil die Selektion in den vorhergehenden Stufen ausreicht und daher kein Grund besteht, die sich durch bessere Stabilität auszeichnende Basisschaltung zu verlassen.

3. ZF-Gesamtdurchlaßkurve

Die berechnete ZF-Gesamtdurchlaßkurve bis zum Eingang der Treiberstufe und die Durchlaßkurven der einzelnen Filter sind im Bild 2 dargestellt. Die Bandbreite über alles ist $B_{\text{ges}} = 196$ kHz und die Abschwächung bei 300 kHz Verstimmung von der Mittenfrequenz $A = 72$.

4. Einfluß der Eingangswiderstandsstreuung auf die einzelnen Stufen

Streut bei konstantem Übersetzungsverhältnis u der Eingangswiderstand R_0 um den Faktor F , dann wirkt sich das auf das Verhältnis Bandbreite b_2' des Sekundärkreises zu Bandbreite b_2 bei nominellem Eingangswiderstand entsprechend folgender Gleichung aus:

$$\frac{b_2'}{b_2} = \frac{b_0 + F \cdot b'}{b_2} \quad (4)$$

Darin ist b' die Bandbreite, um die sich die Leerlaufbandbreite b_0 nach Gl (2) vergrößert. Sind nun die Kreise des Band-

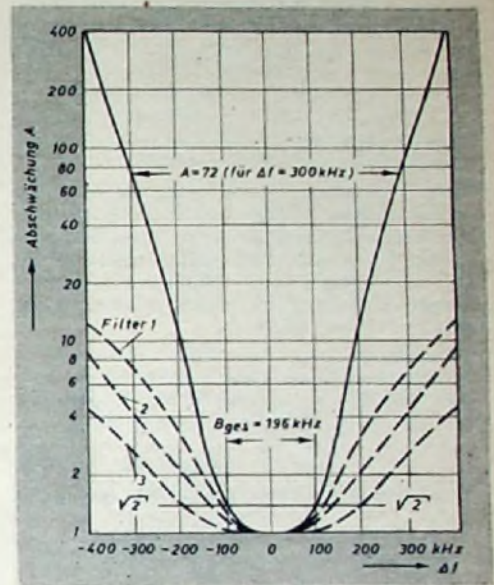


Bild 2. ZF-Gesamtdurchlaßkurve und Durchlaßkurven der einzelnen Filter

mensionierung der Schaltung entsprechend Bild 1 folgende Auswirkung auf die Bandbreite der einzelnen Filter haben:

a) Mischstufe

$$\frac{B'_{F=2}}{B} = \frac{183 + 120 + 2 \cdot 24}{183 + 144} = 1,07$$

$$\frac{B'_{F=0,5}}{B} = \frac{183 + 120 + 0,5 \cdot 24}{183 + 144} = 0,965$$

Die prozentuale Streuung ξ_M der Bandbreite des Mischstufenfilters ergibt sich für die Extremfälle der Eingangswiderstandsstreuungen zu

$$\xi_M \leq +7 \dots -3,5\%$$

b) 1. ZF-Stufe

$$\frac{B'_{F=2}}{B} = \frac{270 + 120 + 2 \cdot 12}{270 + 132} = 1,03$$

$$\frac{B'_{F=0,5}}{B} = \frac{270 + 120 + 0,5 \cdot 12}{270 + 132} = 0,985$$

$$\xi_{1,ZF} \leq +3 \dots -1,5\%$$

c) 2. ZF-Stufe

Da der Transistor der folgenden Stufe in Basisschaltung arbeitet, ist seine Eingangswiderstandsstreuung und daher deren Auswirkung auf das vorgeschaltete Bandfilter gering.

5. Neutralisation

Solange der ZF-Transistor nur für die UKW-ZF-Verstärkung eingesetzt ist, bietet die Neutralisation des Rückwirkungsleitwertes Y_{r0} keine Schwierigkeiten. In einem kombinierten AM/FM-Gerät verstärkt man jedoch mit demselben Transistor sowohl die AM- als auch die FM-Zwischenfrequenz. Dabei ist es erwünscht, die Neutralisationszweige nicht umzuschalten, damit die Stabilität des gesamten Verstärkers nicht durch parasitäre Kapazitäten des Schalters und der Zuleitungen verschlechtert wird. Ferner sollten sich

filters immer kritisch gekoppelt, so ändert sich die Gesamtbandbreite B' des Filters

$$\frac{B'}{B} = \frac{b_1 + b_0 + F \cdot b'}{b_1 + b_0} \quad (5)$$

(B = nominelle Bandbreite). Stellt man jedoch die Kopplung des Bandfilters, wie in der Praxis üblich, bei nominellem Eingangswiderstand R_0 fest ein und verwendet Transistoren mit streuendem Eingangswiderstand, dann wird die prozentuale Änderung der Filterbandbreite noch geringer, da ein kleinerer Eingangswiderstand zwar eine höhere Bandbreite b_2 des Sekundärkreises zur Folge hat, jedoch gleichzeitig die Kopplung $K \cdot \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$ vermindert.

In der Praxis muß mit Streuungen des Eingangswiderstandes R_0 des Transistors OC 614 um den Faktor $F = 0,5 \dots 2$ bei festgehaltenem Arbeitspunkt gerechnet werden. Das würde nach Gl. (5) bei einer Di-

¹⁾ Lennartz, H.: Die neuen Transistoren im ZF-Verstärker. FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 2, S. 40

Automatische Vertikalsynchronisierung

DK 621.397.62: 621.397.335

Die „Leonardo-Luxus“-Geräte von Philips haben keine dem Laien zugänglichen Regelknöpfe zur Einstellung der Horizontal- und der Vertikalfrequenz mehr. Obwohl daher Frequenzkorrekturen bei beiden Ablenkgeneratoren nicht mehr möglich sind, ist der Bildstand dennoch wesentlich verbessert, da die beiden automatischen Regelschaltungen die bisherigen Synchronisierungsmethoden in mehrfacher Beziehung übertreffen.

Im Prüffeld gelangen die Empfängerchassis auf einen Zeitbasis-Prüfplatz, dessen Taktgeber im Rhythmus von etwa 5 s von den Normfrequenzen für Zeile und Bild auf die Frequenzablagen plus und minus 600 Hz für die Zeile und etwa plus und minus 2 Hz für das Bild umspringt. Die Synchronautomatiken stellen die Ablenkoszillatoren in einem Bruchteil der jeweiligen „Sendezeit“ auf die Sollfrequenzen ein. Die Leistungsfähigkeit der Philips-Synchronautomatiken erweist sich aber besonders dann, wenn man Impulsstörungen auf den Empfänger einwirken läßt. Zeile und Bild kippen dann auch während der Frequenzablagen des Taktgebers nicht aus, sondern man erhält immer einen absolut sicheren Bildstand.

Die Beschreibung der Vertikalautomatik beginnt zweckmäßigerweise mit der Problematik, die der nicht automatisierten Schaltung anhaftet.

Der Entwickler hat bei der Dimensionierung des Synchronbereiches des Bildkippes einen Kompromiß zu schließen. Aus Gründen der Störfreiheit und im Hinblick auf den Noise-Inverter soll der Bereich möglichst klein sein, damit zwangsläufig Synchron- und Eigenfrequenz nahezu gleich sind und ein Synchronimpuls auch innerhalb einer Störfolge mit ausgetastet werden kann. Wegen der Frequenzdrift durch Temperaturänderungen und Röhrenalterung sowie wegen möglicher Frequenzablagen netzverkoppelter Taktgeber soll der Synchronbereich jedoch auch genügend groß sein.

Bei der Einstellung des vertikalen Bildfangs bei einem Gerät ohne Vertikalautomatik muß man den „richtigen“ Punkt (die richtige Eigenfrequenz) treffen. Das Bild soll nicht zu schwach (wegen der Zwischenzeile, der Störanfälligkeit und der Möglichkeit von Netzspannungsschwankungen und Taktgeberumschaltungen - negative Frequenzablagen werden nicht aufgefangen), aber auch nicht zu stark einrasten (wegen der Zwischenzeile, der Möglichkeit von Netzspannungsschwankungen und Taktgeberumschaltungen - positive Frequenzablagen werden nicht aufgefangen). Bei einem Fernsehempfänger, der unter normalen Umständen betrieben wird, muß man daher von Zeit zu Zeit den Bildfangregler nachstellen. Die Philips-Vertikalautomatik ergibt jedoch auch bei anomalen Frequenzablagen und Netzspannungen stets eine optimale Einstellung.

Die Schaltung der Vertikalautomatik ist eine Erweiterung der konventionellen Vertikalsynchronisierung des „Spezial“-Gerätes von Philips. Bei diesem gelangen negativ gerichtete Vertikal-Synchronimpulse zum Schirmgitter der Vertikaloszillatordröhre PF 86, die in Transistorschaltung mit Miller-Integrator arbeitet. Die Frequenzregelung erfolgt durch Einstellung einer negativen Spannung für

das Bremsgitter der PF 86 (Service-Frequenz-Grobeinstellung durch einen Regler am Steuergitter). Der Regelbereich ist etwa 45 ... 55 Hz, der Synchronbereich rund 4 Hz.

In der Vertikalautomatik der „Luxus“-Geräte sind zunächst Regler und Reglerspannung für das Bremsgitter durch eine Reglerspannung ersetzt, die von einer Phasenvergleichsschaltung mit einem Regelbereich von etwa ± 5 Hz geliefert wird. Senderseitige Taktgeber-Frequenzablagen und etwaige Frequenzdrift des Oszillators

Rückschlagimpuls der Vertikal-Endstufe getastet wird und die bei Koizidenz an der Anode entstehende Gleichspannung die Sperrung der Diode herbeiführt. Damit die Direktsynchronisierung bei gleichzeitig vorhandener Phasensynchronisierung nicht phasenstarr ist, sondern einen Phasenvergleich ermöglichenden Phasenwinkel hat, wird der Synchronimpuls nach der Verstärkung integriert (15 nF), wodurch (gemäß der Phasensynchronisierung) ein sich ändernder Einsatz resultiert. Die Triode R6 21b, deren Katode der Syn-

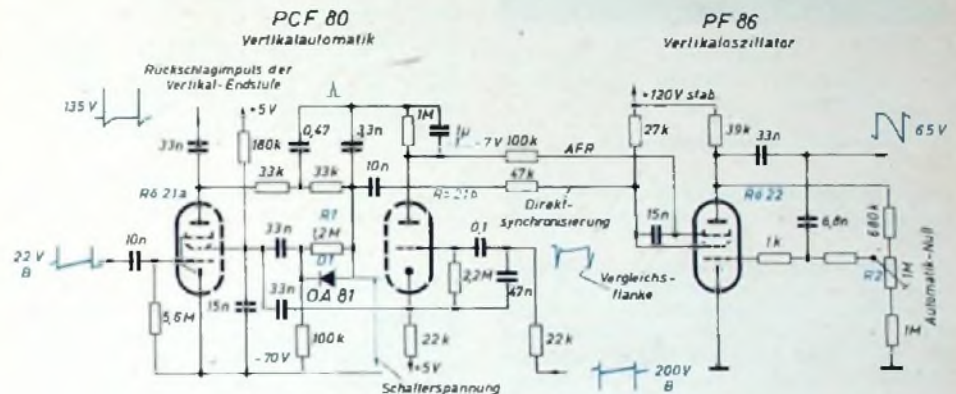


Bild 1. Schaltung der Vertikalautomatik und des Vertikaloszillators in den „Leonardo-Luxus“-Fernsehempfängern von Philips

im Empfänger werden mit genügender Regelteilheit ausgeregelt („permanente Nachregelung“). Für die Direktsynchronisierung am Schirmgitter der PF 86, die die für den Zeilensprung erforderliche Genauigkeit gewährleistet, genügt wegen der ständigen Frequenzregelung ein sehr kleiner Synchronzwang (Synchronisierbereich etwa 1 Hz, „optimale Störfreiheit“). Dadurch würde aber, wenn der Bildkipp beispielsweise bei einer Programmumschaltung (Taktgeberwechsel ohne Frequenzablage) außer Tritt gefallen ist, das Einrasten „schleichend“ erfolgen. Um das zu vermeiden, wird in diesem Fall eine Spannungsherabsetzung des Synchronimpulses aufgehoben. Dadurch vergrößert sich der Synchronzwang erheblich (etwa 10 Hz), und das Bild wird sofort wieder eingefangen.

Bei Taktgeberwechsel mit Frequenzablage vergrößert sich, wenn die neue Frequenz höher ist als die Eigenfrequenz des Vertikaloszillators, der Synchronzwang ebenfalls, und die Reglerspannung stellt sich auf den der neuen Frequenz entsprechenden Wert ein. Ist die neue Frequenz dagegen niedriger als die Eigenfrequenz - in diesem Fall versagt die Direktsynchronisierung - so wird durch raschen Abbau der Reglerspannung die Eigenfrequenz erniedrigt, bis wieder Direktsynchronisierung eintritt.

Die Vertikalautomatik enthält eine Röhre PCF 80 und eine Germaniumdiode OA 81 (Bild 1). Das dem Steuergitter von R6 21a zugeführte integrierte Synchronsignal wird am Schirmgitter (verstärkt) abgenommen und über den durch die Diode D1 überbrückten Widerstand R1 dem Schirmgitter des Vertikaloszillators R6 22 zugeführt. Sperrung oder Öffnung der Schalterdiode D1 und damit die Höhe des Synchronimpulses hängen vom Synchron- oder Nichtsynchronbetrieb ab, da R6 21a vom

chronimpuls und deren Gitter ein Vergleichssägezahn zugeführt wird, arbeitet als Phasenvergleichsstufe. Die an ihrer Anode entstehende Reglerspannung gelangt zum Bremsgitter des Vertikaloszillators R6 22. Bei fehlendem Synchronsignal - dann ist die Reglerspannung Null (meßmäßig etwa -1 V, hervorgerufen durch den Gitterstrom des Oszillators) - schwingt der Oszillator mit der niedrigsten Ablenkfrequenz, die die Regelung erfassen soll. Diese Frequenz stellt man bei kurzgeschlossenem Eingang von R6 21a mit dem Regler R2 ein. R2 dient also zur Nullpunktgleichung des Automatikbereiches und darf nicht mit dem Frequenz-Grobreger üblicher Vertikal-Ablenkschaltungen ver-

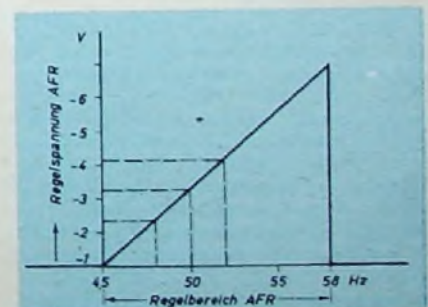


Bild 2. Regelkennlinie und Regelbereich der automatischen Frequenzregelung

wechselt werden. Bild 2 zeigt die Regelkennlinie und den Regelbereich der automatischen Frequenzregelung (AFR).

Der Betrieb der Pentode R6 21a mit tiefergelegter Katode ist für die Funktion der Vertikalautomatik nicht wesentlich. Dadurch ergibt sich lediglich eine Schutzfunktion für die in demselben Gerät vorhandene Horizontalautomatik.

Ein Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche

1. Aufbau der Gesamtanlage

Die Stereo-Anlage ist im wesentlichen nach den gleichen Gesichtspunkten aufgebaut wie die bereits beschriebene mono-phonie Wiedergabeanlage¹⁾. Wie Bild 1

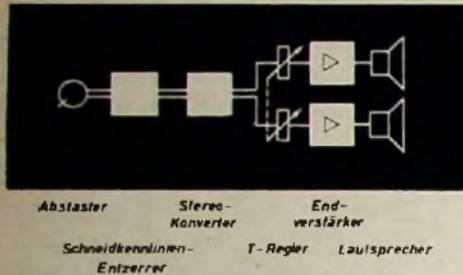


Bild 1. Blockbild der Anlage

zeigt, wurde die Anlage in einzelne Einheiten aufgeteilt, die folgende Aufgaben haben:

Der Schneidkennlinien-Entzerrer kompensiert den nichtlinearen Frequenzgang, mit dem die Schallplattenaufnahme erfolgte. Die mit „Stereo-Konverter“ bezeichnete Einheit enthält Kanalwähler, Klangregler, „Loudness Contour“-Regler (Frequenzgangkompensation nach Fletcher-Munson für verschiedene Lautstärken), Stereo-Monoschalter, Phasenschalter, Symmetrieregler, Koordinatentransformation zur wahlweisen Wiedergabe von Stereo-Schallplatten nach dem 90°/0°- oder 45°/45°-System und eine Regelmöglichkeit zur Verstärkung oder Abschwächung des Stereo-Effekts (scheinbare Veränderung der Basis). Die beiden Endverstärker liefern die zur Speisung der Lautsprecher benötigte NF-Leistung. Auf einen Dynamikregler wurde hier verzichtet, da bereits Schallplatten auf dem Markt sind, deren Dynamik dem Original sehr nahekommt, und zu erwarten ist, daß sich diese Technik durchsetzen wird.

In diesem Aufsatz soll jedoch zunächst nur die Entwicklung des Schneidkennlinien-Entzerrers beschrieben werden.

2. Aufgabenstellung

Zwischen den einzelnen Verstärkern besteht Anpassung. Als Eingangs- und Ausgangsimpedanzen wurden 600 Ohm gewählt, und der Pegel für mittlere Aussteuerung wurde auf -10 dBm (0,245 V) festgelegt. Diesem Bezugspegel ist die mittlere Schnelle von Stereo-Aufzeichnungen (etwa 5 cm/s) zugeordnet. Die Spitzen der Aufzeichnung liegen etwa 10 dB höher, entsprechend 0,775 V (0 dBm) am Ausgang des Schneidkennlinien-Entzerrers.

Es wurde (mit Erfolg) versucht, die gesamte Anlage mit Transistoren zu bestücken, ohne bei den üblichen hohen Anforderungen irgendwelche Konzessionen machen zu müssen. Die wesentlichen Vorteile von Transistoren gegenüber Röhren sind: praktisch unbegrenzte Lebensdauer, Kleinheit, geringer Stromverbrauch, keine Schwierigkeiten durch Brumm (keine Hel-

zung) und Mikrofonie in den Eingangsstufen. Weiterhin sollte vor allem wegen der hohen Anforderungen in bezug auf Verzerrungen, Frequenz- und Phasengang (Wiedergabe von Impulsen und Einschwingvorgängen) und wegen der hohen Kosten möglichst auf eisenbehaftete Induktivitäten (Übertrager und Drosseln) in NF-Kreisen verzichtet werden.

2.1 Forderungen

An den Schneidkennlinien-Entzerrer sind folgende Forderungen zu stellen:

2.1.1 Verstärkung

Die vom Abtaster gelieferte Ausgangsspannung von 2,5 mV bei einer Schnelle von 5 cm/s (je Kanal) soll auf 0,245 V an 600 Ohm gebracht werden. Die Spannungsverstärkung des Entzerrers muß also bei 1000 Hz

$$|v_u| = 20 \log \frac{U_o}{U_i} = 20 \log \frac{245 \cdot 10^{-3}}{2,5 \cdot 10^{-3}} \approx 40 \text{ dB}$$

sein.

2.1.2 Verzerrungen

Die Verzerrungen dürften bei Aussteuerung bis 10 dB über den Normalpegel (0,775 V an 600 Ohm) die Grenzen $IM \leq 0,5\%$ (Intermodulation) und $k \leq 0,1\%$ nicht überschreiten.

2.1.3 Frequenzgang

Der Frequenzgang des Entzerrers muß bis auf ± 1 dB genau mit dem Spiegelbild der genormten Schneidkennlinie übereinstimmen.

2.1.4 Impedanzverhältnisse

Nach Angaben des Herstellers darf der gewählte Abtaster höchstens mit 5 kOhm belastet werden; dieser Wert stellt also die untere Grenze für die Eingangsimpedanz des Entzerrers dar. Die Ausgangsimpedanz wurde mit 600 Ohm festgelegt.

2.1.5 Fremdspannung

Für hochwertige Wiedergabe muß der Fremdspannungsabstand mindestens etwa -70 dB sein.

2.1.6 Gleichheit der Kanäle, Übersprechdämpfung

Da die Güte der Stereo-Wiedergabe wesentlich von der Gleichheit der beiden Kanäle abhängt, ist eine Übereinstimmung bis auf ± 1 dB bezüglich Frequenzgang, Fremdspannung und Verstärkung erforderlich. Die Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen soll größer als 40 dB sein.

3. Wahl der Bauteile

Bei der Auswahl der verwendeten Einzelteile waren in erster Linie qualitative Überlegungen maßgebend. Da die Beschaffung auch ausländischer Erzeugnisse heute auf keine Schwierigkeiten mehr stößt, können aus einer Vielzahl von Typen die geeignetsten ausgesucht werden.

3.1 Abtaster

Der Wahl des Abtasters kommt bei Transistorverstärkern besondere Bedeutung zu. In Emitterschaltung ergibt sich nämlich ein ausgeprägtes Rauschminimum für einen Generatorwiderstand von $R_G \approx 500$ Ohm. Der Innenwiderstand (Wirk-

widerstand) des Abtasters soll also möglichst in dieser Größenordnung liegen. Außerdem werden von einem guten Abtaster weitgehend linearer Frequenzgang, vernachlässigbare Verzerrungen, kleinste Rückstellkraft in allen Richtungen, um mit einem möglichst geringen Nadeldruck (etwa 2 p) auszukommen, ausreichende Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen, Gleichheit der Kanäle und geringe Masse des Systems, bezogen auf die Abtastspitze, gefordert. In Betracht kommen vor allem drei Systeme, die einen Innenwiderstand von 600 Ohm haben, und zwar Elac „STS 200“, Fairchild „232“ und Grado-Stereo Cartridge, Modell „T“.

In der Musteranlage wird der Abtaster von Grado verwendet, dessen bisher von keinem anderen Typ erreichte Rückstellkraft nur 0,75 p 60 μ m ist. Die übrigen Werte sind:

Frequenzgang: 10 ... 35 000 Hz, Gleichheit der Kanäle: $\pm 0,5$ dB, dynamische Masse: 0,8 g, Übersprechdämpfung: 25 dB, Ausgangsspannung: 2,5 mV bei 5 cm/s.

3.2 Transistoren

Im Mustergerät wurden pnp-Ge-Transistoren verwendet. Da die Ausgangsspannung des Abtasters sehr gering ist, müssen in den Eingangsstufen besonders rauscharme Transistoren benutzt werden. Ihre Grenzfrequenz soll in Emitterschaltung mindestens $f_{\alpha c} \approx 15$ kHz und der Stromverstärkungsfaktor $\alpha_c \approx 50$ sein.

3.2.1 Abschätzung der maximal zulässigen Rauschzahl

Die äquivalente Eingangs-Rauschspannung ergibt sich mit einigen Vernachlässigungen zu

$$U_r = 2 \sqrt{k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_G \cdot F}$$

Darin ist $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws²/K die Boltzmannsche Konstante, T die absolute Temperatur, Δf die Bandbreite, R_G der Generatorwiderstand und F die Rauschzahl (als Leistungsverhältnis ausgedrückt).

Bei einem geforderten Signal-Rauschabstand von -70 dB und einer Signalspannung von 2,5 mV darf U_r maximal 0,79 μ V sein. Mit $\Delta f = 10$ kHz, $R_G = 600$ Ohm und $T = 298$ K ($= 25^\circ$ C) erhält man für die zulässige Rauschzahl des Transistors in der Eingangsstufe

$$F = \frac{U_r^2}{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_G} = \frac{0,79^2 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 600 \cdot 298} \approx 6,33$$

$$F_{\text{min}} \approx 8 \text{ dB}$$

3.2.2 Auswahl der Anfangsstufen-Transistoren

In den Eingangsstufen werden ausgesuchte Exemplare des Typs 2N105 (RCA) mit einer Rauschzahl $F \approx 5,5$ dB verwendet, da das der einzige zur Zeit der Entwicklung der Anlage erhältliche rauscharme Transistortyp war. Heute gibt es bereits eine Reihe rauschärmerer Transistoren, die an Stelle des 2N105 zu empfehlen sind (eventuell mit geringen Schaltungsänderungen), und zwar besonders RCA 2N175 ($F_{\text{min}} = 6$ dB, genormter Sockel), GEC GET 106 ($F_{\text{min}} = 5$ dB), Telefunken OC 603 ($F_{\text{min}} = 5$ dB).

1) Aschinger, E.: Eine Wiedergabeanlage für hohe Ansprüche. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 9, S. 286-288, u. Nr. 10, S. 350-351

3.2.3 Wahl der Endstufen-Transistoren

Hier kann jeder beliebige NF-Transistor für Großsignalverstärkung mit einer größeren Kollektorverlustleistung als 50 mW verwendet werden, zum Beispiel OC 70, OC 71, OC 804. Im vorliegenden Entzerrer wurde - vor allem wegen des genormten Sockels und des günstigen Preises - dem Typ RCA 2N109 der Vorzug gegeben.

4. Wahl der Schaltung. Anpassungsfragen

Um die geforderte Spannungsverstärkung $v_u = 40$ dB auch bei starken Gegenkopplungen zu erreichen, wurde der Entzerrer je Kanal dreistufig ausgeführt. Zwischen den einzelnen Stufen wird RC-Kopplung verwendet. Dadurch ergeben sich jedoch Anpassungsschwierigkeiten. Für kleinste Verzerrungen wäre reine Stromanpassung zu wählen (Ausgangswiderstand der ersten Stufe sehr groß gegen den Eingangswiderstand der zweiten Stufe). Dabei würde aber die zweite Stufe nur einen Bruchteil der verfügbaren NF-Leistung aufnehmen und außerdem die erste Stufe unzulässig belasten. Man muß also einen den jeweiligen Bedingungen entsprechenden Kompromiß schließen.

Den vorliegenden Impedanzverhältnissen entsprechend, arbeiten alle drei Stufen in Emitterschaltung. Um die Arbeitswiderstände der Transistoren möglichst groß machen zu können, wurde die Betriebsspannung verhältnismäßig hoch gewählt; sie kann eventuell auch einer geeigneten Batterie entnommen werden.

4.1 Gegenkopplungen

Bei der Entwicklung der Schaltung erwies sich die Anwendung von Gegenkopplungen als unbedingt notwendig, da sich dadurch folgende Vorteile ergeben: weitgehende Unempfindlichkeit der Schaltung gegen

5. Berechnungen

Im folgenden wird der Berechnungsgang für den Entzerrer ausführlich beschrieben. Bei Verwendung eines anderen Abtasters oder anderer Transistoren sowie bei anderen Verstärkungs- oder Impedanzverhältnissen sind die Berechnungen mit den entsprechenden Werten auf gleiche Weise durchzuführen.

5.1 Arbeitspunkteinstellung und Gleichstromstabilisierung

Der Arbeitspunkt hat großen Einfluß auf den Aussteuerbereich, die Verzerrungen und das Rauschen einer Transistorstufe. Durch geeignete Mittel (Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand) ist dafür zu sorgen, daß die Arbeitspunkteinstellung möglichst unabhängig von Exemplarstreuungen, Betriebsspannungsschwankungen und Temperaturänderungen ist. Durch die gewählten Stabilisierungsmaßnahmen werden Verstärkung und Frequenzgang im Temperaturbereich von $-15^\circ \dots +65^\circ \text{C}$ und bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 15\%$ auf $\pm 0,2$ dB konstantgehalten.

5.1.1 Erste Stufe (2N105)

Da die maximale Eingangsspannung $U_{i, \max} = 7,75$ mV ist, handelt es sich hier also um Kleinsignalverstärkung, bei der die Krümmung der Kennlinien vernachlässigt werden kann. Die Wahl des Arbeitspunktes erfolgt für geringstes Rauschen. Aus den vom Hersteller angegebenen Kurven (Bild 2) läßt sich der günstigste Arbeitspunkt mit $-I_C = 0,4$ mA und $-U_{CE} = 3$ V ermitteln. Ein höherer Wert für $-U_{CE}$ wäre zwar vorteilhafter, würde aber einen unzulässig kleinen Arbeitswiderstand der Stufe (oder eine höhere Betriebsspannung) erfordern.

sein, um den Eingang nicht zu belasten. Die Werte der Schaltelemente ergeben sich unter den Voraussetzungen

$$-I_C \approx I_E \quad (-I_B \ll -I_C)$$

und

$$-U_E \approx -U_B \quad (-U_{BE} \ll -U_E)$$

zu

$$R_{1I} = \frac{-U_{CE}}{I_S - I_B} = \frac{3}{0,0285} \approx 100 \text{ kOhm}$$

$$R_{2I} = \frac{-U_E}{I_S} = \frac{4}{0,02} = 200 \text{ kOhm}$$

$$R_{3I} = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{4}{0,4} = 10 \text{ kOhm}$$

$$R_{4I} = \frac{-U_{CC} + U_{CE} + U_E}{I_S - I_B - I_C} = \frac{19 - 3 - 4}{0,02 + 0,0085 + 0,4} = 30 \text{ kOhm}$$

Die Kollektorverlustleistung im Arbeitspunkt ist

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C = 3 \cdot 0,4 = 1,2 \text{ mW}$$

und der Gesamtverbrauch der Stufe mit

$$-I_{ges} = I_S - I_C - I_B = 0,02 + 0,0085 + 0,4 = 0,43 \text{ mA}$$

$$P_{ges} = U_{CC} \cdot I_{ges} = 19 \cdot 0,43 = 8,2 \text{ mW}$$

5.1.2 Dritte Stufe (2N109)

Die dritte Stufe des Entzerrers soll den Ausgangswiderstand $R_0 = 600$ Ohm haben und an einen äußeren Lastwiderstand von $R_L = 600$ Ohm die verzerrungsfreie Spannung $U_0 = 0,775$ V abgeben können. Das entspricht einer Leistung von 1 mW. Da diese Stufe bereits nach den Richtlinien für die Großsignalverstärkung ausgelegt werden soll, muß man zur Festlegung des

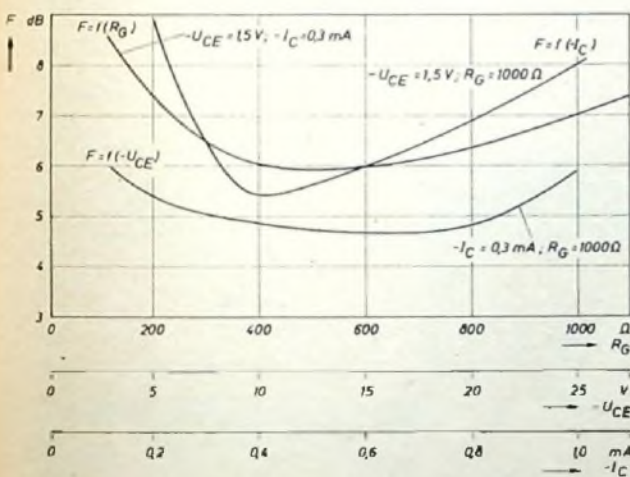
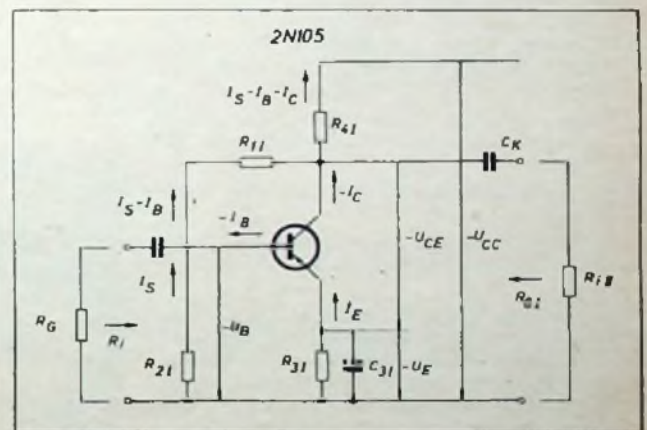


Bild 2. Rausch-eigenschaften des Transistors 2N105

Bild 3. Schaltung der ersten Stufe



Exemplarstreuungen (besonders des Stromverstärkungsfaktors), Stabilisierung der dynamischen Eigenschaften, Verschiebung der ohne Gegenkopplung bei etwa 15 kHz liegenden Grenzfrequenz bis weit über den Hörbereich hinaus, Linearisierung des Frequenzganges sowie Verringerung von Klirrfaktor und Intermodulation.

Die verschiedenen Arten der Gegenkopplung (Strom-, Spannungs-, Serien-, Parallelgegenkopplung) haben unterschiedliche Wirkungen, besonders auch auf die Impedanzverhältnisse, die man dadurch in weiten Grenzen beherrscht. Die Gegenkopplungen können einzeln oder gemeinsam angewendet und über eine oder mehrere Stufen geführt werden. In der endgültigen Schaltung des Entzerrers sind insgesamt vier verschiedene Gegenkopplungszweige vorhanden.

Aus im Abschnitt 4.1 erwähnten Gründen erhält die Stufe eine Gegenkopplung, und zwar zur Verringerung der Eingangsimpedanz eine Parallelgegenkopplung durch R_{1I} (Bild 3).

Die Betriebsspannung ist $-U_{CC} = 19$ V. Um eine gute Gleichstromstabilität zu erhalten, soll

$$U_E \geq 0,15 U_{CC}$$

und

$$|I_S| \geq 2 \cdot |I_B|$$

sein. Gewählt wurden die Werte $-U_E = 4$ V und mit

$$-I_B = \frac{-I_C}{\beta_{21}} = \frac{0,4}{47} \approx 8,5 \mu\text{A}$$

$I_S = 20 \mu\text{A}$. Ein höherer Stabilisierungsstrom wäre günstiger, jedoch soll der Basisspannungsteiler möglichst hochohmig

Arbeitspunktes des Kennlinienfeld des Transistors 2N109 (Bild 4) verwenden.

Die Stufe (Bild 5) arbeitet in A-Betrieb. Der Arbeitspunkt wurde so gewählt, daß auch bei großer Übersteuerung das Gebiet des Kollektorreststromes oder der Knie-Spannung nicht erreicht wird und die Verzerrungen daher sehr klein sind. Den Ausgangswiderstand von 600 Ohm erreicht man durch Verwendung eines Gleichstrom-Arbeitswiderstandes $R_{4III} = 600$ Ohm. Der gewählte Arbeitspunkt liegt bei $-I_{CIII} = 6$ mA und $-U_{CEIII} = 6,6$ V, die Speisespannung ist $-U_{CCIII} = 22,5$ V. Aus

$$R_{4III} = \frac{U_{EIII} + U_{CEIII} - U_{CCIII}}{-I_{CIII}}$$

ergibt sich

$$-U_{EIII} = R_{4III} \cdot I_{CIII} + U_{CEIII} - U_{CCIII} = -3,6 - 6,6 + 22,5 = 12,3 \text{ V,}$$

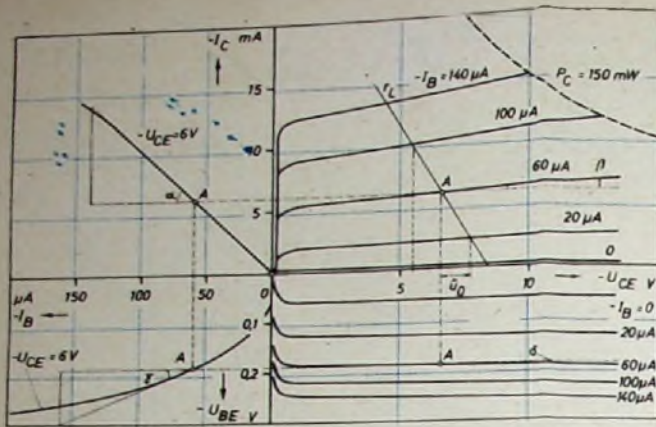


Bild 4. Kennlinienfeld des Transistors 2N109 (RCA) in Emitterschaltung

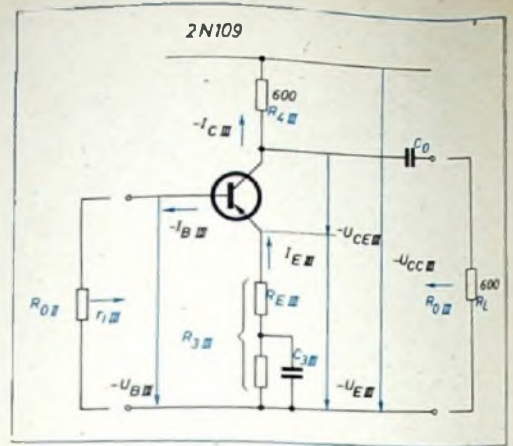


Bild 5. Schaltung der dritten Stufe

und mit

$$-I_{C III} \approx I_{E III}$$

wird dann

$$R_{3 III} = \frac{-U_{E III}}{-I_{C III}} = \frac{12,3}{6} \approx 2 \text{ kOhm}$$

Die zugehörige Basis-Emitterspannung $-U_{BE} \approx 0,2 \text{ V}$ kann man dem Kennlinienfeld entnehmen. Damit erhält man für die Basisspannung

$$-U_{B III} = -U_{E III} - U_{BE III} = 12,5 \text{ V}$$

Dieser verhältnismäßig hohe Wert für $-U_{B III}$ ermöglicht eine direkte Kopplung der zweiten und dritten Stufe, da die Kollektorspannung $-U_{C II} = -U_{E II} - U_{CE II}$ der zweiten Stufe ohne Schwierigkeiten auf den Wert von $-U_{B III}$ zu bringen ist. Diese Schaltung hat außer der Einsparung des Koppelkondensators den Vorteil, daß die zweite Stufe mit ihrem relativ hohen

Kollektorstrom selbst als Basisspannungsteiler für die dritte Stufe wirkt.

Die Kollektorverlustleistung der dritten Stufe ist

$$P_{C III} = I_{C III} \cdot U_{CE III} = 6 \cdot 6,6 = 39,6 \text{ mW}$$

Der Gesamtverbrauch ist mit

$$-I_{ges III} = -I_{C III} = 6 \text{ mA}$$

$$P_{ges III} = I_{ges III} \cdot U_{CC III} = 6 \cdot 22,5 = 135 \text{ mW.}$$

(Wird fortgesetzt)

nach dem Umbau nur noch auf einem Kanal. An das Ende des zweiadrigen Kabels wird ein dreipoliger Normstecker angeschlossen, wie er für Magnettongeräte verwendet wird. An Kontakt 2 führt der gemeinsame Masseanschluß beider Stereo-Kanäle, an Kontakt 1 der rechte Kanal und an Kontakt 3 der linke Kanal.

Beim Umbau von Plattenwechslern kommt es von Fall zu Fall darauf an, ob nur die Entlastungsfeder oder der Arm ausgewechselt werden muß. W. W. Diefenbach

Hi-Fi-Stereo-Anlage „DIWEFON 21 559“ für 2 x 15 Watt

Stereo-Ergänzung des Phonokoffers

In der Hi-Fi-Stereo-Anlage „DIWEFON 21 559“ wird ein nachträglich für Stereo-Betrieb eingerichteter Plattenspieler benutzt. Jeder mehrtourige Plattenspieler der Firma Philips, der seit dem Jahre 1954 gebaut wurde, läßt sich mit Hilfe von Austauschteilen auf Stereo-Betrieb umbauen. Dabei sind drei Punkte zu beachten, die für alle Geräte gelten:

- 1) Der normale (monaurale) Tonkopf ist gegen einen Stereo-Tonkopf auszutauschen,
- 2) der Nadeldruck ist auf 5...7 g zu reduzieren,
- 3) eine zweiadrige, abgeschirmte Tonabnehmerleitung muß herausgeführt werden.

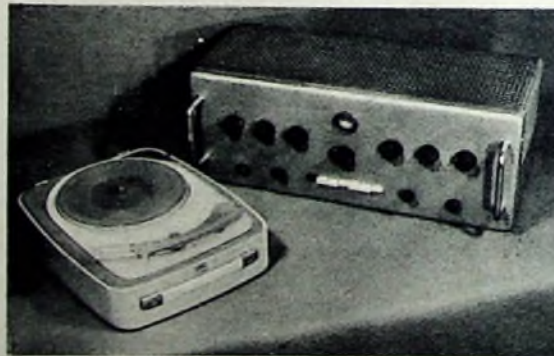
Wenn man diese Punkte bei der Umstellung eines Philips-Phonokoffers, zum Beispiel des Baujahres 1957/58, genau befolgt, steht das Gerät einem industriell gefertigten Stereo-Plattenspieler in keiner Weise nach. Es wurde der Phonokoffer I „NG 1340“ umgebaut.

Als erstes muß man das Auflagegewicht der Nadel verringern. Da die Nadel eines Stereo-Kopfes nur einen Verrundungsradius von etwa 18μ hat, darf der Nadeldruck nur 5...7 g betragen. Diesen geringen Nadeldruck erreicht man nur durch eine Gegenkraft in Form einer Feder im Tonarm. Der Tonarm des Plattenspielers muß also gegen die Stereo-Ausführung (Code-Nummer: PW 350 41) ausgetauscht werden. Ferner ist die Haltefeder durch eine anders geformte (Code-Nummer: PW 350 87) zu ersetzen.

Das Austauschen des Armes geht sehr einfach vor sich und erfordert kein besonderes mechanisches Geschick. Nach Lösen einer Madenschraube am Hals des Tonarmes läßt sich dieser von der Achse abziehen. Zuvor ist das abgeschirmte einadriges Kabel von seinen Stützpunkten am NF-Schalter abzulöten. Das nicht mehr benötigte Kabel wird mit dem alten Ton-

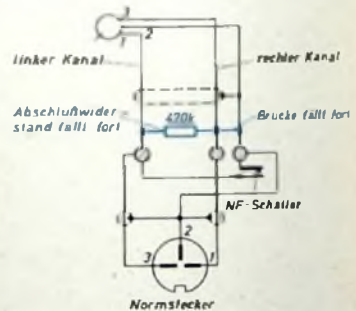
arm entfernt. Nun setzt man den Stereo-Arm mit dem bereits eingezogenen zweiadrigen Kabel auf und befestigt ihn mit Hilfe der Madenschraube am Hals auf der Achse. Dabei ist zu beachten, daß das Kabel durch die Hohlachse geführt wird. Der Ausschaltmechanismus darf dabei nicht verdreht oder verbogen werden.

Auch elektrisch sind einige Veränderungen vorzunehmen. Der Stereo-Tonkopf



Oben: Der Stereo-Verstärker „DIWEFON 21559“ und der umgebaute Philips-Plattenspieler; rechts unten: Tonarm mit aufgestecktem Stereo-Tonkopf

muß ohne Abschlußwiderstand betrieben werden. Deshalb ist der 470-kOhm-Widerstand an der NF-Anschlußleiste zu entfernen. Außerdem ist die Brücke zwischen den Anschlußpunkten 2 und 3 zu beseitigen. In dem im Heft 15 der FUNK-TECHNIK beschriebenen Hi-Fi-Stereo-Verstärker werden durch die Taste „Mono“ bei Mono-Wiedergabe der Abschlußwiderstand und die Brücke wieder eingefügt. Die Firma Philips liefert einen neuen Mono-Tonkopf mit eingebautem Abschlußwiderstand und Brücke unter der Bezeichnung „AG 3019 D“. Wird dieser Kopf verwendet, so erübrigen sich die Schaltmaßnahmen der Taste „Mono“. Der NF-Schalter wirkt



Schaltung des umgebauten Plattenspielers



Liste der Spezialteile

Stereo-Tonarm (Code-Nummer: PW 350 41)	(Philips)
Haltefeder (Code-Nummer: PW 350 97)	(Philips)
Stereo-Tonkopf „AG 3083“ (Saphir) oder „AG 3080“ (Diamant)	(Philips)
Normstecker, 3polig, „Mas 3“	(Hirschmann)

F. BERGTOLD

Die Kennzeichnung der Richtwirkung von UKW- und Fernseh-Empfangsantennen

DK 621 396.67: 621.396.97 621.397

Bisher ausgenutzte Möglichkeiten

Die Antennenrichtwirkung gibt man vorzugsweise für die waagerechte, aber auch für die senkrechte Ebene an. In jeder dieser beiden Ebenen wird sie durch die dazugehörigen Richtkennlinien vollständig dargestellt. Für derartige Richtkennlinien verwendet man in Deutschland einen spannungslinearen Richtfaktor-Maßstab. Den Spannungsrichtfaktor (oder Richtfaktor) erhält man, wenn man die sich für eine beliebige Wellen-Einfallrichtung ergebende Spannung durch die zur Hauptempfangsrichtung (Haupttrichtung) gehörende Spannung teilt. Diese beiden Spannungen müssen sich selbstverständlich auf gleiche Empfangsfeldstärken beziehen.

Die Richtkennlinie hat zwar den Vorzug, die Richtwirkung in einer Ebene vollständig zu beschreiben, sie enthält aber Einzelheiten, die oft nicht interessieren, und benötigt verhältnismäßig viel Platz. Daher verwendet man zum Charakterisieren der Richtwirkung einer UKW- oder Fernseh-Empfangsantenne vielfach an Stelle der Richtkennlinie den Öffnungswinkel und das Vor-Rückverhältnis. Die Richtwirkung ist um so besser, je kleiner der Öffnungswinkel und je größer das Vor-Rückverhältnis ist. Da im allgemeinen eine hohe Richtwirkung gewünscht wird, stellen der Öffnungswinkel und das Vor-Rückverhältnis Gütezahlen dar.

Einiges über Gütezahlen

Gütezahlen, mit denen die Eigenschaften technischer Erzeugnisse bewertet werden, können sich auf die Weiterentwicklung ähnlich auswirken wie Steuerformeln. So hatte zum Beispiel früher einmal die Besteuerung von vierrädrigen Wagen in Frankreich zur Folge, daß man vorwiegend zweirädrige Wagen benutzte, und die auf den Hubraum der Kraftwagenmotoren bezogene Steuerformel unterstützte die Tendenz zu kleinem Hubraum und hohen Motordrehzahlen.

Eine viel gebrauchte Gütezahl veranlaßt Entwickler und Konstrukteur, dafür einen möglichst günstigen Wert anzustreben, also das Erzeugnis entsprechend zu modifizieren. Das gelingt aber normalerweise nur auf Kosten irgendwelcher anderer guter Eigenschaften. Eine Gütezahl sollte jedoch nicht dazu verleiten, eine scheinbar hohe Güte damit zu erkaufen, daß andere, in ihr nicht erfaßte Eigenschaften unzulässig verschlechtert werden.

Dem kann man zunächst durch vorsichtige Definition der Gütezahl begegnen. Außerdem läßt sich der Mißbrauch einer Gütezahl wenigstens teilweise dadurch verhindern, daß man sie durch eine passend gewählte zweite Gütezahl ergänzt. Diese zweite Gütezahl hat dann zum Beispiel die Aufgabe, den vom Entwickler oder Konstrukteur geschlossenen Kompromiß für den Käufer oder Verbraucher offenbar werden zu lassen. Ein Vermehren der Gütezahlen beeinträchtigt jedoch die Möglichkeit einer klaren Entscheidung des Käufers oder Verbrauchers. Bestehen bereits mehrere Gütezahlen, wie es beispielsweise für Antennen der Fall ist, so

sollte man diese nicht durch weitere Gütezahlen ergänzen, sondern im angedeuteten Sinne abwandeln. Welche Möglichkeiten dafür gegeben sind, sei im folgenden für den Öffnungswinkel und das Vor-Rückverhältnis dargelegt.

Öffnungswinkel

Innerhalb des Öffnungswinkels unterschreitet der Spannungsrichtfaktor nicht das 0,707fache des zur Haupttrichtung gehörenden Wertes (Bild 1). Dieser Winkel hat für Sendeantennen erhebliche Bedeutung. Zum Spannungsrichtfaktor 0,707 gehört der Leistungsrichtfaktor 0,5. Der Hauptanteil der Gesamtleistung wird also innerhalb des Öffnungswinkels abgestrahlt. Wie Bild 2 zeigt, das aus Bild 1 durch Quadrieren der Spannungsrichtfaktoren gewonnen wurde, stimmt der Öffnungswinkel außerdem ungefähr mit dem Winkel überein, in dem die Gesamtleistung bei einem innerhalb dieses Winkels mit 1 gegebenen Leistungsrichtfaktor abgestrahlt würde.

Für Empfangsantennen ist ein Absinken des Spannungsrichtfaktors auf den Wert 0,707 im Hinblick auf ausreichende Abschwächung des Empfangs störender Sender aber noch recht unbedeutend. Hierfür benötigt man Richtfaktoren, die zumindest den Wert 0,2 unterschreiten. Daher besagt der Öffnungswinkel für die Empfangsantennen nur wenig. Bietet er aber nicht etwa einen guten Anhaltspunkt für das weitere Absinken des Richtfaktors mit wachsender Abweichung von der Haupttrichtung? Aus dem Wert des Öffnungswinkels lassen sich zwar auf das Absinken des Richtfaktors innerhalb dieses Winkels und sogar etwas darüber hinaus brauchbare Schlüsse ziehen, außerhalb dieses Bereiches gilt das jedoch nicht. Bei gleichem Öffnungswinkel können die Richtfaktoren verschieden rasch auf kleine Werte zurückgehen (Bild 3). Daraus folgt: Wenn es möglich ist, für Empfangsantennen an Stelle des Öffnungswinkels einen Winkel anzugeben, der die Richtwirkung zweckmäßiger kennzeichnet, so sollte man das tun.

Vor-Rückverhältnis

Heute versteht man darunter das Verhältnis der Spannung für die Hauptempfangsrichtung zum Spannungs-Durchschnittswert im rückwärtigen Richtungsbereich zwischen 90° und 270° (Bild 1). Hier spielen Eigenheiten und Nebenzipfel der Richtkennlinie nur eine Rolle, wenn sie zwischen 90° und 270° auftreten. Nebenzipfel, wie der im Bild 1 zwischen 62° und 90° liegende, bleiben also unbeachtet. Daher ist der Entwickler nicht bemüht, derartige Nebenzipfel zu vermeiden. Aber

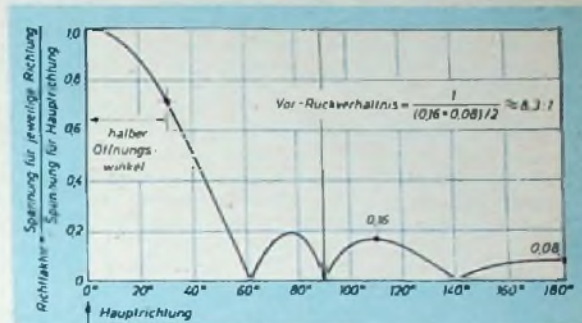


Bild 1. Spannungs-Richtkennlinie mit einem Öffnungswinkel von etwa $2 \times 30^\circ$ und einem Vor-Rückverhältnis von 8,3:1

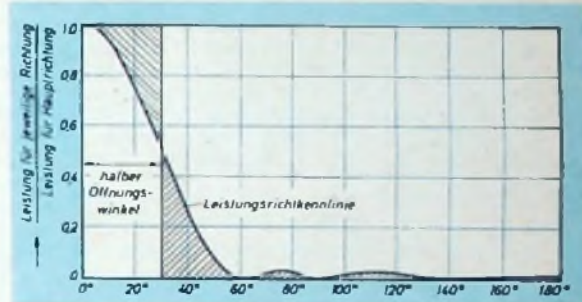


Bild 2. Zu der Kennlinie im Bild 1 gehörende Leistungs-Richtkennlinie

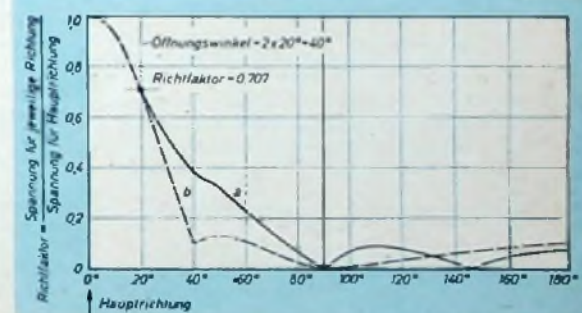


Bild 3. Richtkennlinien mit etwa gleichem Vor-Rückverhältnis und Öffnungswinkel, aber unterschiedlichem Verlauf des Richtfaktors außerhalb dieses Winkelbereiches

auch der Verlauf der Hauptkeule hat keinen Einfluß auf das nach der geltenden Definition berechnete Vor-Rückverhältnis. Bild 3 zeigt zwei Richtkennlinien mit etwa gleichem Öffnungswinkel, von denen die eine einen schwachen Nebenzipfel im vorderen Teil der Richtkennlinie aufweist. Beide Richtkennlinien haben etwa gleiche Zahlenwerte für das Vor-Rückverhältnis. Dennoch eignen sich die Antennen; zu denen diese Richtkennlinien gehören, nicht gleich gut für den Empfang in Gegenden, in denen mit starken Reflexionen von mehreren Seiten gerechnet werden muß. Reflektierte Wellen können nämlich nicht nur von hinten, sondern auch schräg von vorn einfallen. Dann sind aber Nebenzipfel oder verbreiteter Auslauf der Hauptkeule der Richtkennlinie im vorderen Winkelbereich ebenso störend wie Nebenzipfel im hinteren Winkelbereich.

Ersatz des Vor-Rückverhältnisses durch zwei Zahlenwerte

Im ungünstigsten Fall fällt die Richtung, aus der die störende reflektierte Welle einstrahlt, mit dem Höchstwert des größten Nebenzipfels der Richtkennlinie zusammen, während im günstigsten Fall in der Einstrahlrichtung der reflektierenden Welle eine Nullstelle oder wenigstens eine Minimumstelle der Richtkennlinie liegt. Die Lage der Minimumstelle ist aber - abgesehen von dem Minimum der in der Antennenebene geltenden, also für waagerechte Polarisation waagerechten Richtkennlinie bei 90° - meistens frequenzabhängig. Wenn Höhenzüge die störenden Reflexionen hervorrufen, so werden sie auch durch das Laub der Bäume oder durch Schnee beeinflusst. Daher darf man sich auf die Lage der Minimumstellen (bis auf die des 90° -Minimums der waagerechten Richtkennlinie) nicht immer verlassen. Hieraus folgt: Das Vor-Rückverhältnis müßte so definiert werden, daß ein Anreiz besteht, die Nebenzipfel-Höchstwerte durchweg niedrig zu halten, also auch die Höchstwerte der Nebenzipfel, die im vorderen Teil der Richtkennlinie auftreten.

Wie oben erwähnt, ist es ungünstig, wenn die Hauptkeule der Richtkennlinie so flach ausläuft wie etwa im Bild 3. Man sollte also danach trachten, durch die Festlegung der Kennwerte einen Anreiz zu geben, den Verlauf der Richtkennlinie zum Beispiel dem in Bild 4 dargestellten Zu-

Hauptkeule diesen Wert übersteigen. Wenn der Antennenhersteller sich bemüht, sowohl den größten Nebenzipfel-Höchstwert als auch den Winkel kleinzuhalten, in dem die Richtfaktoren diesen Wert übersteigen, so wird die Antenne dadurch tatsächlich, also nicht nur im Sinne günstigerer Kennwerte verbessert. Der eben charakterisierte Winkel könnte Empfangswinkel genannt werden.

Den größten Nebenzipfel-Höchstwert wird man wohl durch seinen Abstand vom Haupthöchstwert kennzeichnen, der sich in dB ausdrücken und als Störunterdrückung bezeichnen ließe. Durch Empfangswinkel und Störunterdrückung dürfte sich eine Empfangsantenne im Hinblick auf ihre Verwendung vielleicht besser charakterisieren lassen als durch Öffnungswinkel und Vor-Rückverhältnis.

Außerdem sind die Werte des Empfangswinkels und der Störunterdrückung in günstiger Weise miteinander verknüpft: Je weiter man die Störunterdrückung treibt, um so größer fällt bei ungeänderter Hauptkeule der Richtkennlinie der hierzu anzugebende Wert des Empfangswinkels aus. Bild 5 veranschaulicht das: Der Richtkennlinienverlauf zwischen 0° und 90° gelte für alle drei im rückwärtigen Bereich ($90^\circ \dots 180^\circ$) eingetragenen Fälle. Mit sinkendem Vor-Rückverhältnis, d. h. mit wachsender Störunterdrückung, nimmt der Empfangswinkel zu. Die Angabe der Werte für die Störunterdrückung und den Empfangswinkel zeigt demjenigen, der die Antenne für einen gegebenen Fall auszuwählen hat, deutlich, womit möglicherweise eine größere Störunterdrückung erkaufte wurde. Es hat dabei keinen Sinn, die Störunterdrückung übermäßig weit zu treiben, weil sich dadurch der gleichfalls zu nennende Wert des Empfangswinkels automatisch vergrößert. Die neue Bezeichnungsweise dürfte also die Entwickler von Empfangsantennen veranlassen, zwischen kleinem Empfangswinkel und erheblicher Störunterdrückung einen wirklich sinnvollen Kompromiß anzustreben.

Aber auch für die Verwendung der Antennen ist die vorgeschlagene Charakterisierung wahrscheinlich durchaus günstig. Der Empfangswinkel nennt den Winkelbereich, in dem störende Wellen nur unzureichend geschwächt werden, während die Störunterdrückung angibt, um wieviel dB der Empfang reflektierter Wellen außerhalb des Empfangswinkels mit Sicherheit abgeschwächt wird.

Eine weitere Angabe

Es gibt Fälle, in denen hinreichend festliegende Nullstellen der Richtkennlinie zum Unterdrücken eines Geistes ausnutzbar sind. Daher wäre es angebracht, auf solche Nullstellen hinzuweisen. Hierbei könnte es sogar zweckmäßig sein, nicht die Winkelbereiche zu nennen, in denen ein gewisser Richtfaktorwert, zum Beispiel 0,05 (entsprechend - 26 dB), nicht überschritten wird. Tab. I enthält die vorgeschlagenen Kennwerte für die in den Bildern 1, 3 und 4 dargestellten Richtkennlinien.

	Bild 1	Bild 3		Bild 4
		a	b	
Empfangswinkel	$2 \times 54^\circ$	$2 \times 76^\circ$	$2 \times 38^\circ$	$2 \times 34^\circ$
Nebenzipfel-Höchstwert	0,18	0,09	0,13	0,08
Störunterdrückung	14	21	18	22 dB
Minimum-Winkelbereiche (für frequenzunabhängige Legen der Minima)	$59^\circ \dots 63^\circ$ $88^\circ \dots 92^\circ$ $135^\circ \dots 151^\circ$	$82^\circ \dots 97^\circ$ $132^\circ \dots 160^\circ$	$76^\circ \dots 126^\circ$	$37^\circ \dots 46^\circ$ $76^\circ \dots 103^\circ$ $137^\circ \dots 165^\circ$

Tab. I. Kennwerte der Richtkennlinien

Persönliches

Auszeichnung für R. Hirschmann

Dem Fabrikanten Ing. Richard Hirschmann wurde das Verdienstkreuz 1. Klasse des Verdienstordens der Bundesrepublik verliehen. Herr Hirschmann ist der Inhaber der von ihm im Jahre 1924 gegründeten Einzelfirma Richard Hirschmann, die heute die Werke Eßlingen, Mettingen und Neckartenzlingen mit insgesamt 1300 Beschäftigten umfaßt. Er gehört dem Beirat des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie an und ist Leiter der Fachabteilung „Empfangsantennen“.



E. Klotz
60 Jahre

Der Leiter der Entwicklung des Telefonen-Gerätebereichs Hannover, Direktor Dipl.-Ing. Ernst Klotz, vollendete am 2. 8. 1959 sein 60. Lebensjahr. Bereits 1925 kam er zu Telefonen nach Berlin. 1934 wurde er zum Oberingenieur ernannt und erhielt 1941 Praxura. Nach 1945 nahm E. Klotz entscheidenden Anteil an dem Aufbau der Firma Telefunken in Hannover. Als Leiter der Entwicklung des Gerätebereichs Hannover ist er heute für die gesamte Entwicklung Rundfunk, Phono, Fernseher, und Tonband - einschließlich Studiogeräte - verantwortlich.



H. Oberländer
65 Jahre

Am 3. 9. 1959 wird Obering. Hans M. Oberländer 65 Jahre alt. Nach einem vorausgegangenen Studium in Ilmenau und Hochschulstudium in Berlin stellt er seit mehr als 35 Jahren seine unermüdete Schaffenskraft vornehmlich der Elektrogeräte-Fertigung zur Verfügung. Als Mitbegründer heute namhafter Unternehmen der Zubehör-Industrie und Gründer der *Industria Ingenieurgesellschaft Hans Oberländer KG* (Stammhaus in Stuttgart; Zweigbüros in Berlin, Düsseldorf, Hannover und in seiner Heimatstadt Helmbrichts) ist sein Name mit der Rundfunk- und Fernsehtechnik eng verbunden. Die *Industria* befaßt sich vornehmlich mit dem Vertrieb und der Kundenberatung in bezug auf Bauelemente für die Rundfunk- und Nachrichtentechnik.

Neue Röhren

EBC 81 — UBC 81

Für Rundfunkempfänger ohne FM-Bereich, besonders für Exportgeräte, wird häufig die Röhrenbestückung ECH — EF — EBC — EL verwendet. Während sich für die Misch-, ZF- und Endstufe schon seit längerem Navalröhren eingeführt haben, mußte für den Demodulator und die NF-Vorstufe immer noch die Rimlockröhre EBC 41 oder UBC 41 verwendet werden. Um die Nachteile dieser „gemischten“ Bestückung, die sich vor allem bei gedruckten Schaltungen bemerkbar machen, zu umgehen, wurde jetzt eine Navalröhre unter der Bezeichnung EBC 81 bzw. UBC 81 auf den Markt gebracht. Elektrisch entspricht diese Röhre weitgehend dem Vorläufertyp, der nun als letzte Rimlockröhre aus dem Programm für die Erstbestückung gestrichen werden konnte. Die EBC 81 und UBC 81 werden sowohl von Valva als auch von Telefunken mit nachstehenden vorläufigen Daten hergestellt.

Heizung: 6,3 V; 230 mA (bzw. 14 V; 100 mA)
Kenndaten des Triodenteils: $U_a = 250$ V, $U_g = -3$ V, $I_a = 1$ mA, $S = 1,2$ mA/V, $\mu = 70$
Der zulässige Diodenstrom ist $I_{d1} = I_{d2} = 0,8$ mA



Die Goubau-Leitung

als Verbindung zwischen Sender und Antenne

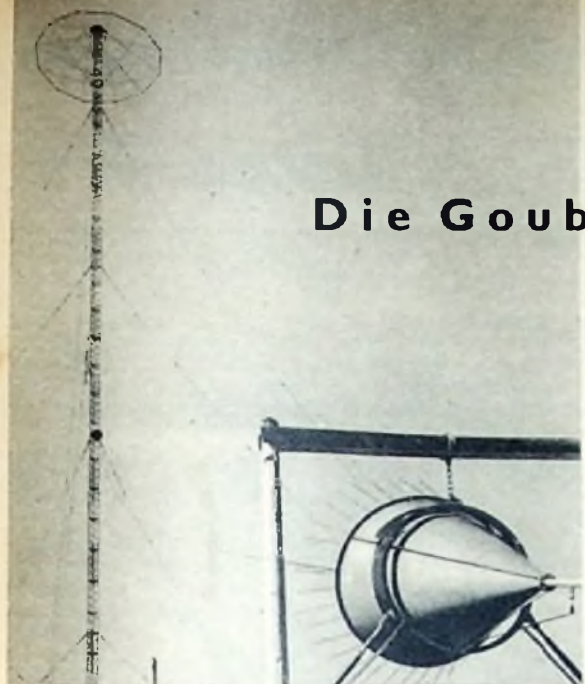


Bild 1 Ankopplung eines Koaxialkabels an eine Goubau-Leitung (UKW-Sender München-Ismaning)

Zu den beiden klassischen Ausführungsformen von Leitungen zur Übertragung hochfrequenter elektromagnetischer Energie, der Zweidrahtleitung oder der Koaxialleitung mit getrenntem Hin- und Rückleiter und dem Hohlleiter hat sich in den letzten Jahren eine weitere Gattung, die Oberflächenwellenleitung, gesellt. Nach ihrem Erfinder, dem aus Deutschland stammenden Physiker Dr. Georg Goubau wird diese Leitungsform auch Goubau-Leitung genannt. Die Fortleitung der Wellen erfolgt bei der Goubau-Leitung entlang eines metallischen Leiters, der von einer dünnen Schicht eines Isoliermaterials umgeben ist. Das Isoliermaterial dient hierbei zur engeren Konzentration des elektromagnetischen Feldes um den Leiter. Da sich nur ein kleiner Teil der Feldenergie innerhalb des Dielektrikums fortpflanzt, der weitaus größte Teil jedoch durch den freien Raum strömt und da diese Fortpflanzung praktisch strahlungsfrei verläuft, hat die Oberflächenwellenleitung eine gegenüber vergleichbaren Koaxialkabeln außerordentlich geringe Dämpfung. Der zylindrische Raum, der von dem wesentlichen Teil der Feldenergie durchsetzt wird (je nach Leiterausführung etwa 4 ... 6 Wellenlängen im Durchmesser), muß frei von metallischen und größeren dielektrischen Gegenständen gehalten werden, da andernfalls eine unerwünschte Abstrahlung oder Reflexion der Wellenenergie entstehen würde. Eine gewisse Sorgfalt ist den Ankopplungseinrichtungen, die den Übergang zwischen der Koaxialleitung und der Goubau-Leitung bilden, zu widmen. Von ihrer Qualität hängt die Ankopplungsdämpfung, d. h. der durch die Ankopplungseinrichtung verursachte Leistungsverlust (je nach Größe der hierfür verwendeten Trichter etwa 0,2 ... 0,8 dB), sowie die Anpassungsqualität der Einrichtung ab. Die üblichen Ankopplungseinrichtungen bestehen im wesentlichen aus einem trichterförmigen Gebilde (Bild 1), das auf den Außenleiter des Koaxialkabels aufgesetzt ist und diesen entsprechend erweitert, während der Innenleiter des Koaxialkabels unmittelbar in den Oberflächenwellenleiter übergeht.

Die Verwertung der auf der Goubauschen Erfindung beruhenden Patente erfolgt für Deutschland durch Rohde & Schwarz. Auf dem kommerziellen Sektor wurden

bis jetzt zwei Anlagen verwirklicht, weitere sind im Bau. Es handelt sich hier durchweg um Verbindungsleitungen zwischen Sender und Antenne.

Die für den Bayerischen Rundfunk in München-Ismaning errichtete Anlage arbeitet im Bereich des Bandes II. Die Leitung wurde in unmittelbarer schräger Abspannung von der Sendeantenne zum Sendehaus geführt; diese Art der Verlegung dürfte wohl überhaupt die günstigste darstellen, da die bei einer Verlegung entlang der Erdoberfläche und anschließend senkrecht parallel zum Mast erforderlichen Leitungsstützen sowie der dann notwendige, eine zusätzliche Dämpfung verursachende 90°-Bogen am Mastfuß fortfallen können. Die Ankopplungstrichter haben einen Öffnungsdurchmesser von etwa 1,5 m und eine Länge von rund 3 m; sie sind, wie aus Bild 1 deutlich erkennbar ist, durch axiale Stäbe zwecks weiterer Verringerung der Dämpfung vergrößert. Um eine gleichmäßige mechanische Spannung der Leitung bei Temperaturschwankungen zu erreichen, ist das senderseitige Leitungsende über eine Umlenkrolle mit einem Spanggewicht verbunden.

Da bei der zweiten Anlage in Hamburg-Moorfleet der Antennenmast des Großsenders gleichzeitig ein Mittel- und ein Langwellenprogramm abstrahlt, mußte hier von einer schrägen Spannung der Oberflächenwellenleitung von der Antenne zum Senderhaus abgesehen werden. Die Leitung, die im Bereich des Bandes IV arbeitet, wurde deshalb in ihrem ersten

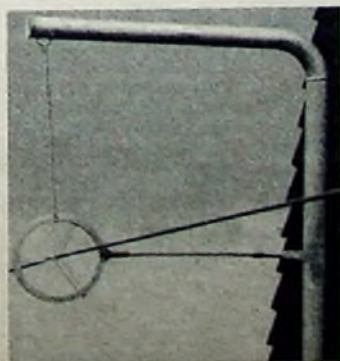
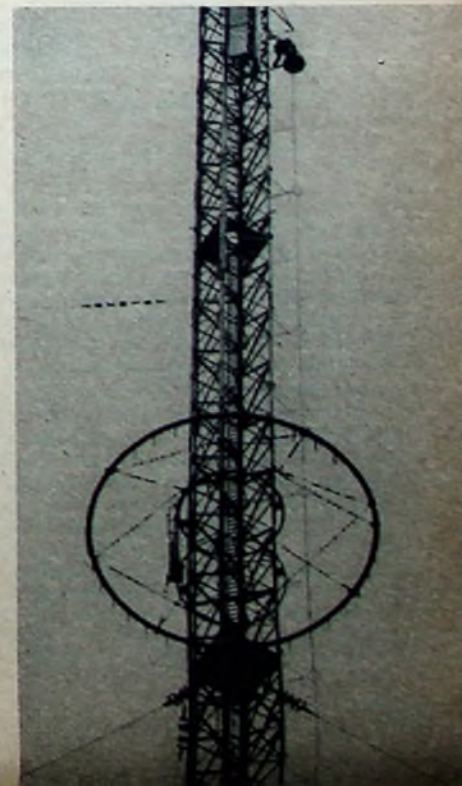


Bild 2 Mastankopplung der Goubau-Leitung (rechts am Mast) beim Band-IV-Sender in Hamburg-Moorfleet

Bild 3. Abspannung der Goubau-Leitung vor einer 90°-Umlenkung am Mastfuß des Senders Hamburg-Moorfleet

Abschnitt parallel zum Erdboden verlegt; nach einem 90°-Umlenkbogen folgt der vertikale Leitungsteil, in den die sogenannte Mastankopplung eingeschaltet ist. Es handelt sich hierbei um eine Parallelführung von zwei Oberflächenleitern über eine Strecke von etwa 10 m, wobei der vom Sender herkommende Leiter nach dem Umlenkbogen noch über die ganze Länge der Mastankopplung etwa parallel zum Mast läuft und anschließend über Isolatoren schräg gegen den Mast gespannt ist. Die vom antennenseitigen Ankopplungstrichter kommende Leitung führt ebenfalls über die Mastankopplungslänge parallel zu dem vom Sender herführenden Leiter und ist anschließend über Isolatoren mit einem Spanggewicht verbunden, das eine stabile Lage des Leitungsstücks sicherstellt. (Im Bild 2 ist an der rechten Mastseite die vom Ankopplungstrichter der Antenne herkommende Leitung bereits verlegt, während die vom Sender herkommende parallele Goubau-Leitung nicht erkennbar ist.) Durch die genannte Anordnung der Mastankopplung ist eine fast verlustlose Übertragung der Band-IV-Energie unter Vermeidung einer galvanischen Kopplung verwirklicht; die Isolationszone der Mittel- und Langwellenspannung wird, wenn man von einer praktisch unbedeutenden Streukapazität absieht, ohne Beeinflussung überbrückt. Diese außerordentlich einfache Möglichkeit zur Darstellung einer Mastankopplung im Vergleich zu den komplizierten Anordnungen, die bei Koaxialkabeln benötigt werden, ist ein weiterer Vorteil der Oberflächenwellenleitung.

Der gleichmäßigen Verlegung des 90°-Umlenkbogens am Mastfuß wurde ganz besondere Sorgfalt gewidmet. Es muß hier im Interesse einer günstigen Wellenübertragung sichergestellt werden, daß die Umlenkung in Form eines entweder idealen oder doch durch ein Vieleck sehr weitgehend angenäherten Viertelkreises erfolgt. Ebenso muß auch auf eine zweckdienliche Ausgestaltung der Leitungsstützen geachtet werden. Durch einen Isolierstoffring relativ großen Durchmessers, in dem der Oberflächenleiter mit Hilfe von Kunststoffseilen eingespannt ist (Bild 3), wird vermieden, daß störende metallische oder auch dielektrische Gegenstände in unmittelbarer Nähe des Leiters gelangen können.



Stabilisiertes Netzanschlußgerät mit Transistoren

Obwohl mit Transistoren bestückte Geräte im allgemeinen mit Batterien betrieben werden, ist für Experimentierzwecke eine aus dem Wechselstromnetz gespeiste, stabilisierte Stromversorgungsquelle sehr zweckmäßig. Für die Stabilisierung wird ein Schaltungsprinzip verwendet¹⁾, das von der üblichen, im Bild 1 dargestellten Methode abweicht. Bei dieser Schaltung liegt parallel zu den Gleichspannungs-Ausgangsklemmen des Gerätes ein Spannungsteiler, an dem man eine der Ausgangsspannung proportionale, einstellbare Spannung, die Regelspannung, abgreift. Diese Regelspannung wird in einem Verstärker mit einer festen Bezugsspannung, die beispielsweise von einer Batterie geliefert

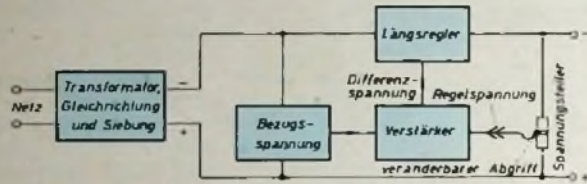


Bild 1. Blockbild der üblichen Stabilisierungsschaltung für Netzanschlußgeräte

werden kann, verglichen, und die sich aus Regelspannung und Bezugsspannung ergebende Differenzspannung steuert den Innenwiderstand des Längsreglers so, daß sich für die Differenzspannung ein Minimalwert ergibt. Die am Spannungsteiler abgegriffene Regelspannung ist dann etwa gleich der festen Bezugsspannung. Die Stabilisierung ist daher bestrebt, die Ausgangsspannung des Gerätes auf diesem Wert festzuhalten.

Die Höhe der stabilisierten Gleichspannung hängt von der Stellung des Abgriffes am Spannungsteiler ab. Da die am Spannungsteiler abgegriffene Regelspannung aber durch die Stabilisierung stets etwa auf den Wert der festen Bezugsspannung gebracht wird, muß die Regelspannung im Verhältnis zur Ausgangsspannung um so kleiner gemacht werden, je größer die Ausgangsspannung sein soll. Steht der Abgriff des Spannungsteilers im Bild 1 in seiner oberen Stellung, so ist die Ausgangsspannung etwa gleich der Bezugsspannung. Je mehr man den Abgriff nach unten verschiebt, um so niedriger wird die abgegriffene Spannung und um so höher daher die Ausgangsspannung.

Diese Art der Gewinnung der Regelspannung führt zu einer Stabilisierung, die um so unvollkommener arbeitet, je weiter der Schleifer des Spannungsteilers nach unten verschoben wird, je größer also die Ausgangsspannung ist. Etwaige Schwankungen der Ausgangsspannung bei Belastungsänderungen werden zwar unabhängig von der Schleiferstellung mit gleichbleibendem prozentualem Anteil auf die Regelspannung übertragen, jedoch verringern sich die absoluten Schwankungen der Regelspannung

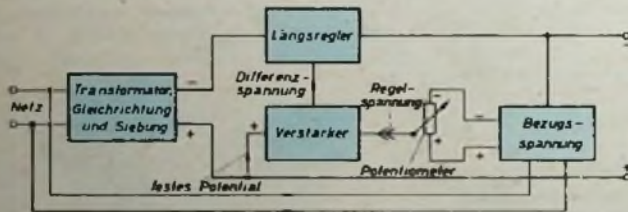


Bild 2. Schema der verbesserten Stabilisierungsschaltung

um so mehr, je niedriger die Regelspannung im Verhältnis zur Ausgangsspannung ist. Höhere Ausgangsspannungen sind deshalb schlechter stabilisiert und haben bei Belastungsänderungen stärkere absolute Schwankungen als kleine Ausgangsspannungen. Das gleiche gilt auch für die durch die Brummspannung hervorgerufenen schnellen Schwankungen der Ausgangsspannung. Die absolute Brummspannung nimmt mit höher werdender Ausgangsspannung zu.

Dieser Nachteil läßt sich beseitigen, wenn man immer die gesamte Ausgangsspannung als Regelspannung benutzt (Bild 2). Der negative Pol der Bezugsspannung, die hier durch Gleichrichtung und Siebung aus dem Netz gewonnen wird, ist unmittelbar mit dem negativen Pol der Ausgangsspannung verbunden, während ihr positiver Pol frei bleibt. Daher macht die Bezugsspannung alle Veränderungen und Schwankungen der Ausgangsspannung um den vollen Betrag mit. Parallel zur Bezugsspannung liegt ein Potentiometer, dessen Abgriff mit dem einen Eingang des Verstärkers verbunden ist, während der zweite Ver-

stärkereingang an den positiven Pol der Ausgangsspannung führt. Auch hier versucht die Stabilisierungsschaltung, die Spannungen an den beiden Verstärkereingängen auf gleiche Werte zu bringen. Dieser Fall tritt ein, wenn die mit dem Schleifer am Potentiometer abgegriffene Teilspannung der Bezugsspannung die gleiche Höhe hat wie die Ausgangsspannung, weil dann der Schleifer des Potentiometers und der Pluspol der Ausgangsspannung gleiches Potential haben. Jede Schwankung oder Welligkeit der Ausgangsspannung überträgt sich aber auch jetzt voll auf die dem Verstärker zugeführte Regelspannung, gleichgültig in welcher Stellung der Schleifer steht, da die gesamte Bezugsspannung den Schwankungen folgt. Die gewünschte Ausgangsspannung läßt sich mit dem Potentiometer einstellen.

Nach diesem Verfahren wurde ein Netzanschlußgerät entworfen, dessen Ausgangsspannung sich von 3...25 V regeln läßt. Die Spannungsänderung zwischen Leerlauf und Vollast (500 mA) ist maximal 0,5% und die Brummspannung 20 mV. Die vollständige Schaltung des Gerätes zeigt Bild 3. Die von vier Dioden in Brückenschaltung gleichgerichtete Spannung des Netztransformators Tr 1 wird durch die Kondensatoren C 1 und C 4 geglättet. Zwischen diesen beiden Kondensatoren liegt der als Regler arbeitende Leistungstransistor T 4, dessen Kollektor-Emitterstrecke als veränderbarer Längswiderstand wirkt und durch die Spannung an der Basis gesteuert wird.

Die Bezugsspannung, die der Netztransformator Tr 2 in Verbindung mit dem Gleichrichter G 2 und dem Siebkondensator C 3 liefert, wird am Potentiometer R 5 abgegriffen, das so die Einstellung der gewünschten Ausgangsspannung ermöglicht, die ja

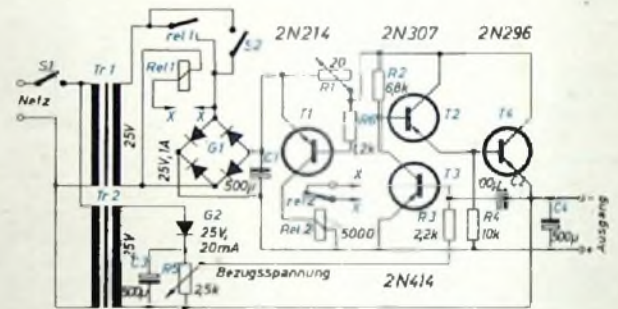


Bild 3. Schaltbild des Netzanschlußgerätes mit der verbesserten Stabilisierungsschaltung

stets gleich der Bezugsspannung ist. Der Minuspol der Bezugsspannung liegt unmittelbar am Minuspol des Ausgangs, während der Schleifer von R 5 am Eingang des Verstärkers, nämlich an der Basis des Transistors T 3, liegt, dessen anderer Eingang, der Emitter von T 3, mit dem Pluspol des Ausgangs verbunden ist. Der Kondensator C 2 überträgt alle Schwankungen und Welligkeiten der Ausgangsspannung auf den Verstärker. Der Kollektor von T 3 ist mit der Basis einer zweiten Verstärkerstufe (T 2) gleichstromgekoppelt, die in Kollektorschaltung arbeitet und über ihren Emitter den Regeltransistor T 4 steuert.

Da die Bezugsspannung aus dem Netz gewonnen wird, hat das Gerät keine Kompensation gegen Netzspannungsschwankungen. Eine derartige Kompensation läßt sich aber sehr leicht dadurch erreichen, daß man die Bezugsspannung durch eine Zenerdiode zusätzlich stabilisiert.

Der dem Gerät entnommene Gleichstrom durchfließt den veränderbaren Widerstand R 1. Die dabei an R 1 abfallende, diesem Strom proportionale Spannung steuert den Transistor T 1, dessen Kollektorstrom das Relais Rel 2 durchfließt. Wenn die Spannung an R 1 einen bestimmten Wert erreicht, zieht Rel 2 an und öffnet seinen Ruhekontakt rel 2. Dieser Kontakt liegt im Haltekreis des Relais Rel 1, das beim Öffnen von rel 2 abfällt, so daß sich der Kontakt rel 1 öffnet und die Verbindung zwischen Tr 1 und dem Brückengleichrichter G 1 unterbrochen wird. Der Kontakt rel 1 läßt sich durch S 2 überbrücken. Die Stromstärke, bei der Rel 2 an R 1 abfallen, kann durch R 1 beliebig gewählt werden; beim Maximalwert von R 1 ist dieser Strom 10 mA.

Der als regelbarer Längswiderstand wirkende Leistungstransistor T 4 muß einerseits die dem Gerät maximal zu entnehmende Stromstärke von 500 mA verarbeiten und andererseits bei heruntergeregelter Ausgangsspannung des Gerätes eine Verlustleistung aufnehmen können, die gleich dem Produkt aus der entnommenen Stromstärke und der Differenz von Maximalspannung des Gerätes (25 V) und eingestellter Spannung ist. Da diese Verlustleistung große Werte annehmen kann, muß man für eine gute Wärmeableitung des Transistors T 4 sorgen.

Dr. F.

1) Vogelsang, P. J.: Transistor-regulated power supply. Electronics Wld. Bd. 61 (1959) Nr. 6, S. 60

Eine Betrachtung zur Multiband-Antennenfrage

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 16, S. 600

VK 2 AOU-Dreiband-Elemente

Eingangs wurde ausgeführt, daß die dritte harmonische Resonanzstelle des einfachen geraden Dipols erst bei der fünften Oberwelle auftritt. Der Verfasser suchte nach Wegen, um eine dritte Resonanzstelle so nahe bei den schon vorhandenen Resonanzstellen zu erhalten, daß drei Resonanzen innerhalb eines 1:2-Frequenzbereiches liegen. Der übliche geschlossene Schwingkreis hat eine Resonanzstelle; der Multibandkreis (Multiband-Tank) mit seinen zwei Kapazitäten und zwei Induktivitäten hat immer zwei Resonanzen. Nun lag der Gedanke nahe, zum Erreichen von drei Resonanzstellen drei Spulen und drei Kondensatoren zu verwenden, die jedoch so angeordnet werden, daß die sechs Bauelemente auch für sich allein zur Wirkung kommen. Diese Forderung konnte mit zwei Anordnungen erfüllt werden:

- 1 a) Zu zwei parallelliegenden Serienschwingkreisen wird nach Bild 9a ein Parallelschwingkreis parallelgeschaltet.
- 2 a) Zu zwei in Serie liegenden Parallelschwingkreisen wird nach Bild 10a ein Serienschwingkreis parallelgeschaltet.

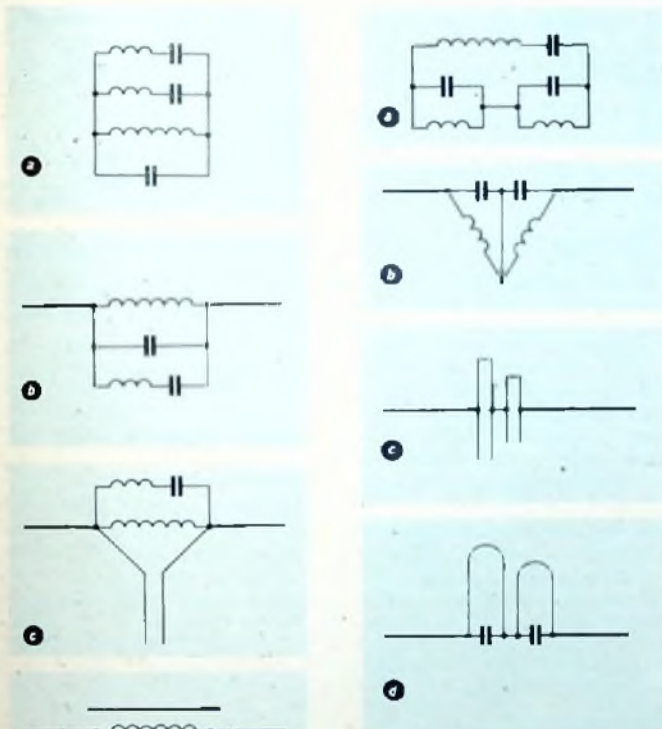


Bild 10. Dreiband-Kreise nach VK 2 AOU; a) zwei in Serie liegende Parallelschwingkreise mit parallelgeschalteten Serienschwingkreis; b...d) elektrisch gleichwertige Anordnungen. Wie im Bild 9 sind weder die Dipalhälften noch die Kreise allein auf die Arbeitsfrequenz abgestimmt, sondern die Kombination aller Schallelemente

Bild 9. Dreiband-Kreise nach VK 2 AOU; a) zwei parallelliegende Serienschwingkreise mit einem parallelgeschalteten Parallelschwingkreis; b) Ersatz eines Serienschwingkreises durch einen Dipol; c) der Kondensator des Parallelschwingkreises ist durch einen offenen Stub ersetzt; d) der eine Serienschwingkreis läßt sich durch einen zusätzlichen Dipol ersetzen; e) elektrisch gleichwertige Anordnung, bestehend aus Dipol, Twin-Boom und parallelgeschaltetem Serienschwingkreis; f) auch diese Anordnung aus Dipol, Bügel und Kondensatoren ist elektrisch den anderen (a...e) äquivalent

Jede dieser Anordnungen hat drei Resonanzstellen, die sich durch die Wahl der Größe der Schallelemente über weite Frequenzbereiche verschieben lassen, wie man leicht mit dem GDO nachweisen kann. In beiden Schaltungen läßt sich in einem Falle der einzige Serienschwingkreis, im anderen Falle einer der Serienschwingkreise durch einen Dipol (beziehungsweise durch zwei Dipolhälften) ersetzen. Man kommt dann zu folgenden Dreiband-Dipolschaltungen:

- 1 b) Dipol mit in der Mitte eingefügtem Parallelschwingkreis und zu diesem Kreis parallelliegendem Serienschwingkreis (Bild 9b).
- 2 b) Dipol mit zwei in der Mitte eingefügten, in Serie liegenden Parallelschwingkreisen (Bild 10b).

Beide Anordnungen ergeben als Antenne bei gleichen Dipolabmessungen und gleichen drei Betriebsfrequenzen gleichwertige Resultate. Durchaus möglich ist es, die Antenne so abzustimmen, daß die drei Amateurbander 14, 21 und 28 MHz - also innerhalb eines Gesamtfrequenzbereiches von 1:2 - erfaßt werden. Es läßt sich aber auch eine völlig andere Kombination von Resonanzen erreichen. Beispielsweise ist ein Dipol für 64, 102 und 195 MHz ebenfalls leicht herstellbar (Bild 11), wobei dann das Fernsehband I, der FM-Bereich und das Fernsehband III bestrichen werden. Außer diesen beiden erprobten Ausführungen gibt es eine Vielzahl der möglichen Kombinationen.

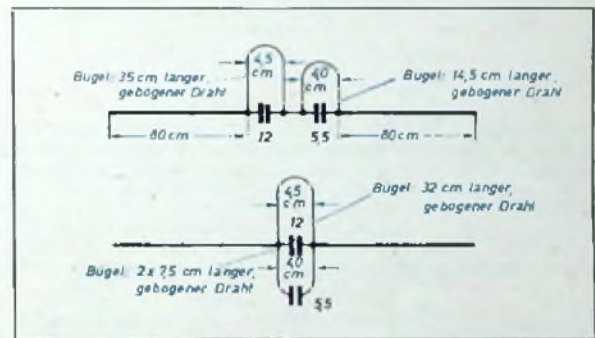


Bild 11. Zwei Beispiele eines als Element für eine Dreiband-Yagi-Antenne verwendeten UKW-Dreiband-Dipols; Resonanzen in beiden Fällen 64 MHz (FS-Band I), 102 MHz (UKW-Rundfunk), 195 MHz (FS-Band III)

Will man nun keine konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten verwenden, dann sind diese auch durch Leitungstücke mit geeigneten Abmessungen zu ersetzen. Hierbei können die Induktivitäten irgendeiner der zum Teil schon genannten Bauformen des geschlossenen Stubs sein und die Kapazitäten eine Bauform des offenen Stubs sein. Dabei verliert man einerseits allerdings den Vorteil, daß die zum Beispiel im Bild 10b gezeigte Anordnung keine weiteren Resonanzen als die drei gewählten aufweist. Diese Anordnung ist frei von Harmonischen, und die gewünschten Resonanzen brauchen frequenzmäßig nicht in einem harmonischen Verhältnis zueinander zu stehen. Andererseits ist es so aber auch möglich, eine gewünschte vierte Resonanzstelle (vielleicht in einem weiteren Amateurband bei etwa 50 oder 60 MHz) zu erhalten. Wählt man nach Bild 9c einen offenen Stub in Form einer Bandleitung, um den Kondensator des Parallelschwingkreises zu ersetzen, dann kann man dieses Kabel mehr oder weniger stark mit dem Dipol selbst oder mit dessen in der Mitte eingeführter Induktivität koppeln. Hierbei ergibt sich gleichzeitig durch die verteilten L- und C-Werte des Kabels und des Dipols eine kapazitive und induktive Kopplung. Diese gegenseitige Kopplung macht es möglich, eine Induktivität und eine Kapazität einzusparen. Man kann u. a. einen $\lambda/2$ -Dipol für 21 MHz mit einer Spule in der Mitte versehen und zu dieser parallel einen offenen Stub legen, der dicht entlang dem einen Dipolarm geführt wird, wie es bereits im Heft 16, S. 600, im Bild 8 gezeigt wurde. Es ergeben sich dann Resonanzstellen bei etwa 14 MHz, 22 MHz, 30 MHz und 57 MHz. Besonders die beiden höherfrequenten Resonanzen werden sehr stark verschoben, wenn man die gegenseitige Kopplung zwischen Stub und Dipol verändert; hängt der Stub senkrecht zum Dipol herunter, dann kann zum Beispiel die 30-MHz-Resonanzstelle völlig verschwinden. Minde-

stens drei Resonanzen, die nicht in harmonischer Beziehung zueinander zu stehen brauchen, lassen sich so innerhalb eines engen Frequenzbereiches einstellen. Eine solche Untersuchung erklärt auch die im Schrifttum genannten, dort aber vielfach falsch beschriebenen Anordnungen und ihre eigentliche Wirkungsweise. Die Ergebnisse einer schrittweisen Umwandlung vom Ersatzschaltbild mit drei kombinierten Schwingkreisen zu einer Dipolanordnung mit vielfachen Resonanzstellen kann auch mit dem GDO in jedem Fall leicht nachgeprüft werden.

Der Verfasser verwendet seit einigen Jahren einen Drei-Element-Yagi-Drehrichtstrahler (Bild 12), der mit solchen Dreiband-Elementen ausgestattet ist, wobei sich die Methode mit den zwei in

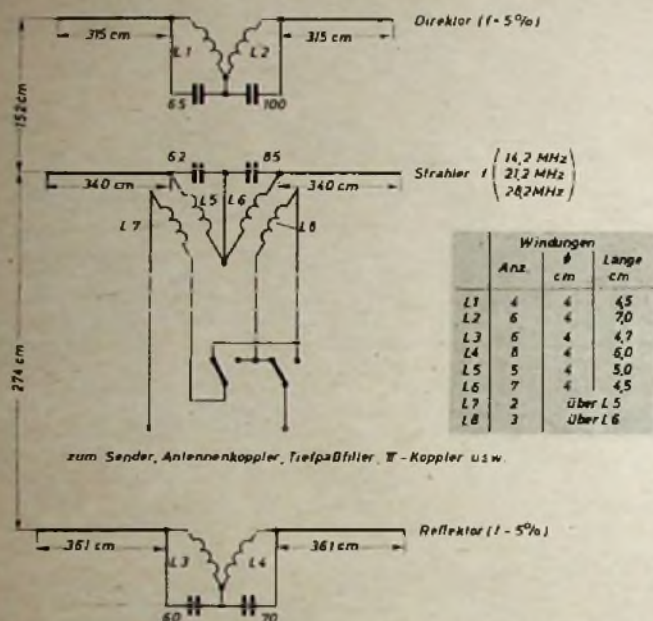


Bild 12. Dreiband-Beam für 14, 21 und 28 MHz mit LC-Abstimmung nach VK 2 AOU. Die angegebenen Spulen- und Kondensatorgrößen sind nur Richtwerte, die einen Grob- und Feinabgleich erfordern. Als Zuleitungslängen zu den Spulen sind etwa 5 cm zu wählen, zu den Kondensatoren etwa 10 cm. Die Windungen für die Kopplungsspulen treffen für 50...70-Ohm-Speiseleitungen zu. Etwa die doppelte Windungszahl ist für 300-Ohm-Speiseleitungen passend. Der Strahler kann auch als einfacher Dipol mit abgestimmter Speiseleitung betrieben werden, wobei die Spulen und Kondensatoren entfallen, jedoch ist dann ein Antennenkoppler erforderlich

Serie liegenden Parallelschwingkreisen gut für 14, 21 und 28 MHz bewährt hat. Probeweise wurde auch eine solche Rundfunk- und Fernsehantenne aufgebaut, die in keiner Weise anderen Anordnungen mit ähnlichen Abmessungen unterlegen war. Diese Aufbauart schließt auch die Möglichkeiten ein, die die sogenannten Vest-Pocket- oder Mini-Beam-Antennen so populär gemacht haben. Man wählt den Dipol so, daß seine Länge etwas kürzer als $\lambda/2$ der längsten Betriebswellenlänge oder etwas länger als $\lambda/4$ dieser Wellenlänge ist. Wird der Dipol zu kurz gewählt, dann kann es vorkommen, daß die Resonanzstelle mit der niedrigsten Resonanzfrequenz ausfällt.

Das Prinzip der LC-Mehrband-Abstimmung läßt sich auf viele Antennenarten anwenden. Lineare Drahtantennen, Cubical-Quad-Antennen, Yagi-Richtstrahler (mit beliebiger Anzahl von Direktoren und Reflektoren), Vertikalantennen usw. sind auf diese Art abzuwandeln und für Mehrband-Betrieb einzurichten. Besonders sei hervorgehoben, daß keiner der eingefügten Abstimmkreise und auch nicht die Dipolhälften auf die jeweils gewünschten und erreichten Arbeitsfrequenzen abgestimmt werden müssen. Bezüglich der Abstimmung und der erhaltenen Resonanzstellen spielt es innerhalb weiter Grenzen keine Rolle, wie lang die geraden Dipolhälften sind und wie weit sie durch die eingefügten Schaltelemente ergänzt werden. Ebenso hat es für die meistens gewünschten drei Resonanzstellen keine Bedeutung, ob man Spulen oder eine andere Form als Induktivität wählt; das gilt gleichermaßen für die Kapazitäten, für die an Stelle von Kondensatoren auch offene Kabelstücke gleicher Kapazität benutzt werden können. Durch lange Stubs oder dergleichen können lediglich weitere Resonanzstellen hinzukommen.

Dreiband-Beam mit LC-Abstimmung nach VK 2 AOU

Allgemeine Eigenschaften

Wenn man von dem Umstand absieht, daß die Antenne auf drei Frequenzen zugleich anspricht, unterscheidet sich die hier beschriebene Anordnung in den wesentlichsten Eigenschaften kaum von dem üblichen Dipol oder von einer Antenne mit mehreren Dipolen. Der Wirkungsgrad ist um so besser, je mehr die Rohr-

länge dem Halbwelldipol entspricht. Bei Yagi-Antennen mit mehreren Elementen liegt wiederum die Abstimmung für den Reflektor und für die Direktoren für die beste Vorwärtsstrahlung nicht da, wo man das beste Vor-Rückverhältnis erhält. Es muß also ein Kompromiß geschlossen werden, wenn man sich nicht für eine der zwei extremen Einstellungen entscheiden will. Die Wirkung der Antenne ist wie üblich um so besser, je höher und je freier sie aufgestellt ist. Benachbarte Leiter bewirken eine mehr oder weniger große Verstimmung und damit eine Änderung des Stehwellenverhältnisses. Wurde die Antenne bequemlichkeitshalber in Bodennähe abgestimmt, dann wird sie nach dem Anbringen auf einen höheren Mast oder Turm höhere Resonanzfrequenzen aufweisen, da dort die Elemente gegen Erde und Umgebung eine verminderte Kapazität haben. Diese Verstimmung kann bei 14 MHz etwa 300 kHz ausmachen, wenn die Antenne in 2 m Höhe erst abgestimmt und dann 15 m hoch aufgestellt wird. Erfordert eine Einband-Antenne schon sorgfältiges Abgleichen auf maximale Vorwärtsstrahlung und optimales Vor-Rückverhältnis, dann sind bei einer Dreiband-Antenne eben alle drei Resonanzen mit gleicher Sorgfalt zu behandeln. Mitnahmeerscheinungen erschweren dabei etwas die Arbeit, wenn man gewiß sein will, in jedem Falle die optimalen Verhältnisse erreicht zu haben.

Vorabgleich

Aus vorstehenden Ausführungen geht hervor, daß ein Vorabgleich am besten mit dem GDO erfolgt, der bequem bei den Induktivitäten eingekoppelt werden kann. Der Fall mit zwei Parallelschwingkreisen in Serie zwischen den Dipolhälften sei näher betrachtet.

Ein Vergrößern des LC-Verhältnisses rückt die Resonanzen weiter auseinander. Größere L- oder C-Werte setzen die Resonanzfrequenzen herab; ebenso wirkt auch eine Verlängerung des Dipoles.

Die größere Spule beeinflusst hauptsächlich die tiefste Resonanzfrequenz. Die mittlere Resonanzfrequenz wird besonders von der größeren Kapazität bestimmt, die parallel zur größeren Spule liegt. Beide Resonanzfrequenzen werden am besten zugleich beobachtet und abgeglichen.

Die kleinere Spule des zweiten Parallelkreises bestimmt ebenfalls die mittlere Resonanzfrequenz und in geringem Maße die höhere Resonanzfrequenz. Die kleinere Kapazität, die parallel zur kleineren Spule liegt, bestimmt hauptsächlich die höhere Resonanzfrequenz. Wieder werden die mittlere und die höhere Resonanz zugleich abgestimmt, wobei nun darauf zu achten ist, daß man die zuvor eingestellte tiefe Resonanzstelle und die mittlere Resonanzstelle nicht zu sehr verstimmt, da sonst eine schrittweise Nachstellung auch der größeren Spule und der größeren Kapazität nötig ist. Mit einem geeichten GDO, der möglichst alle drei Resonanzstellen in einem Bereich erfaßt, ist dieser Vorabgleich recht schnell durchzuführen.

Die ersten Versuchsspulen sind zweckmäßigerweise aus leicht biegbarem Draht zu wickeln; die Spulen sind dann gegebenenfalls schnell zu ändern. Sie können später, wenn man die richtigen Abmessungen gefunden hat, durch 4 mm dicken Draht oder durch dünnes Rohr ersetzt werden. Ebenso lassen sich anfänglich Drehkondensatoren verwenden, die man dann durch Festkondensatoren mit parallelschalteten Trimmern ersetzt, sofern nicht der Kapazität entsprechende, auf richtige Länge geschnittene Kabelstücke benutzt werden sollen.

Feinabgleich

Vor und auch hinter der Antenne ordnet man je einen Versuchsdipol mit Kristalldiode und mA-Meter in einer solchen Entfernung an, daß gemäß der Empfindlichkeit dieser beiden Feldstärkeanzeigen, der verfügbaren Senderleistung und den örtlichen Verhältnissen gerade Vollausschlag auftritt. Die Leitungen, in denen die Meßgleichströme fließen, sollte man bis zur Mitte der Antenne führen. Dort sind die Anzeigeinstrumente für die Vorwärts- und die Rückwärtsstrahlung so anzubringen, daß man sie beide gut beobachten kann, wenn Abstimmänderungen vorgenommen werden.

Bei Antennen, die mehrere LC-abgestimmte Elemente haben, beginnt man den Feinabgleich mit dem Strahler; dann folgt der besonders kritische Reflektor und schließlich der Direktor. Der Vorabgleich mit dem GDO wird durchaus zufriedenstellend für die Strahler- und Direktorabstimmung ausfallen, doch dürfte der weitaus kritischere Reflektorabgleich nur mit dem Feldstärkeanzeiger gut und schnell gelingen.

Durchaus möglich ist es, daß man den zwar kürzeren Direktor (kann auch gleiche Dipollänge wie die anderen Elemente haben) versehentlich auf die eine oder andere Reflektorfrequenz abstimmt. Dadurch wird dann die Abstrahlwirkung stark vermindert oder die Hauptabstrahlung kann nach rückwärts gehen. Gleiches gilt umgekehrt für den Reflektor. Man könnte entsprechend also auch eine Antenne bauen, bei der sich durch ein-

faches Umschalten einer Kapazität die Strahlungsrichtung um 180° ändern läßt.

Der Verfasser führte den Vorabgleich mit dem GDO so durch, daß der Dreielement-Dreiband-Beam etwa 1,5 m hoch auf einer Leiter montiert wurde. Der Feinabgleich erfolgte in 3 m Höhe über der Erde. Dabei wurden die Frequenzen etwa 250 kHz tiefer als eigentlich gewünscht gewählt, um die geringere Kapazität auszugleichen, die beim Anbringen des Beams in 14 m Masthöhe auftritt.

Als Feldstärkeanzeiger diente erstens ein 2 m langer Faltdipol mit einem 1-mA-Instrument. Dieser Dipol wurde nur 2 m hinter dem Reflektor angebracht. Etwa 20 m vor der Antenne (auf der anderen Seite des Hauses) war der andere Empfangsdipol im Vorgarten aufgestellt; für 15-m- und 20-m-Wellenlänge wurden zur Abstimmung auf die Sendewellenlänge Verlängerungsstücke eingefügt. Ein Kabel führte von der Germaniumdiode am Dipol auf der Erde entlang zum 50- μ A-Meter, das in Antennennähe aufgestellt war. Ein Drehwiderstand parallel zum Instrument diente zur Einstellung der richtigen Empfindlichkeit.

Ganz ähnlich erfolgt die Abstimmung, wenn man an Stelle der Spulen Stubs oder ähnliche Anordnungen und statt der Kondensatoren Kabelstücke verwendet. Letztere sind allerdings nicht leicht zu verlängern, doch könnte man eine Verlängerung auch mittels Kondensatoren kleiner Kapazität erreichen, wenn einmal ein Kabelstück etwas zu weit abgeschnitten wurde.

Die Speisung

Im letzten Jahr sind verschiedene Methoden zur Speisung des Strahlers eines Dreiband-Beams bekanntgeworden. Dabei ist zu bedenken, daß ein Anschlußpunkt für die Speiseleitung stets nur genau für eine Frequenz passen wird, für die beiden anderen Fälle sind Kompromisse in Kauf zu nehmen. Drei getrennte „Gamma-Match“-Bügel mit verschiedener Bügellänge und koaxialen Kapazitäten sind eine Möglichkeit. Auch drei nur in der Mitte verbundene Dipole, die dicht nebeneinander parallel liegen, lassen sich als Strahler verwenden. Hierbei ist ebenfalls eine koaxiale Speiseleitung verwendbar. Ferner kann man als weitere Möglichkeit den Strahler als nicht LC-abgestimmt ausführen, wobei zweckmäßigerweise dann die Abstimmung des Dipols mit einem Antennenkoppler und einer angepaßten Speiseleitung erfolgt. Diese Speiseleitung kann eine offene Parallel-drahtleitung oder ein 300-Ohm-Flachkabel oder ein Koaxialkabel sein. Flachkabel, wie es für FS-Empfangsantennen verwendet

wird, reicht noch für Sender mit 150 W Eingangsleistung aus; gleiches gilt für alle Empfangszwecke. Noch verlustärmer ist eine offene Speiseleitung aus 2 mm dicken Kupferdrähten mit etwa 5 cm gegenseitigem Abstand, die man ebenfalls (mindestens für Senderzwecke) über einen abstimmbaren Antennenkoppler anschalten sollte.

Eine andere Möglichkeit, bei der man das Stehwellenverhältnis vermindern kann, ist die, daß man statt der aus Spulen bestehenden Induktivitäten Rohrbügel verwendet (zum Beispiel einen Twin-Boom). Die Einspeisung wird entlang dem Bügel so lange verschoben, bis ein Speisepunkt gefunden ist, der für alle drei Frequenzen einen Kompromiß darstellt, bei dem das Stehwellenverhältnis für alle drei Arbeitsbereiche mäßig oder klein ist.

Schließlich sei noch auf die induktive Kopplung der Speiseleitung mit den Abstimmungsspulen des LC-abgestimmten Strahlers hingewiesen. Wie im Bild 12 werden dazu zwei Kopplungsspulen, deren Windungszahl sich nach der Speiseleitungskabel-Impedanz richtet, mit den Kreisspulen eng gekoppelt. Zwei Spulen sind erforderlich, da sonst nicht alle drei Resonanzstellen erfaßt werden können. Wie beim Vorabgleich, so koppelt man die Senderenergie der tiefsten und mittleren Resonanzfrequenz nur bei der größeren und für die mittlere und höhere Resonanzfrequenz nur bei der kleineren Spule ein. Man erreicht einen besonders hohen Kopplungswirkungsgrad, wenn die beiden Kopplungsspulen in Serie geschaltet sind oder wenn man die vier Kabelenden so kombiniert, daß sich die Ströme phasengerecht addieren. Dabei ist aber zu bedenken, daß die Kabelenden nur gleichphasige Ströme bei der tiefen und der höheren Frequenz führen und daß die Kabelenden der einen Speiseleitung zu vertauschen sind, wenn man auf der mittleren Frequenz arbeiten will.

Einige Hinweise für den praktischen Aufbau
Oft wird behauptet, daß Antennen mit Spulen schlechten Wirkungsgrad haben, da in der Spule große Verluste entstehen. Viele Vergleichssendungen mit anderen Stationen und die Erfolge bei DX-Wettbewerben scheinen das jedoch nicht zu bestätigen. Es konnte auch keine irgendwelche Verluste beweisende Erwärmung bei ausreichend bemessenen Spulen (4 mm Cu) beobachtet werden.

Von manchem wird die mechanische Instabilität der Spulen bemängelt. Spulen mit 4...5 cm Durchmesser aus 4...6 mm dickem

TELEFUNKEN

DGM 13-14

Zweistrahlröhre für Meß-Oszillographen

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften mit genauen technischen Angaben.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM · DONAU

Eine Enzyklopädie der Hochfrequenz-

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER



BAND I-V mit über 3800 Seiten und über 3200 Bildern

Gesamtpreis nur 89,30 DM

alle 5 Bände, auch einzeln, sofort lieferbar

I.-III. Band je DM 15,—

Herausgeber: CURT RINT

IV. Band DM 17,50

Herausgeber: KURT KRETZER

V. Band DM 26,80

Herausgeber: WERNER W. DIEFENBACH und KURT KRETZER

Einer Autoren-gemeinschaft von 63 Kapazitäten und Spezialisten

verdankt das HANDBUCH seinen hohen Wert für Studium und Praxis

Mitarbeiter:

Dipl.-Ing. W. Anacker

Dr. rer. nat. H. Awender

Dr.-Ing. W. Berndt

Obering. H. Brungsberg

G. Buchmann

Obering. Clausing

Ing. J. Czech

Dr.-Ing. K.-H. Deutsch

Dr.-Ing. W. Dillenburger

Dipl.-Ing. B. Donati

Oberpostrat. D. Dipl.-Ing.
Ferd. Eppen

Dr. phil. nat. H. Etzold

Dr. phil. V. Fetzer

Dr. phil. F. A. Fischer

Dipl.-Ing. H. Friedrich

Dr.-Ing. H.-G. Frühling

Dipl.-Ing. H.-J. Fründt

Dipl.-Ing. E. Ginsberg

Dipl.-Ing. D. Gravenhorst

Dipl.-Phys. Th. Grünwald

Dr. J. Harmans

Dr. J. Hausen

Dr.-Ing. Henkler

Dr.-Ing. D. Hopf

Dr. W. Hüter †

Obering. A. Jänicke

Dr.-Ing. H. Jungfer

Dr. W. Keibel

Postrat Dr.-Ing.
Wilhelm Klein

Obering. K. Kretzer

Dr. R. Kretzmann

Dr.-Ing. J. Kunte

H. Lennartz

Dr. Lippert

Ing. W. Möbus

C. Möller

Privatdoz. Dr. H. G. Müller

Dr. H.-G. Nöller

Dr. L. Oertel

Dr.-Ing. F. M. Pelz

Obering. H. Petzoldt

E. Piegras

Dipl.-Ing. A. Rihaczek

Dipl.-Ing. F. Rinck

C. Rint

Dr. phil. Roeschen

Obering. W. Roth

Dipl.-Ing. K. Sann

Dr. J. Schloemilch †

Prof. Dr. K. Seiler

Dipl.-Ing. K. Sobotta

Dr.-Ing. J. Sommer

Dipl.-Ing. W. Sparbier

Dr. Dipl.-Ing. F. Steiner

Dipl.-Ing. H. Stoll

Dr.-Ing. H. Viehmann

J. Vith

Dipl.-Ing. Weißbach

Ing. G. Weitner

Dipl.-Ing. O. Wiegand

Prof. Dr.-Ing. F. Winckel

Dipl.-Ing. F. Zimmermann

Prof. Dr. O. Zinke

und andere Autoren

Gesamtauflage über **200 000** Exemplare!

Das HANDBUCH erhalten Sie in allen guten Buchhandlungen im Inland und Ausland

SPEZIALPROSPEKTE AUF ANFORDERUNG

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

und Elektrotechnik

Die Bände I-IV enthalten wertvolle Beiträge aus dem Gesamtgebiet dieser weitverzweigten Disziplin, ergänzt durch die wichtigsten Formeln, Tabellen, Schaltschemas und sonstigen notwendigen Berechnungsgrundlagen.

Das blaue Wunder

Band V ist ein Fachwörterbuch mit annähernd 7000 Fachwörtern und ihren Definitionen, mit Hinweisen auf ausführliche Beiträge in den Bänden I-III.

Das Werk wird in weiteren Bänden fortgesetzt. Es ist damit

stets auf dem neuesten Stand der Technik

So urteilen Besitzer dieser wertvollen **HANDBUCH-REIHE**:

„Wenn wir in unserem Großbetrieb vom „blauen Wunder“ sprechen, so meinen wir die 5 Bände des **HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER**. Sie sind Ihnen großartig gelungen und bedeuten für uns Techniker und Ingenieure geradewegs das tägliche Brot.“
H. K. in B.

„Meine Anerkennung kann ich nur nochmals bestätigen. Es vergeht kein Tag, an dem ich nicht die Handbücher in irgendeiner Weise benötige. Ihnen ist damit wirklich ein glänzendes, praktisch umfassendes Werk gelungen.“
H. St. in D.

„Das Handbuch (Band I-V) ist uns allen ein treuer Helfer bei unserem Studium und wir begrüßen vor allem das Erscheinen des V. Bandes als Fachwörterbuch. Es ist die gelungene Ergänzung und Zusammenfassung der ersten vier Bände.“
H. St. in D.

„Das Werk hat mir während der letzten Semester meines Studiums wertvolle Dienste geleistet.“
H. M. in W.

„Ich bin über die Reichhaltigkeit des Materials sowie über die knappe und trotzdem volle Aufklärung gebende Art der Behandlung der einzelnen Gebiete erstaunt.“
Ing. F. E. R. in O.

„Das Handbuch von Obering. Kurt Kretzer ist ausgezeichnet. Ich gratuliere Ihnen zu dieser Idee!“
Dr. phil. E. S. in B.

„Die Herausgabe des II. Bandes erachte ich als eine sehr glückliche Sache, die viel Licht in manches bisher Dunkle wirft und auch Starkstromtechnikern wie mir das Eindringen in die Hochfrequenz schmackhaft machte.“
Dr.-Ing. G. B. in B.

WEITERE WERTVOLLE FACHLITERATUR

FACHBÜCHER

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN

484 Seiten · 390 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 34,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN

336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 17,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN

224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 17,50 DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 18,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

von J. CZECH

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen

Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke

von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · 536 Formeln

48 Rechenbeispiele · 97 durchgerechnete Aufgaben · Ganzleinen 34,— DM

Verstärkerpraxis

von WERNER W. DIEFENBACH

127 Seiten · 147 Bilder · Ganzleinen 12,50 DM

Dezimeterwellen-Praxis

von HELMUT SCHWEITZER

126 Seiten · 145 Bilder · Ganzleinen 12,50 DM

Kompodium der Photographie

I. Band: Die Grundlagen der Photographie

Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage

von Dr. EDWIN MUTTER

358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 26,— DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch · Deutsch · Französisch

von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU

664 Seiten · Ganzleinen 37,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung

Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg

224 Seiten · 140 Bilder · Ganzleinen 18,50 DM

In Vorbereitung:

Spezialröhren Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH

ca. 450 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen ca. 35,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN

FUNK-TECHNIK

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

KINO-TECHNIK

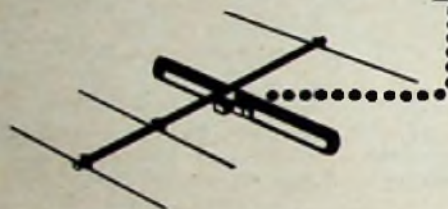
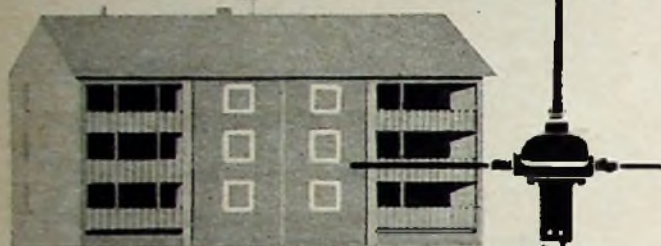
LICHTTECHNIK

MEDIZINAL-MARKT

KAUTSCHUK UND GUMMI

BERLIN-BORSIGWALDE


SIEMENS
GEMEINSCHAFTS-
ANTENNEN



für Rundfunk

Die neue Siemens-Rundfunkantenne ist so geschaltet, daß der U-Dipol die Wirkung der Stabantenne unterstützt. U-Zusatzelemente verbessern sowohl den U- als auch den LMK-Empfang.

für Fernsehen

Die Fernsehantenne wird ohne zusätzliche Weichen oder Ableiter direkt am Antennenkopf angeschaltet, daher

nur eine gemeinsame Niederführung

für alle Wellenbereiche einschließlich Fernsehen.

Rundfunk- und Fernsehantennen werden weitgehend vormontiert geliefert.

Dies und der Wegfall zusätzlicher Weichen

vereinfachen und verbilligen den Zusammenbau

Verlangen Sie bitte ausführliche Druckschriften bei unseren Geschäftsstellen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
 WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

Draht oder Kupferrohr sind aber so stabil (sofern sie zwischen keramischen Stützisolatoren montiert werden, die auf 5 cm dickem Holz des Booms verschraubt sind), daß keinerlei Verformung in einem Zeitraum von zwei Jahren beobachtet werden konnte. Die Kondensatoren lassen sich in Plastikbechern unterbringen, die mit der Öffnung nach unten montiert werden. Keramische Senderkondensatoren für kleine Leistungen haben sich gut bewährt. Wer einen Antennenrotor verwendet, der nur für Fernseh-Empfangsantennen bestimmt ist, sollte den Beam nicht größer machen als im Bild 12 gezeigt. Auch dann ist eine stabile Konstruktion zu wählen, bei der der Boom mit allen Elementen nicht mehr als 10 kg wiegt.

Bei leichten Dural-Elementen hat es sich sehr bewährt, den Boom etwa bis 1...1,5 m über die Elemente hinaus zu verlängern; das kann mit leichtem Dural-Rohr erfolgen. Wenn man dann mit Nylon-Angelschnur den Boom mit den Elementen in Dreieckskonstruktion verspannt, dann kann es auch bei Sturm nicht vorkommen, daß die Elemente verbogen oder abgeknickt werden; auch die sonst ständige Vibration wird damit unterbunden. Ein ähnliches Verspannen zur verlängerten Mastspitze verhindert auch das Durchhängen bei Schneebelastung.

Die vom Verfasser nun seit zwei Jahren benutzte Dreiband-Antenne hat sich gut bewährt und wird von keiner Einband- oder Mehrband-Anordnung - mit gleicher Elementenzahl, Elementenlänge und unter gleichen Bedingungen betrieben - übertroffen.

Schrifttum

- [1] Bird, G. A.: RSGB-Bulletin, Febr. 1956, S. 355-358
- [2] Bird, G. A.: RSGB-Bulletin, Okt. 1957
- [3] Bird, G. A.: CQ (1957) Märzheft
- [4] Brit. Patent Nr. 790 576 (Klasse H 04 d) 12-2-1958
- [5] Auerbach, R.: Multiband-Richtstrahler. DL-QTC Bd. 27 (1956) Nr. 12, S. 530-537
- [6] Rückert, H. F.: Der Weg zum VK 2 AOU-Dreiband-Beam. DL-QTC Bd. 29 (1958) Nr. 3, S. 100-114
- [7] Auerbach, R.: Neues vom Dreiband-Beam. DL-QTC Bd. 29 (1958) Nr. 3, S. 98-99
- [8] Rückert, H. F.: Amateur Radio (Australien) Mai und Juni 1958
- [9] Lennartz, H.: Multiband-Antennen. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 7, S. 207-209, und Nr. 9, S. 263
- [10] Haschke, H.: Die „FT-100“-Richtantenne (W 3 D2Z-beam). FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 20, S. 703-707, und Bd. 13 (1958) Nr. 3, S. 85

Von Sendern und Frequenzen

Deutschland

► Zur weiteren Schließung der Versorgungslücken wurde vom Südwestfunk ein neuer Band-IV-Fernsehsender mit 20 kW Leistung versuchsweise auf dem Scharteberg im Kreis Daun/Eifel in Betrieb genommen. Der Sender arbeitet im gleichen Stationsgebäude, in dem die beiden Hörfunk-UKW-Sender für das zweite Programm und ein weiterer UKW-Sender für das Programm des WDR untergebracht sind. Der neue Band-IV-Sender versorgt den Kreis Daun und Teile der Kreise Cochem und Prüm. Er arbeitet in Kanal 13 (15) mit 479,625 MHz (Bildträger) und 484,765 MHz (Tonträger).

► Der Bayerische Rundfunk nahm zur Versorgung der Stadt Eichstätt einen Fernsehumschalter in Versuchsbetrieb. Die neue Anlage arbeitet in Kanal 5 mit Horizontal-Polarisation. Die Strahlungsleistung (Bild) ist 5 W in der Hauptstrahlrichtung Südosten.

► Am 24. 7. 1959 ging im Gebiet des Bayerischen Rundfunks der Fernsehumschalter Hohe Linde bei Regensburg in den Versuchsbetrieb. Er arbeitet in Kanal 5 (Bildfrequenz: 175,25 MHz, Tonfrequenz: 180,75 MHz) mit einer Strahlungsleistung von 50 W. Seine Strahlung ist vertikal polarisiert und erfordert dementsprechend Antennen mit vertikal angeordneten Elementen. Da die Anlage vorerst versuchsweise in Betrieb ist, muß z. Z. nach mit gelegentlichen Abschaltungen gerechnet werden.

► Wie der Westdeutsche Rundfunk mitteilt, wird die „Deutsche Welle“ ab Sommer 1960 in der Lage sein, Kurzwellensendungen nach Übersee in neun Richtungen auszustrahlen. Gegenwärtig sendet der Kurzwellendienst über den Heinrich-Hertz-Sender bei Jülich mit zwei 100-kW- und einem 20-kW-Sender in fünf Richtungen. Zu Weihnachten 1959 werden zwei neue 100-kW-Sender in Betrieb genommen. Für den Ausbau der Gesamtanlage bewilligte der Verwaltungsrat des WDR kürzlich den Betrag von 3310500 DM.

► In der DDR sollen für den Auslands- und Übersee-Rundfunkdienst insgesamt neun starke Kurzwellensender errichtet werden. Auch ist beabsichtigt, den 12-kW-Sender Leipzig zu einem Großsender mit Richtstrahlanlagen auszubauen. Das eigentliche Sendezentrum für die Auslandsprogramme der DDR soll jedoch in Nauen errichtet werden.

► In dem von mobilen Amateurstationen benutzten 80-m-Band haben die an den Fahrzeugen angebrachten Stabantennen einen schlechten Wirkungsgrad; Mobilstationen sind deshalb nur dann gut zu empfangen, wenn ihre Arbeitsfrequenz nicht von stärkeren ortsfesten Stationen belegt wird. Vor einiger Zeit erklärten nun die deutschen Funkamateure 3690 kHz zur Mobilfrequenz und verpflichteten sich freiwillig, diese Wellenlänge für Autostationen frei zu halten. Auf diese Weise ist auch mit schwachen Fahrzeugstationen ein sicherer Funkverkehr innerhalb Deutschlands möglich.

Anl. 32

Schaltuhr

Um auch während der Abwesenheit bestimmte Ereignisse auf Magnetband aufnehmen zu können, hat Telefunken als Zubehör für Magnettongeräte eine zuverlässige Schaltuhr herausgebracht. Die Anwendung ist außerordentlich einfach: Man stellt das Magnettongerät und das Rundfunkgerät fertig ein, führt jedoch deren Netzstecker nicht direkt, sondern über die Schaltuhr in die Steckdose. Da alle Telefunken-Magnettongeräte eine elektrische Fernbedienung haben, dürfen sie auch ohne Stromdurchfluß beliebig lange in Stellung „Aufnahme“ eingeschaltet bleiben.



Fernsehempfang mehrerer Sender

Der Empfang mehrerer Fernsehsender macht besondere Vorkehrungen bei den Antennen notwendig. Liegen die zu empfangenden Sender in der gleichen Richtung und arbeiten sie im selben Fernsehband, dann ist es am einfachsten, eine Breitbandantenne zu verwenden. Müssen dagegen Sender aus verschiedenen Richtungen empfangen werden, dann lassen sich aber auch für jeden Sender getrennte Antennen montieren und ausrichten, die über ein Antennenfilter zusammenschaltet werden, so daß nur eine Ableitung notwendig ist. Verschiedene Band-IV-Antennen lassen sich nicht zusammenschalten. Nachteilig ist, daß jedes Filter eine Durchgangsdämpfung hat, die je nach Typ zwischen 0,5 und 2 dB liegt.

Mit der von Fuba entwickelten Antennenumschalteneinheit „AUE 001“ ist es möglich, beliebige Kombinationen von zwei Antennen zusammenzuschalten. Das in einem wassergeschützten Kunststoffgehäuse untergebrachte Fortschaltrelais mit vergoldeten Kontakten gewährleistet sicheres Umschalten ohne zusätzliche Dämpfung. Für die Umschaltung erübrigt sich ein zusätzliches Steuerkabel, da der Stromimpuls für das Fortschaltrelais über die Antennenzuführung geleitet werden kann.

Sollen drei oder mehr Sender aus verschiedenen Richtungen und verschiedenen Bändern empfangen werden, so kann es beispielsweise sinnvoll sein, eine Band-III- und eine Band-IV-Breitbandantenne mit einem Filter zusammenzuschalten und den Mast mit einem Antennenrotor zu drehen. Die Rolle des Filters kann selbstverständlich auch die Antennenumschalteneinheit übernehmen, die den Vorteil hat, daß durch das Zusammenschalten keine Dämpfung entsteht. Für den Empfang von drei Sendern kann es beispielsweise zweckmäßig sein, zunächst zwei Antennen mit einem Filter zusammenzuschalten. Der Ausgang des Filters und die dritte Antenne werden dann mit Hilfe der Antennenumschalteneinheit verbunden.

Gleichstrom-Kleinstmotor

Insbesondere für den Antrieb batteriegespeicherter Tonaufzeichnungsgeräte hat die AEG den neuen Gleichstrom-Kleinstmotor „KGM“ entwickelt, der sich durch großes Anpassungsvermögen an die jeweiligen Betriebsbedingungen hinsichtlich der verfügbaren Spannung, der benötigten Drehzahl und des Drehmomentes auszeichnet. Der Motor hat einen Innenmagnetständer und einen glockenförmigen, eisenlosen Läufer. Weiche, nachstellbare Druckfedern sind in die eingespritzten Bürstenführungen aus Polyamid an der kommutatorseitigen Stirnfläche des Motors eingesetzt. Diese Bürstenanordnung gewährleistet annähernd gleichbleibenden Bürstendruck über die gesamte Kohlenlänge und gestattet den Betrieb des Motors in beiden Drehrichtungen. Der auf der Spulenseite des Kommutators angebrachte Fliehkraftschalter trennt intermittierend die Zuleitungen eines Wicklungsstranges von einer Lamelle des Stromwenders. Durch Drehen einer Kontaktschraube läßt sich die Eingriffsdrehzahl des Fliehkraftschalters und damit die geregelte Drehzahl des Motors verändern. Der Drehzahl-Fliehkraftregler kann für Drehzahlen von 1500 ... 4000 U/min ausgebildet werden. Die Nenn Drehmomente

(Momente bei größtem Wirkungsgrad) liegen bei der Regelanfangsspannung je nach Auslegung der Wicklung und des Magneten zwischen 2 und 10 pcm, die dabei gemessenen Wirkungsgrade zwischen 40 und 50 % und darüber.



BAUELEMENTE FÜR DIE FERNMELDETECHNIK

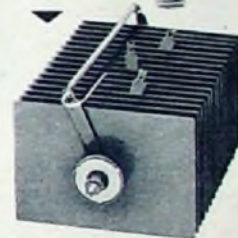
Germaniumdioden mit hohen Durchlaß- und niedrigen Sperrströmen, temperatur- und klimafest.



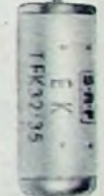
Siliziumgleichrichterelemente für Nenngleichströme von 0,5, 1 und 10 A und Spitzenspannungen bis 600 V; Betriebstemperaturen bis 150°C



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



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 betriebsicherer zweilagiger Ausführung mit den genannten Abmessungen einlagiger Kondensatoren; Temperaturbereich bis + 85° C



STANDARD ELEKTRIK LORENZ

Aktiengesellschaft

BAUELEMENTEWERK SAF NÜRNBERG



DEAC

GASDICHTE STAHL-AKKUMULATOREN

für Rundfunk, Blitzgeräte,
Hörhilfen und Meßgeräte
aller Art.

Niedrige Betriebskosten.
Gleichmäßig gute Betriebs-
eigenschaften und lange
Lebensdauer der Geräte.



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

D 4016/1

Aus Zeitschriften und Büchern

Ein einfaches Funksprechgerät für den Selbstbau

Dieses tragbare Funksprechgerät für den Betrieb im 6-m-Band ist ganz auf die Bedürfnisse des Amateurs abgestellt und in seiner Schaltung so einfach, daß es leicht nachzubauen ist. Die Unkompliziertheit ließ sich verständlicherweise nur auf Kosten der Reichweite erzielen, jedoch dürfte eine Entfernung von 8 km, die bei Verwendung der eingebauten Stabantenne mit Sicherheit zu überbrücken ist, für viele Zwecke ausreichend sein. Mit einer Dreielemente-Yagi-Antenne könnten sogar Verbindungen über 100 km hinweg hergestellt werden. Das gesamte Gerät - also Empfänger, Sender und Stromversorgungsteil - läßt sich in ein Gehäuse mit den Abmessungen von etwa 8 x 15 x 25 cm einbauen und hat ein so geringes Gewicht, daß es bequem mitgeführt werden kann.

Da das Gerät aus den eingebauten Batterien gespeist werden muß, wurde auf einen sparsamen Stromverbrauch größter Wert gelegt. Zur Stromversorgung dienen vier normale Taschenlampen-Zellen mit einer Spannung von zusammen 6 V. Eine gute Wirtschaftlichkeit konnte dadurch erreicht werden, daß man den Empfänger ausschließlich mit Transistoren bestückt. Mit einem Batteriesatz sind 2000 Stunden ununterbrochener Betrieb des Empfängers möglich.

Für den Sender wird eine ganz einfache Schaltung mit zwei direktgeheizten Röhren benutzt, die billiger als eine entsprechende Transistorschaltung ist. Die Anodenspannung für die Röhren liefert der gleiche Batteriesatz, dessen Spannung über einen Gleichspannungswandler auf den erforderlichen Wert herauftransformiert wird.

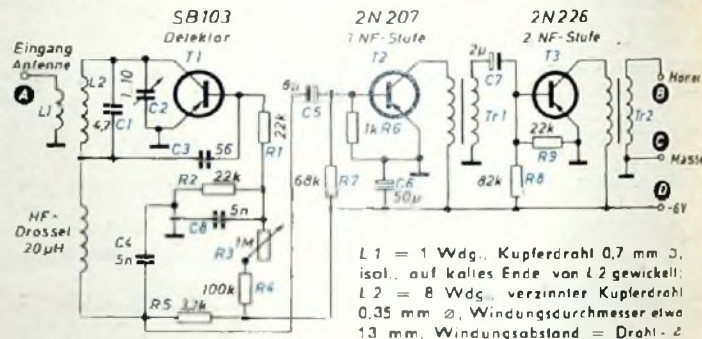


Bild 1. Der transistorisierte Empfänger besteht aus einem Rückkopplungsaudion sowie einem zweistufigen NF-Verstärker; er hat eine hohe Empfindlichkeit. Tr 1 = Zwischentransformator 10000 Ohm; 2000 Ohm; Tr 2 = Ausgangstransformator 10000 Ohm; 2000 Ohm für Kopfhöreranschluß mit etwa 2000 Ohm Impedanz

Die vollständige Schaltung des Empfängers geht aus Bild 1 hervor; die drei Transistoren belasten die 6-V-Batterie mit insgesamt etwa 10 mA. Der Empfänger hat keinen HF-Verstärker, weist aber trotzdem eine hohe Empfindlichkeit auf, die noch einen guten Kopfhörerempfang gewährleistet, wenn am Eingang eine Signalspannung von 3 µV liegt. Um diese hohe Empfindlichkeit zu bekommen, wurde für den Detektor eine Pendelrückkopplungsschaltung gewählt. Vom Kollektor des Transistors T1 ist eine Rückkopplung auf die Basis über den Kondensator C3 vorhanden, die den auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Resonanzkreis L2, C1, C2 zum Schwingen bringt. Die Pendelrückkopplung setzt bei einem Kollektorstrom von etwa 0,2 mA ein. Der günstigste Arbeitspunkt für die Pendelrückkopplung wird durch geeignete Wahl des Basisstromes eingestellt. Zu diesem Zweck befindet sich auf der Außenseite des Gerätes ein Regler, mit dem der Basisstrom verändert werden kann. Die Basisspannung wird durch die Widerstände R1, R2, R3 und R4 erzeugt, von denen R3 als Regler dient. Zum Betrieb des Empfängers wird R3 so eingestellt, daß der Kollektorstrom zwischen 0,2 und 0,4 mA liegt. Man braucht jedoch den Kollektorstrom nicht zu messen, sondern kann leicht die richtige Stellung von R3 experimentell finden, indem man die Stellung für die größte Empfindlichkeit sucht.

Wenn man einmal nur ganz geringe Entfernungen (etwa bis zu 500 m) zu überbrücken hat, betreibt man den Detektor nicht als Pendelrückkoppler, sondern stellt R3 so ein, daß noch keine Selbsterregung eintritt und T1 als gewöhnliches Rückkopplungsaudion arbeitet, das eine geringere Empfindlichkeit als der Pendelrückkoppler hat. Der verwendete Transistor T1 ist ein besonders rauscharmer „Surface-Barrier“-Typ, der sowohl beim Aufbau als auch beim Betrieb des Gerätes mit einiger Vorsicht zu behandeln ist. Zu große Erwärmung beim Löten und Überlastung durch Gleich- oder HF-Ströme können dem Transistor schaden. Deshalb sollte auch beispielsweise bei dem Gerät im abgeschalteten Zustand in der Nähe eines stärkeren 6-m-Senders unbedingt die Antenne abgeschaltet werden.

Wie es bei einem Pendelrückkoppler nicht anders zu erwarten ist, strahlt er auch in unerwünschter Weise über die Antenne. Obwohl die Strahlung noch in Entfernungen von 100 m und mehr festgestellt werden kann, besteht kaum eine Gefahr, daß andere 6-m-Stationen gestört werden, weil der Pendelrückkoppler nur mit der geringen Leistung von 1,2 mW arbeitet. Die demodulierte Niederfrequenz wird an dem Kollektorwiderstand R5 abgenommen und über den Sperrkondensator C5 an die Basis der ersten NF-Stufe geführt. C5 soll eine hochwertige Ausführung mit geringem Leckstrom sein, weil T2 sonst einen zu großen Basisstrom erhalten würde. Die zweite

KORTING
Radio

Export-Programm

**FERNSEH-
RUNDFUNK-
MAGNETTON-
Geräte**

*Kenner
Käufer
KORTING*

KORTING RADIO WERKE GMBH GRASSAU/CHIEMGAU

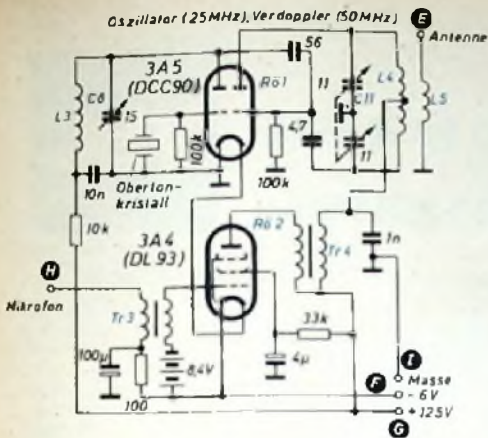


Bild 2. Sender mit quarzgesteuertem Oszillator, Frequenzverdoppler und Modulatorröhre. $L_3 = 12$ Wdg., verzinnter Kupferdraht 0,35 mm \varnothing , Windungsdurchmesser = 13 mm, Windungsabstand = 13 mm, Windungsdurchmesser; $L_4 = 14$ Wdg., mit Mittelanzapfung, sonst wie L_3 ; $L_5 = 2$ Wdg., kunststoffisoliertes Kupferdraht etwa 0,7 mm \varnothing , über Mitte L_4 gewickelt; $Tr_4 =$ Modulationstransformator 10000 Ohm/5000/8000/10000 Ohm

NF-Stufe ist über den Anpassungstransformator Tr_1 an T_2 angekoppelt. Bei beiden NF-Stufen wird die Basisgleichspannung an einem parallel zur Speisespannungsquelle liegenden Spannungsteiler R_6, R_7 beziehungsweise R_8, R_9 gewonnen, so daß eine gute Stabilität gewährleistet ist.

Im Kollektorkreis von T_3 liegt ebenfalls ein Anpassungstransformator Tr_2 , dessen Impedanz auf der Sekundärseite dem jeweils verwendeten Hörer (beispielsweise 2000 Ohm für einen hochohmigen Kopfhörer oder 200 Ohm für den Hörer eines üblichen Telefon-Handapparates) entspricht. Die mit Buchstaben im Kreis bezeichneten Anschlußpunkte der Schaltung deuten - ebenso wie in dem Schaltbild des Senders (Bild 2) - die Verbindungen mit den gleich bezeichneten Punkten eines der beiden wahlweise verwendbaren Stromversorgungs- und Bedienungsgeräte (Bilder 3 und 4) an.

Der Sender (Bild 2) hat eine denkbar einfache Schaltung und ist mit einer Doppeltriode $Rö_1$ und einer Pentode $Rö_2$ bestückt. Das eine Triodensystem von $Rö_1$ arbeitet als elektronengekoppelter Oszillator, dessen Resonanzkreis C_8, L_3 auf 25 MHz abgestimmt ist. Die Steuerung erfolgt im Gitterkreis durch einen Oberton-Quarzkristall, dessen dritter Oberton bei 25 MHz liegt. Der Ausgang des Oszillators ist an einen Frequenzverdoppler angekoppelt, für den das zweite Triodensystem von $Rö_1$ ausgenutzt wird. Der symmetrisch ausgelegte und im Gegentakt arbeitende Schwingkreis C_{11}, L_4 des Verdopplers ist auf 50 MHz abgestimmt und erregt über die Sekundärspule L_5 , die über L_4 gewickelt ist, die Antenne.

Der Mittelanzapfung von L_4 wird die niederfrequente Modulationsspannung zugeführt. Die Pentode $Rö_2$ ist die Modulationsröhre, deren Steuergitter die über einen Mikrofon-Transformator Tr_3 hochtransformierte Mikrofonspannung erhält. Zur Gewinnung einer festen Gittervorspannung von $-8,4$ V sind sechs Kleinzellen mit je 1,5 V fest eingebaut. Die hintereinandergeschalteten Heizfäden von $Rö_1$ und $Rö_2$ werden von der 6-V-Batterie des Stromversorgungsgerätes gespeist.

Die auf der Oberseite des Gehäuses montierte Peitschenantenne ist ein 90 cm langer starrer Klavierdraht, dessen unteres Ende in heißem Zustand in einen kurzen, als Sockel dienenden Polystyrolstab eingedrückt wurde. Die Antenne (Bilder 3 und 4) ist am Fußpunkt durch eine Spule L_6 beschwert, deren 12 Windungen auf dem Polystyrolstab aufgewickelt sind.

Bild 3 zeigt die Schaltung des eingebauten Bedienungs- und Stromversorgungsteiles, das nur eine 6-V-Batterie (vier normale 1,5-V-Zellen) enthält. Die Batterie speist den transistorisierten Empfänger unmittelbar, während die Anodenspannung für die Röhren des Senders über einen Gleichspannungswandler gewonnen wird, der aus dem Gegentakt-Zerhacker mit den Transistoren T_4 und T_5 , dem Aufwärtstransformator Tr_5 , dem aus vier Siliziumdioden 1N538

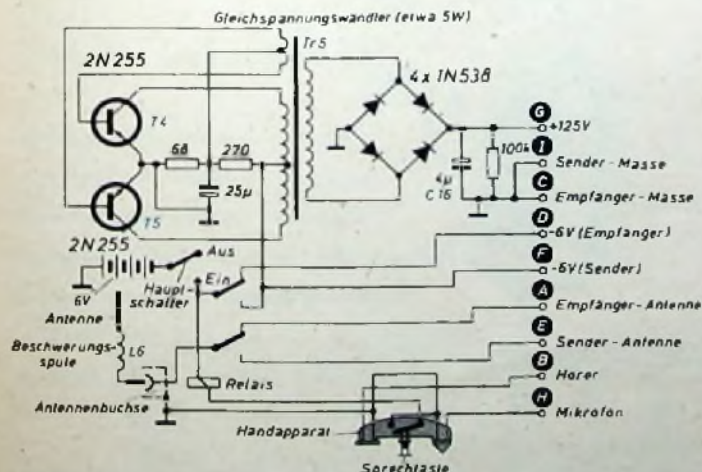
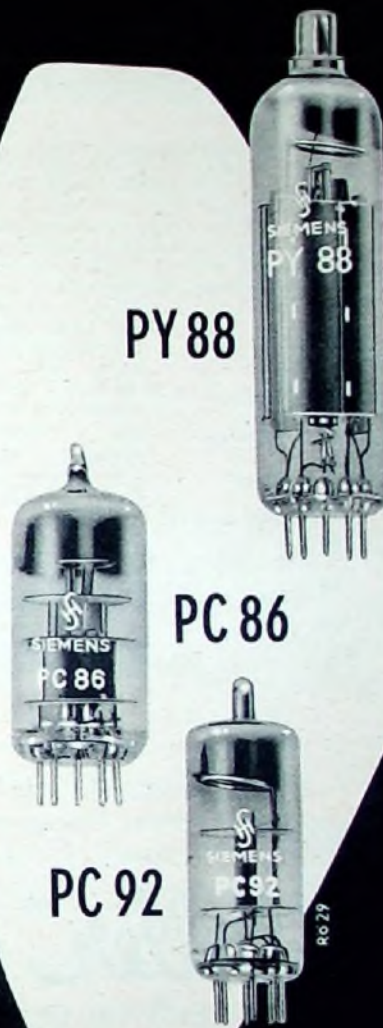


Bild 3. Der eingebaute Bedienungs- und Stromversorgungsteil enthält eine 6-V-Batterie für die Transistoren des Empfängers und die Heizung der Röhren im Sender sowie einen transistorisierten Gleichspannungswandler für die Anodenspannung der Röhren im Sender. $L_6 = 12$ Wdg., 0,5 mm \varnothing CuL, auf etwa 13 mm dicken Polystyrolstab der für Sender und Empfänger benutzten Antenne gewickelt

SIEMENS
RÖHREN



Ein Beitrag zu leistungsfähigeren Fernsehgeräten

Durch die Entwicklung neuer Röhren geben wir der Geräteindustrie die Möglichkeit, den Fernsehempfang weiter zu verbessern und auf den UHF-Bereich auszuweiten.

- PC 86** Spangitterröhre für Eingangsstufen und selbstschwingende Mischstufen im UHF-Bereich
- PC 92** Universal-Triode für VHF-Eingangsstufen und Impulsbetrieb
- PY 88** Booster-Diode mit erhöhter Spannungsfestigkeit und Stromreserve für 110°-Technik

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT



Viele ausländische Sende- und Gleichrichterröhren, insbesondere USA-Typen, lassen sich durch

BROWN BOVERI - RÖHREN

ersetzen. Fordern Sie bitte Äquivalenzlisten an.

BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM



aufgebauten Brückengleichrichter und dem Speicherkondensator C 16 besteht. Die Umschaltung der Batteriespannung auf den Empfänger oder auf den Sender und den Gleichspannungswandler erfolgt durch ein Relais, das von der Sprechaste des Handapparates betätigt wird. Gleichzeitig legt das Relais durch einen zweiten Kontakt beim Drücken der Sprechaste die Antenne, die sonst am Empfängereingang liegt, an den Senderausgang.

Mit erheblich geringerem Aufwand kommt man aus, wenn man die einfachere Stromversorgung nach Bild 4 benutzt. Hier wurde auf den Gleichspannungswandler verzichtet; statt dessen ist jetzt außer der 6-V-Batterie für den Empfänger und die Röhrenheizung des Senders noch eine 90-V-Batterie für die Anodenspannung der Röhren vorhanden. Außerdem ist hier eine vereinfachte Umschaltung der Antenne und der 6-V-Batterie von Hand an Stelle der Relaischaltung durch die Sprechaste durchgeführt. Die Heizfäden der Röhren im

Sender werden in jedem Fall beim Empfang ausgeschaltet, so daß beim Umlagen des Schalters auf „Senden“ etwa eine Sekunde vergeht, bis der Sender sprechbereit ist. Dr. F. (Stoner, D. Transistortube „Walkie-Talkie“ Electronics World Bd. 62 (1959) Nr. 1, S. 35)

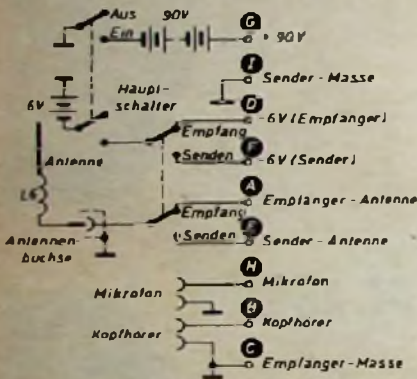


Bild 4. Vereinfachter Bedienungs- und Stromversorgungsteil mit einer 90-V-Batterie für die Anodenspannung des Senders

Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1959/60

Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e. V., Berlin-Borsigwalde 1959, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 332 S. m. 821 B. DIN A 5 Einzelpreis brosch. 4,80 DM zuzüglich 88 Pf. Versandkosten.

Die diesjährige, zehnte Ausgabe des bekannten Sammelwerkes erschien Anfang August. In neun Gruppen wird das Angebot der westdeutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoindustrie für die Saison 1959/60 in Text und Bild vorgestellt. Die wichtigsten technischen Daten und die Preise sind bei allen Geräten in gleichartiger Form angegeben, so daß ein Vergleich sehr erleichtert wird. Den ersten drei Gruppen wurden wiederum Preisübersichten - nach steigenden Preisen geordnet - vorangestellt.

Einige Zahlen geben einen ungefähren Eindruck von dem Umfang des Inhalts. Die Gruppe „Rundfunk-Empfänger und Phonomöbel“ enthält Angaben von über 160 Empfängern, die von 18 Herstellern angeboten werden. Etwa 150 Geräte von 22 Herstellern sind in der Gruppe „Musik- und Phonomöbel“ genannt, während die Gruppe „Fernseh-Empfänger“ sogar über 200 Geräte von 22 Herstellern auführt. In der Gruppe „Reise-Empfänger“ sind über 50 Typen von 13 Herstellern beschrieben, und selbst die Gruppe „Auto-Empfänger“ umfaßt beinahe ebenso viele Geräte von vier Herstellern.

Rund 80 Phonogeräte von zehn Herstellern sind in der Gruppe „Phonogeräte und Tonabnehmer“ zu finden und etwa 60 Geräte von zwölf Herstellern in der Gruppe „Magnettongeräte“. Die achte Gruppe nennt weiterhin die Daten von über 100 verschiedenen Verstärkern von zehn Firmen. Die gebräuchlichsten Verstärker-Röhren, Gleichrichter-Röhren, Fernseh-Bildröhren, Halbleiterdioden und Transistoren wurden in der letzten Gruppe kurz mit ihren durchschnittlichen Preisen aufgeführt.

Das handliche Format und der saubere Druck sowie die gute Bearbeitung und Gestaltung machen dieses Handbuch wieder zu einem unentbehrlichen Nachschlagewerk und Hilfsmittel unserer Branche.

Jetzt lieferbar aus deutscher Fertigung!

Der **NEUE**, in schlanker handlicher amerikanischer Form gehaltene



Weller®

ELEKTRO-LÖTKOLBEN

mit eingebautem
MAGNASTAT
Wärmeregler

... hält die optimale Löttemperatur **AUTOMATISCH konstant**
Keine kalten Lötstellen mehr!
Überhitzungen unmöglich.

Daher zuverlässigere Lötverbindungen. Der unmittelbar in der Spitze eingebaute, hochempfindliche MAGNASTAT Wärmefühler reagiert sofort auf die geringsten Temperaturschwankungen.

Für alle elektrischen Präzisions-Lötarbeiten in folgenden Ausführungen:

- YTC — 40 W — 24 V
- YTC — 55 W — 24 V
- XTC — 55 W — 220 V
- XTC — 60 W — 220 V
- XTC — 120 W — 220 V

Prospekt durch den Fachhandel oder durch die Abteilung FT der

WELLER ELEKTRO-WERKZEUGE GMBH.
BESIGHEIM AM NECKAR

WERKE IN: BESIGHEIM · EASTON · BAYAMON · LUQUILLO USA

WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

sind von größter Durchschlagsfestigkeit. Wissen Sie, daß eindringende Luftfeuchtigkeit die Ursache fast aller Durchschläge ist?

WIMA-Tropydur-Kondensatoren sind weitestgehend feuchtigkeitsbeständig und deshalb auch äußerst durchschlagsicher.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
MANNHEIM-NECKARAU
Wattstraße 6-8

Röhren

Preisliste
HL 11/58
für den Fachhandel

Material- u. Röhrenversand postwend. ab Lager

HACKER

WILHELM HACKER KG

Großsortimenter für europ. und USA
Elektronenröhren • Elektrolyt-Kondensatoren

BERLIN - NEUKÖLLN

Am S- und U-Bahnhof Neukölln

Silbersteinstr. 5-7 • Tel. 621212

Geschäftszeit: 8-17 Uhr, sonnabends 8-12 Uhr

Wir machen Ihnen die Anschaffung eines Meßinstrumentes leicht!



10% Anzahlung, Rest in 10 Monatsraten!

Kein Risiko, da Rückgaberecht innerhalb von 10 Tagen!

Fordern Sie bitte unseren kostenlosen Meßinstrumenten-Katalog an!



Radio Völkner, Braunschweig
Ernst-Amme-Str. 11, Ruf 21332



**Rundfunk-
Transformatoren**

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
Wiesbaden - Datzheimer Str. 147

Für Fernsehempfang
aus Nah und Fern

trial
ANTENNEN



Kontaktsicher
Leistungsstark
Preiswert
Dauerhaft

Dr. Th. Dumke KG.
RHEYDT, Postf. 75

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Sende-
röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht.
Szebebelj, Hamburg-Gr. Flottbek, Grät-
tenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen
gesucht, Intraco GmbH, München 2,
Dachauer Str. 112

Röhren aller Art kauft: Robren-Müller,
Frankfurt/M., Kaulunger Str. 24

Labor-Meßinstrumente aller Art, Cbar-
lottenburger Motoren, Berlin W 35

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache
und Musik Bausatz ab 50,- DM Pro-
spekt trell F auf der Lake & Co.,
Möhlheim/Ruhr

Transistor-Bastel-Katalog 1959 DM 2,-
enthält auf 134 Seiten Transistoren,
Transistorschaltungen, Literatur K Hoff-
mann, Elektroversand, Frankfurt/M 1/3314

„Nordlunk“ Bauteile und Bausätze. Ver-
langen Sie kostenlos die neuen „Nord-
lunk-BIÄtter“! Bremen 1, Schließfach 678

Wärmebeständig isolierte Leitungen



Litzen, Kabel sowie Spezialleitungen mit Asbest,
Glasfaser, Silikon, Teflon usw., Asbest-Heiz- und
Widerstandskordeln, Hochohmkordeln, Glimmer-
kondensatoren, glasierte und zementierte Wider-
stände sowie Potentiometer

Monette-Asbestdraht GmbH
Zweigniederlassung Marburg (L) Tel. 2717

Preisgünstige Angebote in

Meßgeräten Röhren Lautsprechern

Verlangen Sie unsere Sonderliste
mit Nettopreisen für den Versand

von **RADIO-FETT**
Berlin-Charlottenburg
Kaiserdamm 6 u. Wundtstraße 15

METALL- GEHÄUSE

für
Industrie
und
Bastler



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA CLAUSSTR. 4-6

Transistor-Bastel-
Katalog 1959 - DM 2,-

enthält auf 134 Seiten Transis-
toren, Transistorschaltungen,
Literatur

K. Hoffmann, Elektroversand, Frankfurt/M. 1/3314



Erfolg ist kein Geheimnis

Es gibt kein Geheimnis um den beruflichen
Erfolg. Das Rezept heißt einfach: Mehr
wissen, mehr können als andere. Nur wer
mehr weiß und mehr kann, erhält die
bessere Stelle. Facharbeiter, die zu ihrer
Werkstattpraxis auch theoretische Kennt-
nisse besitzen, haben die besten Chancen,
heute schneller in eine angesehenere und
besser bezahlte Stellung aufzusteigen als
je zuvor. Wie Sie das höhere technische
Fachwissen innerhalb zwei Jahren ohne
Berufsunterbrechung in Ihrer Freizeit er-
werben, erfahren Sie aus dem interes-
santen Taschenbuch **DER WEG AUFWÄRTS**. Sie
erhalten dieses Buch gratis mit den Lehr-
plänen Maschinenbau, Elek-
trik, Radiotechnik, Bau-
technik, Stabrechnen und Ma-
thematik. Schreiben Sie heute
nach eine 10 Pf.-Postkarte
an das Technische Lehrinstitut

Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 145

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

BLITZRÖHREN

DGL-PRESSLER
LEIPZIG

Ihre Anfragen richten Sie bitte an: Deutscher Innen- und Außenhandel - Elektrotechnik, Berlin C 2, Liebknechtstr. 14, Deutsche Demokratische Republik

VALVO

TRANSISTOREN

OC 46
OC 47
OC 76
OC 77
OC 80
OC 139
OC 140
OC 141

Transistoren
für Schalter-
anwendungen in
Rechenmaschinen
und in der indu-
striellen Elektronik

OCP 70
Fototransistor
für Licht-
schranken,
empfindliche
Relaisanlagen
u. a. m.

OC 16	OC 29	Leistungs- transistoren für alle Anwendungs- gebiete
2-OC 16	OC 30	
OC 26	2-OC 30	
OC 27	OC 35	
OC 28	OC 36	



VALVO GMBH HAMBURG 1