

80329

10020

E.-Thäimann-Str. 56

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

24 | 1963+
2. DEZEMBERHEFT
mit Elektronik-Ingenieur



2. DEZEMBERHEFT 1963

Stereo-Sendungen des WDR

Am 16. Dezember 1963 beginnt der Westdeutsche Rundfunk mit der Ausstrahlung von Stereo-Testsendungen, die in erster Linie für den Fachhandel bestimmt sind. Sie werden montags bis samstags in der Zeit von 14.00-15.00 Uhr und zusätzlich samstags von 10.45-11.45 Uhr über die Sender Langenberg (Kanal 41), Münster (Kanal 8), Nordhelle (Kanal 37) und Teutoburger Wald (Kanal 33) ausgestrahlt. Mit den anlässlich der Berliner Funkausstellung vom Intendanten des Westdeutschen Rundfunks, von Bismarck, angekündigten Versuchssendungen wird der Westdeutsche Rundfunk einen Monat später, am 18. Januar, beginnen. Die Sendezeiten hierfür fallen zunächst in die oben genannten Zeiten für Testsendungen.

8,2 Millionen Fernsehteilnehmer in der Bundesrepublik Deutschland

Nachdem im September 91047 neue Teilnehmer registriert wurden, erreichte die Zahl der Neuanmeldungen im Oktober mit 118138 ein Rekordergebnis. Der Zugang lag damit um 24,1% über dem Ergebnis des Oktobers 1962. Die Gesamtzahl der Fernsehteilnehmer belief sich am 1. November 1963 in der Bundesrepublik (einschließlich West-Berlins) auf 8 226 770.

Keine Fernmeldeatlanten für Übertragungen von den Olympischen Spielen

Nach den Beschlüssen der Programmkommission der UER in Luxemburg kann es jetzt als sicher gelten, daß für die Übertragungen von den Olympischen Spielen in Tokio keine Fernmeldeatlanten zur Verfügung stehen werden. Man wird sich daher darauf beschränken, von den wichtigsten Wettkämpfen des Tages ein dreistündiges Programm auf Bändern aufzuzeichnen, die mit Düsenflugzeugen nach Hamburg oder London gebracht und von dort über das Eurovisions-Netz den Fernsehorganisationen in den verschiedenen Ländern zugespielt werden. Außerdem ist Vorsorge getroffen, daß zu sämtlichen Bildaufnahmen zwölf verschiedene sprachliche synchronisierte Kommentare auf Magnetband zur Verfügung stehen.

Keine Ausweitung des UHF-Bereichs

Über eine mögliche Ausweitung des UHF-Bereichs bis 860 MHz ist eine gewisse Unsicherheit entstanden. Auf Anfrage teilte das Bundespostministerium der Firma Grundig in diesem Zusammenhang folgendes mit: „Es ist nicht beabsichtigt, den Teilbereich 790... 860 MHz zusätzlich durch Fernsehkanäle zu belegen. Nach der innerdeutschen Frequenzverteilung ist der Frequenzbereich 790

bis 860 MHz dem Festen Funkdienst (Richtfunkdienst) zugewiesen und bereits vollständig vergeben. Der Frequenzplan (Bereich IV/V) des Europäischen Rundfunkkommunikations Stockholm (1961) sieht für deutsche Fernseh- und Funksehteststellen die UHF-Frequenzkanäle Nr. 21 bis 60 (Frequenzbereich 470 bis 790 MHz) vor.“

Es besteht nach dieser eindeutigen Erklärung keine Veranlassung, den Bereich der UHF-Tuner bis zum Kanal 68 zu erweitern. Dadurch würden die Geräte nur unnötig verteuert und gleichzeitig der Abstimmvorgang zur Einstellung der UHF-Programme erschwert werden.

Niederländischer Fernsehrekord

Anfang Oktober konnte das Niederländische Fernsehen 1,5 Mill. Empfangslicenzen registrieren. Die Tatsache, daß sich die Anzahl der Geräte in einem Land in den letzten drei Jahren verdoppelt hat, ist einmalig in Europa.

Lehrgänge „Regelungstechnik“ und „Technisches Englisch“

Das Außeninstitut der Staatlichen Ingenieurschule Gauß Berlin führt im Januar 1964 die Lehrgänge „Einführung in die Theorie der Regelungstechnik“ (6 Abende, jeweils mittwochs von 18.00-19.30 Uhr; Beginn 6. Januar 1964) und „Technisches Englisch“ (8 Abende, jeweils dienstags wahlweise von 18.00-19.30 Uhr oder 18.45-21.15 Uhr; Beginn 7. Januar 1964) durch. Anmeldungen sind zu richten an Herrn H. Markwort, 1 Berlin 51, Deutsche Straße Nr. 15, Telefon: 48 08 48.

Richtfest für Fabrikneubau von Wandel u. Goltermann

Wandel u. Goltermann feierte Ende Oktober das Richtfest des Fabrikneubaus in ihrem Werk Eningen. Durch den neuen viergeschossigen Hochbau mit einer Länge von 65 m, der wegen der in den letzten Jahren gestiegenen Produktion notwendig geworden war, vergrößert sich die nutzbare Betriebsfläche um etwa 45%. Die Erweiterungen kommen in erster Linie den Fertigungsabteilungen, aber auch den Entwicklungslaboratorien zugute.

Erweitertes Freigelände für die Elektroindustrie auf der Hannover-Messe 1964

Zur Hannover-Messe 1964 (26. 4.-5. 5.) stehen für die Aussteller der Elektroindustrie weitere 6000 m² Freigelände bereit, die durch Verlegung der messeigenen Werkstätten und Lagerhallen gewonnen wurden. Damit verfügt dieser Industriezweig jetzt über ein zusammenhängendes Freigelände von 16 000 m². Die Erweiterung kommt sowohl Altausstellern als auch neuen Firmen des In- und Auslandes zugute.

Kofferempfänger „Pinguette 720“

Ende November brachte Akord den neuen Kofferempfänger „Pinguette 720“ (UKML 5 AM, 12 FM-Kreise, 5 Trans + 4 Ge-Dioden + 1 Si-Diode + 3 Stabil.) auf den Markt. Der Empfänger hat UKW-Abstimmautomatik, Sparschaltung zur Schonung der Batterien, Druckknopf-Skalenbeleuchtung sowie getrennte Höhen- und Tiefenregler. Mit dem separaten Netzgerät „NT 680 B“ ist auch der Betrieb am 220-V-Wechselstromnetz möglich. Außerdem sind noch Anschlüsse für Plattenspieler, Tonbandgerät (Aufnahme und Wiedergabe) sowie Autoantenne vorhanden. Das Holzgehäuse (30,7 cm mal 20,8 cm mal 10,2 cm) ist mit gepolstertem Kunstleder bezogen.

Unversitätsklinikum Berlin erhält Rohrpostanlage

Das Klinikum der FU in Berlin, das im Frühjahr 1966 seiner Bestimmung übergeben werden soll, wird nach seiner Fertigstellung über die größte und modernste Rohrpostanlage in Deutschland verfügen. Die Planung und Ausführung der automatisch arbeitenden und magnetisch gesteuerten Anlage wurden von der Standard Elektrik Lorenz AG übernommen. Die gesamte Fahrrohrstrecke soll rund 7,5 km betragen und einen Durchmesser von 100 mm haben. Es sind zwei Zentralweilchen mit jeweils 10 Linien vorgesehen, die den Verkehr zwischen den insgesamt 121 Stationen (erste Ausbaustufe) ermöglichen. Erstmals werden hier sogenannte Speicherlinien angewendet, die die Aufgabe haben, die Anzahl der leeren Büchsen bei den verschiedenen Stationen möglichst klein zu halten. Jede Zentralweilche erhält eine eigene Speicherlinie, aus der die leeren Büchsen von jeder Station aus abgerufen werden können.

Druckschriften

40 Jahre Planierarbeit für die Elektronik
Anlässlich ihres 40jährigen Firmenjubiläums, das unter dem Motto „Von Anfang an dabei“ steht, gab Loewe Opta eine reich illustrierte Festschrift heraus. Die Broschüre zeigt an Hand der Firmenchronik die Entwicklung von Rundfunk und Fernsehen von den Anfängen im Jahre 1923 bis zu den heutigen modernen Geräten auf.

40 Jahre Planierarbeit für die Elektronik

Unter diesem Titel gab Telefunken eine kleine Broschüre heraus, die einen Überblick über die zur Übertragung stereophoner Sendungen verfügbaren Studio-, Sender-, Kontroll- und Empfangsanlagen gibt. Die Schrift informiert über den Stand der Gerätetechnik.

FT-Kurznachrichten	890
Das Zweite Deutsche Fernsehen	891
Mobile Satelliten-Bodenstation in Raisting	892
Kapazitive Füllstandmessung bei dielektrisch veränderlichen Medien	893
Ein Zweikanal-AB-Gegentaktverstärker mit 2 x 17 W Ausgangsleistung für Hi-Fi-Stereo-Wiedergabe	895
Elektronische Zündanlage „AEC 77“	899
Für den KW-Amateur 10-Röhren-12-Kreis-Amateursuper für das 80...10-m-Band	900
ELEKTRONIK-INGENIEUR Einführung in die Vektoralgebra	903
Persönliches	907
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	908
Transistorisierter Stereo-Entzerrer-Verstärker	909
Ein Farbfernseh-Überwachungsempfänger mit Transistoren	910
Für Werkstatt und Labor Der Ionenfallenmagnet ist falsch justiert Anfertigen von Beschriftungsschildern	911
Patentkauf und Patenlizenzkauf	912
Blechverformung durch magnetische Kräfte	914
Vom Versuch zum Verständnis Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik	915
Unser Titelbild: Die transportable Satelliten-Bodenstation in Raisting/Obb. zur Nachrichtenübertragung über die Satelliten „Telstar“ und „Relay“ (s. a. S. 892). Werkfoto: SEL	

Aufnahmen: Verleger, Verkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verleger. Seiten 913, 919 und 920 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, POSTanschrift: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141-157, Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331, Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin, Fernschreib-Anschluss: 01 81 632 (Fachverlage bin. Chetredakteur: Wilhelm Rath, Stellvertreter: Albert Jöncke, Techn. Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chetredakteur: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postfachkonto: FUNK-TECHNIK PSCHA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf. berechnet. Aulandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisenbruck, Berlin





Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Professor Dr. KARL HOLZAMER

Indendant des ZDF, Mainz

Das Zweite Deutsche Fernsehen

In der 40jährigen Geschichte des Deutschen Rundfunks und in der fast 28jährigen Geschichte des Deutschen Fernsehens gibt es viele denkwürdige Daten und Ereignisse. Der 1. April 1963 ist ein neuer Abschnitt in der Geschichte dieser Medien. An diesem Tage strahlte die Anstalt Zweites Deutsches Fernsehen, Mainz, zum ersten Male ein eigenes Programm aus, ein Programm, das — gleichfalls zum erstenmal — zentral gestaltet und zentral gesendet wurde. Entscheidend hierbei dürfte der Beginn eines echten Wettbewerbs zweier voneinander unabhängiger Fernsehprogramme sein. Es sind verschiedene Gründe und Initiativen, die zu dieser Situation geführt haben. Um aber alle Wünsche und Absichten zu erfüllen, mußten die dafür erforderlichen technischen Voraussetzungen gegeben sein. Erst mit Erschließung der Frequenzbereiche IV und V im Jahre 1956 ergaben sich konkrete Möglichkeiten, die vielfältigen Wünsche der Fernsehteilnehmer in die Tat umzusetzen. Am 6. Juni 1961 schlossen die Ministerpräsidenten der Länder in Stuttgart einen Staatsvertrag über die Errichtung der Anstalt des Öffentlichen Rechts „Zweites Deutsches Fernsehen“ mit dem Sitz in Mainz ab. Damit waren die Voraussetzungen für den Aufbau gegeben.

Wenn ich nun im einzelnen über das Zweite Deutsche Fernsehen spreche, so bitte ich, dabei zu berücksichtigen, daß die Rundfunkanstalten der Länder beim Aufbau des Fernsehens sich immerhin der bereits bestehenden Rundfunkorganisationen (zum Beispiel Verwaltung, Tontechnik) bedienen konnten. Vieles war dadurch für sie leichter als für uns. Selbst wenn wir das Jahr 1953 zum Ausgangspunkt nehmen, so hatte das ARD-Fernsehen immerhin einen Vorsprung von zehn Jahren. Wir aber senden bei Erscheinen dieser Zeilen noch nicht mal ein Dreivierteljahr; das aber sollte man bei der Kritik, die wir übrigens sehr wünschen, berücksichtigen. Uns war die schwierige Aufgabe gestellt — und das gilt vor allen Dingen auch für die Technik —, innerhalb kurzer Zeit die fast unmögliche Leistung zu bewältigen, dem Publikum ein vollwertiges und technisch einwandfreies Zweites Programm zu bieten. Dabei mußte unsere Technik erst die Voraussetzungen für die Ausstrahlung eines mehrstündigen, regelmäßigen Programms schaffen. Unter sehr einfachen Voraussetzungen mußte in Eschborn bei Frankfurt a. M. mit den Sendungen begonnen werden. Es war von Anfang an klar, daß man hier auf die Dauer keinen zentralen Sendekomplex schaffen konnte. Deshalb wurde schon frühzeitig mit dem Aufbau des Projektes „Wiesbaden“ begonnen. Im Rahmen der vorhandenen Studio- und Atellerräume werden wir dort in Kürze unsere zweite provisorische Sendestelle haben. Diese erweiterte Anlage muß die Funktionen des zentralen Sendekomplexes so lange übernehmen, bis es in einigen Jahren möglich sein wird, aus der in Mainz geplanten eigenen Fernsehstadt zu senden.

Heute können etwa 50 Prozent der Fernsehteilnehmer das Zweite Fernsehprogramm empfangen. Von Monat zu Monat wird die Anzahl der Fernsehteilnehmer, die unser Programm empfangen können, größer werden. Einmal wegen der stetig wachsenden Anzahl der Fernsehteilnehmer, die sicherlich während der Zeit der Olympischen Spiele 1964 bedeutend anwachsen wird, zum anderen wegen der Tatsache, daß die Bundespost das Sendernetz des ZDF im Jahre 1964 mit Vorrang ausbauen wird. Der Bundespostminister hat dies bei der Berliner Funkausstellung 1963 ausdrücklich bestätigt. Das Sendernetz wird von Monat zu Monat weiter ausgebaut werden, so daß am Ende des Jahres 1964 ein vollwertiger Empfang in der Bundesrepublik und in West-Berlin möglich ist. Darüber hinaus ist unsere Technik bemüht, auch von sich aus, das heißt durch Verbesserung der Studio-Technik, alles zu tun, um beste Sendemöglichkeiten nach dem modernsten Stand der Technik zu schaffen. Wenn man bedenkt, unter welchen finanziellen Schwierigkeiten diese

Arbeit geleistet wird, so darf man auf Verständnis hoffen für all die Bemühungen, die die Mitarbeiter des Zweiten Deutschen Fernsehens aufbringen, um den durch den Staatsvertrag gestellten Auftrag zu erfüllen.

Verehrte Leser, ich möchte Sie während der Adventszeit nicht mit den banalen Dingen der Einnahmen und Ausgaben des ZDF behelligen, aber eines muß ich Ihnen doch sagen: Dem ZDF stehen nur 30% aus den Fernsehgebühren zu, und dazu kommt nach der Anteil des Bundespost; das heißt also, wir bekommen von den 3,65 DM, die für das Fernsehen zur Verfügung stehen, 30%, also etwa 1,10 DM monatlich je Teilnehmer. Wir werden nur dann in der Lage sein, uns selbständig zu erhalten, wenn man dazu die notwendigen Voraussetzungen zum Beispiel in Form einer finanziellen Grundausstattung für die technischen Investitionen schafft.

Neben den finanziellen Sorgen, die es zu bereinigen gilt, richtet sich unser Hauptaugenmerk auf das Programm und auf die Erfüllung der berechtigten Wünsche und Anregungen der Fernsehteilnehmer. Wir haben bereits zu einem früheren Zeitpunkt als ursprünglich vorgesehen mit unserem Programm begonnen. Es wird unser Bemühen sein, im Jahr 1964 einen bunten Fächer mit vielen Farben zur Auswahl für unsere zahlreichen Freunde zu bieten. Dabei müssen wir durchaus darauf bedacht sein, daß der Wettbewerb zur ARD nicht ausbleibt. Es ist das Bemühen meiner Mitarbeiter und mein eigenes, stets daran zu denken, daß wir den Fernsehzuschauern Freude und Entspannung bieten müssen, aber auch Information und Wissen. Unsere aktuelle Sendung „Heute“, die wir bereits in der Zeit von 19.30 Uhr bis 19.55 Uhr senden, kommt dem Wunsch vieler entgegen, Nachrichten und Informationen zu einem frühen Zeitpunkt empfangen zu können. Aber wir geben gleichzeitig auch dem Fernseher die Möglichkeit, zwischen „Heute“ und der „Tagesschau“ zu wählen.

Wir haben als Zweites Deutsches Fernsehen den großen Vorteil, als zentrale Institution schnell reagieren zu können. Das gilt sowohl für die Erfüllung berechtigter Publikumswünsche als auch für die Notwendigkeit, eigene Erkenntnisse zügig in die Tat umzusetzen. So haben wir auf Grund unserer Erfahrungen die beiden Unterhaltungssendungen vor der Nachrichtensendung „Heute“, die um 19.30 Uhr ausgestrahlt wird, so geändert, daß die 10-Minuten-Sendung, die abwechselnd kleine Kultur-Feuilletons, Tips für Hausfrauen und für den Haushalt, Hinweise für die Autofahrer, aber auch nette Puppenspiele und Zeichentrickfilme enthält, um 18.45 Uhr beginnt. Dagegen beginnt die 25-Minuten-Sendung täglich um 19.00 Uhr. Sie liegt also bedeutend näher am eigentlichen Abendprogramm. Diese Umstellung entspricht auch dem Wunsch des Publikums, das solche Sendungen — zum Beispiel von Kriminalfilmen bis zum kleinen Fernsehspiel — lieber zu dieser Zeit sehen möchte. Die Erfahrung zeigt ja auch, und darauf werden wir stets Rücksicht nehmen, daß der Lebensrhythmus der Familie um diese Zeit bereits eine gewisse Beruhigung erreicht hat und die Aufnahmefähigkeit für diese Art der Unterhaltung in größerem Maß vorhanden ist. Eine Straffung und Verbesserung des eigentlichen Abendprogramms wurde gleichfalls erreicht.

So werden wir immer danach trachten, täglich das Urteil der Fernseher über unsere Arbeit zu erbitten. Allen werden wir es sicher nicht recht machen können, denn bei allem Werben um die Gunst des Publikums bleibt uns doch die Verantwortung. Wer vieles bringt, wird manchmal etwas bringen. Dieses Viele aber muß sinnvoll dargabaten werden. Unser Bemühen wird es bleiben, ein echtes Zweites Fernsehprogramm zu gestalten, auszustrahlen und dabei Verbesserungen zu schaffen, was sie angebracht und notwendig sind.

Mobile Satelliten-Bodenstation in Raisting

Am 8. November 1963 eröffnete Bundespostminister Stücklen im Rahmen eines Gesprächs mit dem NASA-Leiter Webb den Versuchsbetrieb für Fernmeldeverbindungen über Satelliten in Raisting. An diesem Tage wurde die transportable Satelliten-Bodenstation – eine sogenannte Schmalbandanlage – zur Nachrichtenübermittlung über die beiden Satelliten „Telstar“ und „Relay“ in Betrieb genommen. Diese von der ITT entwickelte und von der SEL gelieferte neue Anlage der Bundespost ist für Fernsprech- und Fernschreibverbindungen sowie für schnelle Datenübertragungen geeignet. Sie besteht aus einem geschlossenen Sattelschlepper-Anhänger mit den Kontroll- und Steuerungseinrichtungen sowie drei kleinen Anhängern mit den anderen Stationsteilen.

Sender und Empfänger

Die Sendeanlage umfaßt zwei wahlweise einschaltbare frequenzmodulierte 10-kW-Sender mit Klystron-Leistungsstufen, die beide dicht hinter der Antenne angebracht sind und deren Bewegungen folgen. Ein Sender arbeitet auf etwa 2 GHz für den Betrieb über den Satelliten „Relay“, der andere für Verbindungen über den Satelliten „Telstar“ auf etwa 8 GHz. Die Modulations- und Fernsprech-Einrichtungen sind von der Antenne abgesetzt und zusammen mit den Bedienungs- und Überwachungsgeräten im Betriebsfahrzeug untergebracht. Für die Koaxialkabel-Verbindung zum Gerätewagen wird eine Zwischenfrequenz von 70 MHz benutzt.

Zum Nachrichtenempfang ist ein parametrischer Empfänger kleiner Rauschzahl mit Oszillator, ZF-Verstärker und Demodulator vorhanden. Die Mikrowelleneinheiten sind unmittelbar mit der Antenne zusammengebaut. Die Rauschzahl des Systems liegt bei etwa 3 dB. Zur Überwachung der eigenen Sendungen ist in der Station ein zweiter Empfänger vorhanden. Da die Leistung des aufgenommenen Satelliten-Signals am Empfänger kleiner als 10^{-16} mW ist, erhielt der Empfänger eine spezielle Phasen-Rückkopplungsschaltung, durch die seine Empfindlichkeit – verglichen mit einem normalen FM-Super – um 3 dB besser ist.

Mit dem öffentlichen Fernsprechnet der Bundespost ist die Raisting Bodenfunkstelle über eine 2-GHz-Richtfunkstrecke mit 120 Kanälen („FM 120-2000“) von Raisting über die Zugspitze nach München verbunden.

Parabol-Reflektor als Antenne

Die Sende- und Empfangsantenne ist ein zerlegbarer 8-m-Parabol-Reflektor mit 40 dB Antennengewinn bei 1,725 GHz und etwa 55 dB Gewinn bei 8 GHz. Die Antenne arbeitet nicht mit dem Erreger im Brennpunkt – ein bei Richtfunkantennen sonst übliches Verfahren –, sondern nach dem aus der Radioastronomie bekannten Cassegrain-Prinzip. Die Strahler liegen hier im Scheitelpunkt des parabolischen Hauptreflektors und strahlen statt auf den

Montage der Parabolantennen der 2-GHz-Richtfunkstrecke „FM 120-2000“ auf der Zugspitze. Die Richtfunkstrecke verbindet die Satelliten-Bodenstation in Raisting mit dem öffentlichen Fernsprechnet in München.



Erreger auf den hyperbolischen Sekundärreflektor (s. Titelbild).

Strahler und Empfängerstufen lassen sich bei dieser Anordnung eng mit dem Hauptreflektor zusammenbauen. Man vermeidet so störanfällige Drehkupplungen in der Leitung und hält die Verluste in den Zuleitungen gering. Diese Technik ist für die hohe Empfindlichkeit der Empfangsanlage von entscheidender Bedeutung.

Die Strahleranordnung besteht aus einer Kombination von zwei Strahlern für den 2-GHz-Sender, einem Strahler für den 8-GHz-Bereich und einer Gruppe von vier Strahlern für den 4-GHz-Empfang. Durch Zusammenschalten über HF-Weichen kann man nicht nur das jeweilige Signal empfangen, sondern gleichzeitig auch den Satelliten zum automatischen Nachführen der Antenne entsprechend der Satellitenbahn anpeilen.

Zum Prüfen und Eichen der Anlage – es sind vier Mann Bedienungspersonal notwendig – stehen fest eingebaute Meß- und Hilfsgeräte zur Verfügung.

Kontrolleinrichtungen

Die Empfangssignale werden, nach Azimut und Elevation getrennt, zwei Empfängern zugeführt, deren Ausgangsspannungen der Abweichung der Antennenrichtung von der wahren Richtung des Signals proportional sind. Diese Spannungen dienen als Kriterium zum Nachsteuern der Antennenantriebe und damit zur laufenden Korrektur der Antenneneinstellung. Der Antrieb erfolgt hydraulisch. Sobald der Satellit am Horizont auftaucht und von der Antenne erfaßt wird, läuft die Antenne mit Hilfe dieser Einrichtung dem Satelliten automatisch nach, bis er wieder unter den Horizont taucht. Zum leichteren Erfassen benutzt man eine vom Satelliten ausgestrahlte Hilfsfrequenz von 136 MHz, die über einen Kreuzdipol am Cassegrain-Reflektor empfangen wird.

Die Nachführgenauigkeit (Richtungseinstellung) der Antenne ist im Mittel $\pm 0,15^\circ$, auch bei Windgeschwindigkeiten von mehr als 60 km/h und bei einer Drehgeschwindigkeit von maximal $10^\circ/\text{s}$ im Azimut und $6^\circ/\text{s}$ in der Elevation. Die geringste Drehgeschwindigkeit liegt unter $1/100^\circ/\text{s}$; das entspricht etwa 360° in 24 Stunden.

Die Stromversorgung für den jeweils eingeschalteten Sender ist im Betriebsfahr-

zeug untergebracht. Sie arbeitet mit Trockengleichrichtern und liefert 19 kV Gleichspannung bei 2,2 A für das Leistungs-Klystron sowie alle anderen für den Betrieb des Senders notwendigen Spannungen. Die Leistungsaufnahme der gesamten Station ist 200 kVA. Für die Kühlung des Klystrons ist ein Wärmeaustauscher mit 35 kW Leistungsaufnahme vorhanden. Er befindet sich auf einem getrennten Fahrzeug und hält die Kühlflüssigkeit dauernd auf 50°C .

Erster Bauabschnitt der Breitbandanlage

Neben der beschriebenen fahrbaren Schmalbandanlage wird Raisting noch eine sogenannte Breitbandanlage erhalten. Hierfür ist im ersten Bauabschnitt eine Antennenanlage im Bau. Sie wird 30 m hoch sein und wiegt etwa 250 t. Eine aufgeblasene, halbkugelförmige Schutzkuppel (Radome) mit einem Durchmesser von 40 m – sie ist fertiggestellt und konnte besichtigt werden – schützt die Antenne gegen Witterungseinflüsse. Der leichte Überdruck im Innern der Kuppel wird den jeweiligen Witterungsbedingungen automatisch angepaßt. Es ist beabsichtigt, die Station auf maximal vier Antennenanlagen auszubauen, sobald neue technische Erkenntnisse vorliegen oder später der kommerzielle Betrieb aufgenommen werden soll. Ein Zentralgebäude wird die elektronische Rechenanlage, Einrichtungen der Übertragungstechnik und Stromversorgung sowie die Verwaltungsräume aufnehmen. Wenn keine wesentlichen Verzögerungen eintreten, dürfte der erste Bauabschnitt spätestens im Herbst 1964 fertiggestellt sein. Er erfordert etwa 40 Millionen DM. Die Kosten für den Endausbau der Anlage belaufen sich auf insgesamt 110 Millionen DM.

Zukunftsentwicklung

Die Satelliten-Funktechnik berücksichtigt die Anforderungen des Nachrichtenverkehrs der Zukunft. Man hat errechnet, daß allein für den interkontinentalen Verkehr von Westeuropa nach Übersee im Jahre 1980 zweitausend bis dreitausend Sprechkreise – ohne Fernsehübertragungen – notwendig sein werden. Diese Situation im interkontinentalen Fernmeldeverkehr zwingt zum Einsatz von Nachrichtensatelliten als sinnvolle Ergänzung der Kabel- und Kurzwellenverbindungen.

Werner W. Diefenbach

Kapazitive Füllstandmessung bei dielektrisch variablen Medien

DK 621 317.39:621.317.335.2

1. Allgemeines

Elektrische Füllstandmessungen und Füllstandgrenzwertbestimmungen lassen sich auf ohmscher, induktiver, kapazitiver und auf Strahlungsgrundlage durchführen. Jede der aufgeführten Möglichkeiten hat Vor- und Nachteile und konnte sich auf speziellen Anwendungsgebieten einführen. Wenn von Potentiometergebern mit Schwimmern abgesehen wird, lassen sich Füllstandmessungen nach ohmschem Prinzip nur bei leitenden Flüssigkeiten und konstanter Temperatur oder weitgehender Unabhängigkeit der Leitfähigkeit von der Temperatur durchführen. Auch der induktive Geber arbeitet für Füllstandmessungen im allgemeinen mit Schwimmer, da sich die Permeabilitätsgröße $\mu + 1$ nur selten für eine Höhenbestimmung nutzen läßt. Die meisten Füllstoffe und Flüssigkeiten sind para- oder diamagnetisch, so daß die Suszeptibilität sehr klein ist. So liegt zum Beispiel die spezifische Suszeptibilität von Luft bei $0,029 \cdot 10^{-6}$ und von Wasser bei $-0,7218 \cdot 10^{-6}$ (Vakuum = 0). Füllstandmessungen auf Strahlungsbasis lassen sich mit sichtbarem und unsichtbarem Licht, mit elektromagnetischen Wellen des km- bis cm-Gebietes, mit Ultraschall sowie mit radioaktiver Strahlung durchführen. Der kapazitive Meßfühler kann vorteilhaft bei festen (Schüttgütern) und flüssigen Stoffen sowie für kontinuierliche und diskontinuierliche Messungen eingesetzt werden. Von Nachteil ist jedoch oftmals der Meßfehler, der infolge Änderung der Dielektrizitätskonstante ϵ entsteht, da er im allgemeinen linear eintritt. Bei Verwendung eines geschichteten Kondensators kann jedoch der Einfluß von ϵ -Änderungen verringert werden, was die nachfolgenden Ableitungen beweisen sollen.

2. Füllstandmessung mit geschichtetem Plattenkondensator

Um den Einfluß von ϵ -Änderungen gering halten zu können, werden die Meßplatten (oder Meßstäbe) mit einem Stoff kleiner Dielektrizitätskonstante, zum Beispiel mit einem Luftpolster, umgeben. Nach Bild 1 ergeben sich dann die nachstehenden Zusammenhänge.

Die Gesamtkapazität C_0 kann als Parallelschaltung von C_1 und C_2 aufgefaßt werden. Es ergibt sich

$$C_0 = C_1 + C_2 = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{1,2} \cdot b \cdot h_1}{\frac{a_1}{\epsilon_1} + \frac{a_2}{\epsilon_2} + \frac{a_3}{\epsilon_3}} \quad (1)$$

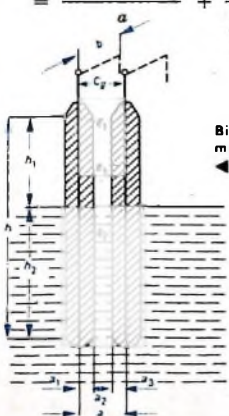


Bild 1. Plattenkondensator mit isolierten Böden für Füllstandmessungen

Bild 2. Relative Kapazitätsänderung als Funktion der Dielektrizitätskonstante für konstanten Schichtungsgrad

Mit $a_1 = a_2 = 2 a_3$, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$ und $\epsilon_3 = \epsilon$ wird

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h_1}{a} + \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h_2}{2 a_1 + \frac{a_2}{\epsilon}} \quad (2)$$

Mit $h_1 = h - h_2$ und $2 a_1 = a - a_2$ errechnet sich

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot b}{a} (h - h_2) + \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h_2}{a - a_2 + \frac{a_2}{\epsilon}} \quad (3)$$

Wird $\frac{h_2}{h} = \lambda$ als Füllungsgrad und $\frac{a_2}{a} = \mu$ als Schichtungsgrad definiert, dann ergibt sich

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot h \cdot b}{a} (1 - \lambda) + \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h_2}{a \left(1 - \mu + \frac{\mu}{\epsilon}\right)}$$

$$= \frac{\epsilon_0 \cdot h \cdot b}{a} (1 - \lambda) + \frac{\epsilon_0 \cdot b \cdot h_2 \cdot h}{a h - a h \mu + \frac{a h \mu}{\epsilon}} \quad (4)$$

$$C_0 = C_0 (1 - \lambda) + C_0 \frac{h_2}{h - \mu h + \frac{\mu h}{\epsilon}}$$

$$= C_0 (1 - \lambda) + C_0 \frac{\lambda}{1 - \mu + \frac{\mu}{\epsilon}} = C_0 + \Delta C \quad (5)$$

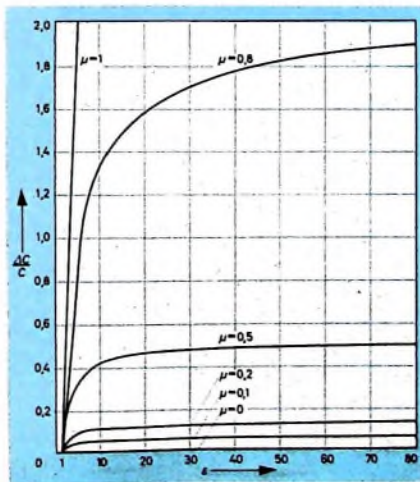
Die relative Kapazitätsänderung ist dann

$$\frac{C + \Delta C}{C} = 1 + \frac{\Delta C}{C}$$

$$= 1 - \lambda + \frac{\lambda}{1 - \mu + \frac{\mu}{\epsilon}} \quad (6)$$

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\lambda}{1 - \mu + \frac{\mu}{\epsilon}} - \lambda$$

$$= \lambda \left(\frac{1}{1 - \mu + \frac{\mu}{\epsilon}} - 1 \right) = \frac{\lambda (\mu \epsilon - \mu)}{\epsilon (1 - \mu) + \mu} \quad (7)$$



Die Gleichungen zeigen, daß die Kapazitätsänderung proportional dem Füllungsgrad ist, daß aber Dielektrizitätskonstante und Schichtungsgrad nicht linear eingehen. Bild 2 läßt erkennen, daß zwar bei kleinem Schichtungsgrad die relative C-Änderung gering ist, daß aber so gut wie keine ϵ -Abhängigkeit mehr besteht, während bei $\mu = 1$ der Verlauf linear ist. Aus Bild 3 ist das gleiche zu ersehen. Gilt für einen Füllstoff $\epsilon = 1$, dann kommt keine Kapazitätsänderung mehr zustande. Für den praktischen Meßkondensator läßt sich daraus die Forderung ableiten, daß je nach Größe der Dielektrizitätskonstante und der zu erwartenden ϵ -Änderung der jeweilige Schichtungsgrad festzulegen ist. Die Linearität zwischen Kapazitätsänderung und Füllungsgrad ist auf jeden Fall gewährleistet.

3. Füllstandmessung mit geschichtetem Zylinderkondensator

Der Einfluß von ϵ -Änderungen kann auch bei Verwendung eines geschichteten Zylinderkondensators verringert werden. Für die konzentrischen Zylinder gilt bei zwei Dielektrika nach Bild 4

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot l}{\frac{1}{\epsilon_1} \ln \frac{r_2}{r_1} + \frac{1}{\epsilon_2} \ln \frac{r_3}{r_2}} \quad (8)$$

Mit $\frac{r_2}{r_1} = \frac{r_3}{r_2} = e$, $\epsilon_1 = 1$ und $\epsilon_2 = \epsilon$ vereinfacht sich Gl. (8) zu

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot l}{1 + \frac{1}{\epsilon}} = \frac{k \cdot \epsilon}{\epsilon + 1}$$

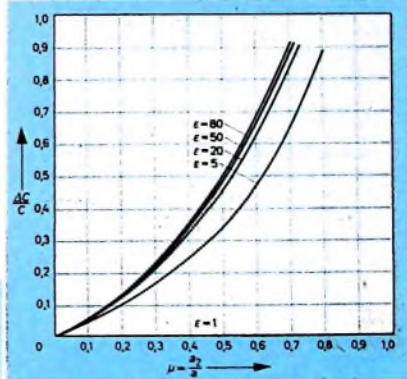


Bild 3. Relative Kapazitätsänderung als Funktion des Schichtungsgrades für konstanten ϵ -Wert

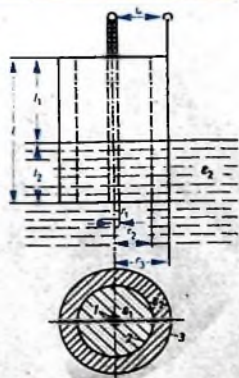


Bild 4. Konzentrischer Zylinderkondensator mit isoliertem Mittenbeleg für Füllstandmessungen

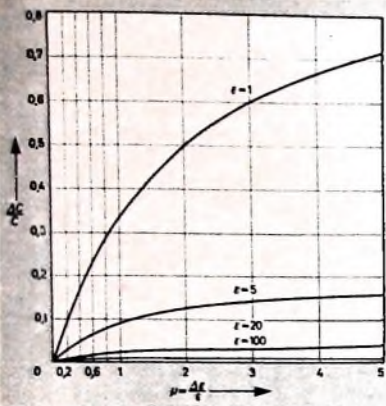


Bild 5. Relative Kapazitätsänderung als Funktion des Änderungsgrades μ der Dielektrizitätskonstante

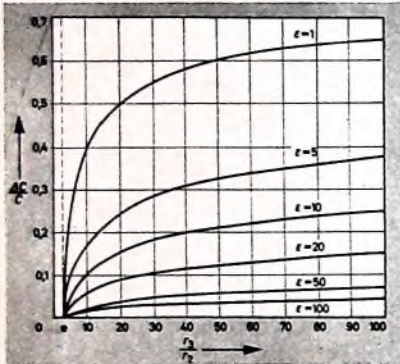


Bild 6. Relative Kapazitätsänderung als Funktion des Radienverhältnisses für konstanten ϵ -Wert

wenn für $2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot l \cdot k = C_1$ gesetzt wird.

Wird ϵ um $\Delta \epsilon$ vergrößert, dann kann mit

$$C_1 = \frac{k \cdot \epsilon}{\epsilon + 1} \quad (9)$$

und

$$C_2 = \frac{k(\epsilon + \Delta \epsilon)}{1 + \epsilon + \Delta \epsilon} \quad (10)$$

die Beziehung

$$C = C_2 - C_1 = \frac{k(\epsilon + \Delta \epsilon)}{1 + \epsilon + \Delta \epsilon} - \frac{k \cdot \epsilon}{\epsilon + 1} \quad (11)$$

aufgestellt werden.

Die relative Kapazitätsänderung wird dann

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{\frac{k(\epsilon + \Delta \epsilon)}{1 + \epsilon + \Delta \epsilon} - \frac{k \cdot \epsilon}{\epsilon + 1}}{\frac{k \cdot \epsilon}{\epsilon + 1}} = \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon + \epsilon^2 + \Delta \epsilon \cdot \epsilon} \quad (12)$$

Mit $\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = \mu$ als Änderungsgrad der Dielektrizitätskonstante wird

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\mu}{1 + \epsilon + \mu \epsilon} \quad (13)$$

Bild 5 zeigt die relative Kapazitätsänderung als Funktion des ϵ -Änderungsgrades μ . Für den gesamten Meßkondensator ist die Kapazität linear von der Meßlänge l abhängig.

Um den Einfluß von absoluten ϵ - und Radienänderungen beurteilen zu können,

kann ebenfalls $\ln \frac{r_2}{r_1} = a$ und $\epsilon_2 = \epsilon$ gesetzt

werden. Mit $\ln \frac{r_2}{r_1} = a$ gilt dann

$$C = \frac{k}{1 + \frac{a}{\epsilon}} \quad (14)$$

Ferner kann $C_1 = \frac{\epsilon \cdot k}{\epsilon + 1}$ (15)

und $C_2 = \frac{\epsilon \cdot k}{\epsilon + a}$ (16)

gesetzt werden, und damit wird

$$C = C_2 - C_1 = \frac{\epsilon \cdot k}{\epsilon + 1} - \frac{\epsilon \cdot k}{\epsilon + a} \quad (17)$$

Die relative Kapazitätsänderung ergibt sich dann zu

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\epsilon - 1}{\epsilon \left(\frac{1}{\lambda} - 1 \right) + 1} \quad (20)$$

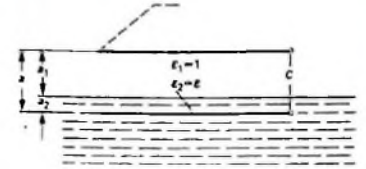


Bild 8. Plattenkondensator mit Füllung parallel zur Plattenenebene zur Bestimmung kleiner Füllstandsänderungen

4. Messung kleiner Füllstandsunterschiede

Sollen für spezielle Zwecke kleine Füllstandsunterschiede bestimmt werden, dann wird im Gegensatz zu der Darstellung in den Bildern 1 und 4 zur sogenannten Parallelfüllung nach Bild 8 übergegangen. Auch hier kann $a_2/a = \lambda$ als Füllungsgrad definiert werden, so daß sich die relative Kapazitätsänderung

ergibt [1, 2]. Wird die relative Kapazitätsänderung als Funktion von ϵ und λ dargestellt, dann ergeben sich Abhängigkeiten ähnlich Bild 2 und 3 [1, 2]. Es ist also bei ausreichend kleinem Füllungsgrad zum Beispiel möglich, den Einfluß von Dielektrizitätsänderungen bei der Messung von kleinen Flüssigkeitsstandsunterschieden ganz auszuschalten [2].

5. Zusammenfassung

Bei nichtleitenden Medien wird nur die ϵ -Wirkung des Füllstoffes genutzt. Bei elektrisch leitendem Füllmaterial wirkt dieses selbst mit als Kondensatorbelag, was zu einer Abstandverringering und damit zu großen Kapazitätswerten führt [3]. Zu große elektrische Leitfähigkeit erzeugt jedoch bei nichtisolierten Belägen Kurzschlußwirkungen. Im Leitfähigkeitsbereich von $10^{-8} \cdot 10^{-7}$ S/cm verbinden sich dielektrische und ohmsche Wirkung.

Kommt es auf elektrisch leitenden Belägen infolge elektrolytischer Wirkungen zu zusätzlichen Schichtbildungen, dann muß mit Fehlmessungen gerechnet werden. Mittels Einbettung der Kondensatorbeläge (beziehungsweise des Belages, falls gegenüber dem Behälter oder dem leitenden Füllstoff gemessen wird) in ein nichtleitendes Material mit kleiner Dielektrizitätskonstante lassen sich Meßfehler infolge Änderung der Dielektrizitätskonstante, nachteilige Leitfähigkeitseinflüsse, elektrolytische Wirkungen und Oxydationen weitgehend vermeiden. Eichungen werden im allgemeinen mit Leer- und Vollabgleich beziehungsweise mit Leer- und Füllkapazität durchgeführt. Ganz spezielle Füllstandmessungen sind die kapazitive Kristallisations- und die Vereisungsmessung [4].

Schrifttum

- [1] Kautsch, R.: Der kapazitive Geber und seine Anwendung in der Feinmeßtechnik. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 5, S. 137-140
- [2] Kautsch, R.: Hochfrequente Messung kleiner Flüssigkeitsstandsunterschiede radio und fernsehen Bd. 10 (1961) Nr. 20, S. 850-852
- [3] Rüdiger, H.: Erfahrungen mit kapazitiven Füllstandsanzegeräten und einem Eichgerät für Füllstandsmessung. messen steuern regeln Bd. 8 (1963) Nr. 5, S. 168-190
- [4] Kautsch, R.: Grundrätzliches zur kapazitiven Vereisungsmessung. messen steuern regeln Bd. 5 (1962) Nr. 10, S. 469 bis 470

Ein Zweikanal-AB-Gegentaktverstärker mit 2×17 W Ausgangsleistung für Hi-Fi-Stereo-Wiedergabe

1. Entwicklungstendenzen bei elektroakustischen Wiedergabeanlagen

Hochwertige elektroakustische Anlagen müssen auch sehr tiefe Töne naturgetreu wiedergeben können. Dazu waren bisher verhältnismäßig große Lautsprechergehäuse notwendig, die sich nur selten in eine moderne Wohnungseinrichtung harmonisch eingliedern ließen. Die Eingliederung gestaltete sich noch schwieriger, wenn zum Beispiel für Stereo-Wiedergabe zwei Lautsprechereinheiten benötigt wurden. Man bemühte sich daher, Tieftonchassis mit extrem niedriger Eigenresonanz (um 25 Hz) zu entwickeln. Für solche Tief-

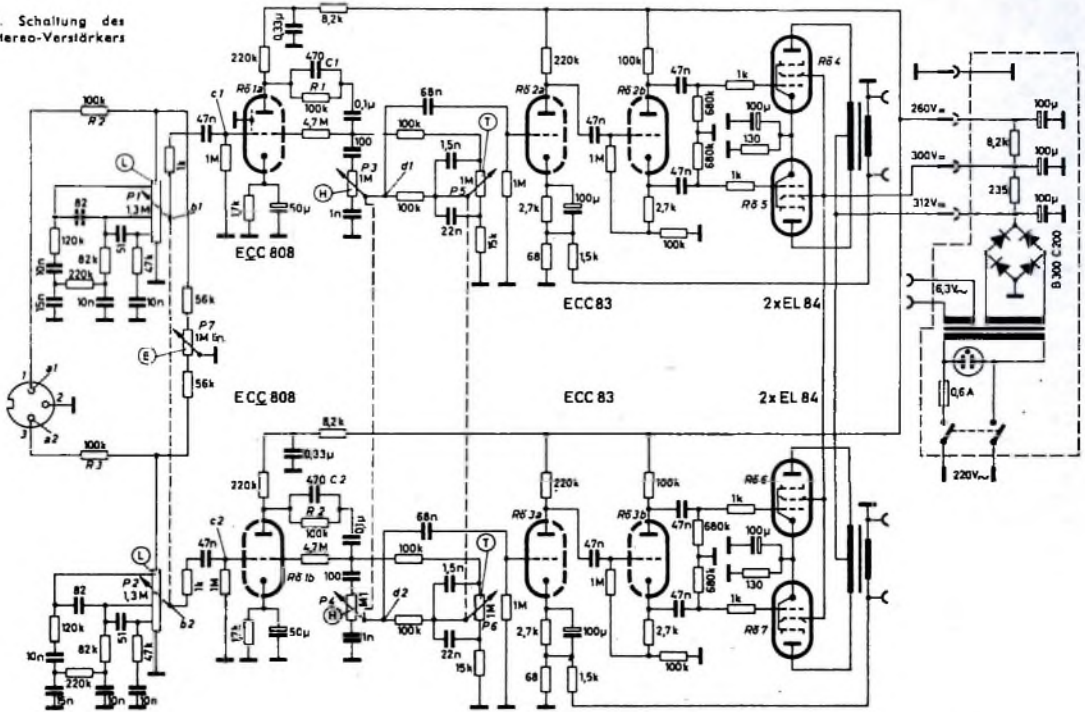
2. Grundkonzeption eines HI-FI-Verstärkers für Stereo-Anlagen

Mit möglichst geringem Aufwand sollen hoher Wirkungsgrad und große Ausgangsnutzleistung erreicht werden. Bei gehobenen Anforderungen an die Wiedergabequalität ist eine Ausgangsleistung > 10 W erforderlich. Als optimale Bestückung für die Verstärker-Endstufe ergibt sich dafür der Röhrensatz $2 \times EL 84$ in AB-Gegentaktschaltung [1].

Bei bescheideneren Ansprüchen oder für die Wiedergabe in normalen Räumen ist natürlich auch ein Verstärker mit der neuen Verbundröhre ECLL 800 (Lorenz)

stärker unentbehrlich, obwohl sie eine gewisse Verstärkungseinbuße mit sich bringt. Außerdem muß der Klirrfaktor durch Gegenkopplungen verringert werden. Daher erhielt der Verstärker je Kanal zwei NF-Vorstufen. Je eine Doppeltriode ECC 83 in einem Kanal dient als Vorverstärker- und Phasenumkehrstufe. In jedem Kanal ist als Eingangsstufe ein System der neuen brumm- und nebenprecharmen Doppeltriode ECC 808 eingesetzt. Da die beiden Systeme dieser Röhre durch eine innere Abschirmung getrennt sind, ist auch bei Verwendung einer gemeinsamen Vorröhre für beide Kanäle nicht mit einer Erhöhung des Übersprechens zu rechnen.

Bild 1. Schaltung des Hi-Fi-Stereo-Verstärkers



tonchassis genügt ein relativ kleines geschlossenes Gehäuse von 20... 40 l Rauminhalt mit akustischem Sumpf, um auch die tiefsten Bässe noch zufriedenstellend wiederzugeben. Die Eigenresonanz wird durch eine Vergrößerung des Membrangewichts herabgesetzt. Dabei verringert sich aber der elektromechanische Wirkungsgrad, und der Verstärker muß dann eine entsprechend hohe Ausgangsleistung haben, wenn eine unverzerrte Wiedergabe der Leistungsspitzen erreicht werden soll.

Der nachstehend beschriebene Zweikanalverstärker wurde speziell für die Hi-Fi-Lautsprecherkombination „LPT 245/LPMH 1318“ (SEL) entwickelt. Bei 1000 Hz ist seine Nutzleistung 2×17 W und sein Klirrfaktor 2%. Für Ausgangsleistungen < 15 W liegt der Klirrfaktor unter 0,5%,

in der Endstufe eines jeden Kanals anwendbar [2, 3], mit der sich der gesamte Schaltungsaufwand für eine NF-Gegentakt-Endstufe mit rund 8 W Ausgangsleistung bei 5% Klirrfaktor stark verringert. Er liegt dann nur unerheblich höher als bei einer Eintakt-Endstufe, die bei höherer Leistungsaufnahme aus dem Netzteil nur 5,7 W Ausgangsleistung mit 10% Klirrfaktor abgibt.

Die Empfindlichkeit des Verstärkers soll für die Schallplattenwiedergabe mit einem üblichen piezoelektrischen Tonabnehmer ausreichend sein. Der beschriebene Verstärker enthält daher in jedem Kanal zwei NF-Vorstufen, eine Phasenumkehrstufe und die AB-Gegentakt-Endstufe. Eine vom Lautstärkepotentiometer unabhängige Frequenzgangleistung ist für Hi-Fi-Ver-

Die Gesamtschaltung des Zweikanalverstärkers (Bild 1) enthält also nur sieben Röhren ($1 \times$ ECC 808, $2 \times$ ECC 83, $4 \times$ EL 84). Mit einer Gegenkopplung in der Eingangsstufe und von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zur Katode der zweiten Vorstufe konnte bei 1 kHz und 15 W Ausgangsleistung ein Gesamtklirrfaktor von nur 0,5% erreicht werden. Die Höhen und Tiefen lassen sich unabhängig von der Stellung der Lautstärkepotentiometer regeln.

3. Eingangsstufen

Zur Einstellung der Lautstärke wurden in den Verstärkerleitungen die Potentiometer P1, P2 mit linearer Widerstandscharakteristik (Preh, Typ „8873“) in Tandemausführung verwendet. Die Potenti-

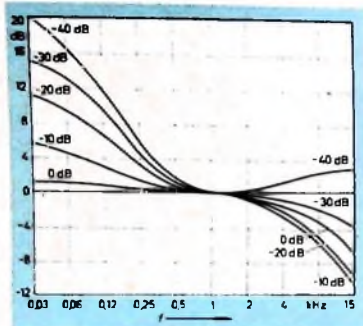


Bild 2. Frequenzgänge des Lautstärkereglers bei Mittelstellung des Balancereglers für die Dimensionierung nach Bild 1 (Signaleingang a 1, Messung an c 1)

meter haben drei Anzapfungen, an die RC-Glieder zur physiologischen Lautstärkeregelung geschaltet sind. Bild 2 zeigt die mit der im Bild 1 angegebenen Dimensionierung erreichten Frequenzgänge. Bei voll aufgedrehten oder nur wenig zurückgeordneten Lautstärkereglern werden die Höhen (Nadelgeräusch, Trägerrauschen usw.) um rund 10 dB gedämpft, während die Tiefen zur Verbesserung der Baßwiedergabe leicht angehoben werden.

Die Gegenkopplung über das RC-Glied C 1, R 1 beziehungsweise C 2, R 2 dient zur Linearisierung des Frequenzgangs und zur Verringerung des Klirrfaktors der Eingangsstufe.

4. Balanceregelung

Bei einem Hi-Fi-Stereo-Verstärker ist unbedingt ein Balanceregler erforderlich, damit die Wiedergabeanlage akustisch den jeweiligen räumlichen Gegebenheiten angepaßt werden kann. Da die Balanceregelung unabhängig von der Frequenzgangeinstellung erfolgen muß, wurde ein Balancepotentiometer (P 7) mit linearer Widerstandscharakteristik in den Eingang des Verstärkers gelegt.

Die an den Verstärkereingang a 1 (beziehungsweise a 2) gelegte Wechselspannung wird über den Vorwiderstand R 2 (R 3) dem Lautstärkereglern P 1 (P 2) und dem Balancepotentiometer P 7 zugeführt. In der Mittelstellung des Potentiometers P 7 liegen zwischen Schleifer und Klemmen 500 kOhm. Der prozentuale Spannungsverlust an den 100-kOhm-Vorwiderständen ist also unbedeutend. Wird P 7 auf einen Extremwert eingestellt, dann sinkt der Spannungspegel in einem Kanal auf etwa ein Drittel, und im anderen Kanal tritt nur eine geringfügige Anhebung gegenüber dem Pegel bei Mittelstellung von P 7 ein. Daher ist eine Symmetrierung der Wiedergabelaststärke auch in akustisch stark unsymmetrischen Räumen möglich.

5. Frequenzgangeinstellung

Mit dem Tandempotentiometer P 3, P 4 lassen sich die Höhen und mit P 5, P 6 die Tiefen weitgehend unabhängig von der Stellung der Lautstärkepotentiometer einstellen. Die mit den 100-kOhm-Entkoppelungswiderständen und den angegebenen RC-Gliedern bei fünf charakteristischen Einstellungen der Höhen- und Tiefenregler erreichten Frequenzgänge sind im Bild 3 dargestellt. Die Kurven a, b, c, d ergeben sich bei den Extremstellungen der Regler P 3, P 4 und P 5, P 6. Die Kurve e entspricht einer Einstellung der Potentiometer, bei der der Frequenzgang fast linearen Verlauf hat. Die Potentiometer

zur Höhen- und Tiefeneinstellung ermöglichen bei 30 Hz eine Veränderung des Frequenzgangs im Bereich -14,5 bis +18,5 dB und bei 15 kHz von -14 bis +14 dB. Bild 4 zeigt die Frequenzgänge des gesamten Verstärkers bei voll aufge-

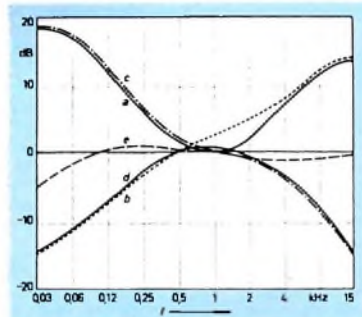


Bild 3. Frequenzgänge bei verschiedenen Stellungen der Klangregler (Signaleingang c 1); a) H_{max} , T_{max} ; b) H_{max} , T_{min} ; c) H_{min} , T_{max} ; d) H_{min} , T_{min} ; e) H und T in Mittelstellung (Frequenzgang nahezu linear)

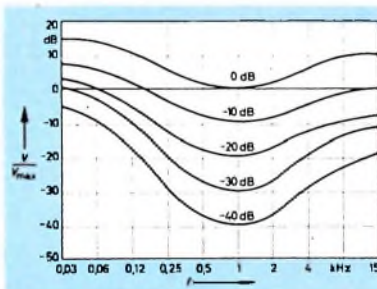


Bild 4. Frequenzgänge des gesamten Verstärkers bei Mittelstellung des Balancereglers und voll aufgeregelten Höhen- und Tiefenreglern (H_{max} , T_{max}) für verschiedene Stellungen des Lautstärkereglers P 1, P 2 (Zuführung der Signalspannung über Kontakt a 1)

drehen Höhen- und Tiefenreglern für verschiedene Einstellungen der Lautstärkepotentiometer P 1, P 2. Die Höhen- und Tiefenanhebung, die sich in den verschiedenen Stellungen von P 1, P 2 ergibt, kann mit P 3, P 4 und P 5, P 6 nicht mehr weiter gesteigert, sondern nur verringert werden.

6. NF-Vorstufen und Phasenumkehrstufen

Der Frequenzgang des Verstärkers kann den akustischen Bedingungen ohne Rückwirkung auf die durch den Lautstärkereglern bewirkten Frequenzgänderänderungen angepaßt werden. Dieser Vorteil wurde jedoch mit einem beachtlichen Abfall des in der Eingangsstufe verstärkten Signalpegels erkauft. Um die Endstufe voll aussteuern zu können, ist daher eine weitere Verstärkung erforderlich. Dazu dient je Kanal eine Röhre ECC 83. Ein System dieser Röhre wirkt als Verstärker, das andere arbeitet in der bewährten Katodenschaltung als Phasenumkehrstufe.

7. NF-Gegentakt-Endstufen

In jedem Kanal arbeiten zwei Röhren EL 84 in AB-Betrieb mit gemeinsamem Katodenwiderstand. Diese Schaltung ist verhältnismäßig unempfindlich gegenüber Abweichungen der Daten eines Röhrenpaares. Es ist daher nicht erforderlich, die Röhren für jeden Kanal paarweise auszusuchen. Außerdem ist auch nicht mit

einem stärkeren Abfall der Ausgangsleistung zu rechnen, falls die Röhren eines Kanals ungleichmäßig altern.

Der übrige Aufbau der Endstufe ist konventionell und bietet keine Besonderheiten. Um die für einen Hi-Fi-Verstärker benötigte hohe Ausgangsleistung zu erreichen, werden die Endstufen mit etwa 300 V Anoden- und Schirmglitterspannung betrieben.

8. Klirrfaktorverringering durch Gegenkopplung

Außer in der Eingangsstufe enthält der Verstärker noch einen weiteren Gegenkopplungszweig. Er führt von der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers zur Katode des ersten Systems der Röhre ECC 83. Diese Gegenkopplung erfährt auch die vom Eisenkern des Ausgangsübertragers verursachten Verzerrungen. Sie ist besonders wirksam bei sehr hohen und bei sehr tiefen Frequenzen. Den Einfluß dieser Gegenkopplung verdeutlichen die Bilder 5 bis 9, in denen die Ergebnisse von Messungen mit und ohne Gegenkopplung als Kurven dargestellt sind. Ohne Gegenkopplung arbeitet der Verstärker bei Unterbrechung des Gegenkopplungs-

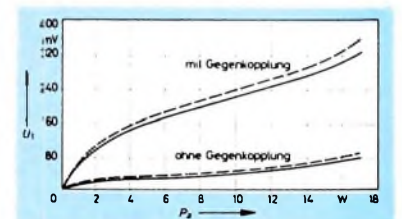


Bild 5. Eingangsspannungsbedarf U_1 bei $f = 1$ kHz und Mittelstellung des Balancereglers in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a mit und ohne Gegenkopplung (Reglerstellungen: — = L_{max} , H_{min} , T_{min} ; - - - = L_{max} , H_{max} , T_{max})



Bild 6. Klirrfaktor k mit und ohne Gegenkopplung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a bei $f = 1$ kHz und Mittelstellung des Balancereglers (Signaleingang a 1; Reglerstellungen: — = L_{max} , H_{min} , T_{min} ; - - - = L_{max} , H_{max} , T_{max})

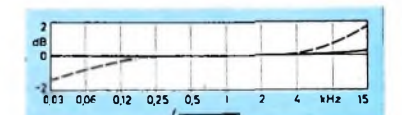


Bild 7. Frequenzgang an der Sekundärseite des Ausgangsübertragers, gemessen bei 1 W Nutzleistung (Signaleingang d 1; — = mit Gegenkopplung, - - - = ohne Gegenkopplung)

zweiges (Verbindung zwischen der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers und der Katode des ersten Systems der ECC 83).

Bild 5 zeigt den Spannungsbedarf U_1 am Eingang des Verstärkers (Messpunkt a 1 beziehungsweise b 1) in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a . Zur Aufnahme dieser Meßwerte war die Primärwicklung des Ausgangsübertragers mit

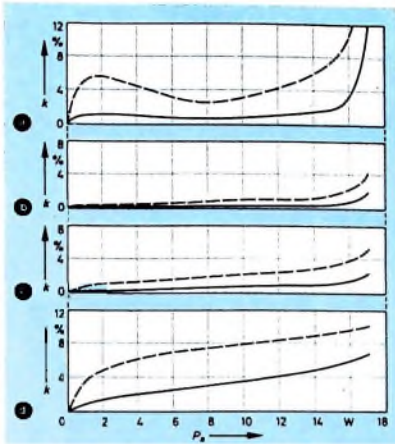


Bild 8. Klirrfaktor k in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a bei 40 Hz (a), 1 kHz (b), 5 kHz (c) und 15 kHz (d) (— mit Gegenkopplung, - - - ohne Gegenkopplung. Messung an der Sekundärseite des Ausgangsübertragers; Reglerstellungen: L_{max} , H_{max} , T_{max})

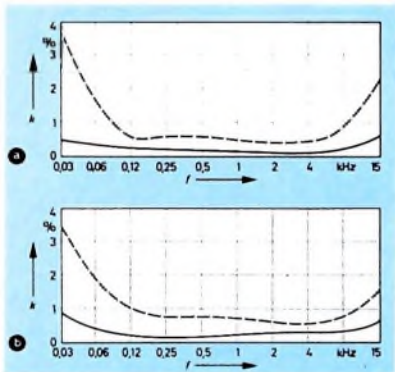


Bild 9. Klirrfaktor k in Abhängigkeit von der Frequenz f bei einer Ausgangsleistung $P_a = 2$ W an der Sekundärseite des Ausgangsübertragers (— mit Gegenkopplung, - - - ohne Gegenkopplung); a) L_{max} , H_{max} , T_{max} , B in Mittelstellung; b) L_{max} , H_{max} , T_{max} , B in Mittelstellung

einem Lastwiderstand $R_{aa} = 8$ kOhm abgeschlossen. Die Messungen wurden bei 1 kHz, Mittelstellung des Balancereglers und voll aufgedrehtem Lautstärkereger für zwei verschiedene Extremstellungen der Höhen- und Tiefenregler durchgeführt. Die Gegenkopplung verursacht einen Empfindlichkeitsverlust um den Faktor 6. Für kleine und mittlere Aussteuerungen wird der Klirrfaktor jedoch im gleichen Maße verringert (Bild 6).

Die Frequenzganglinearisierung durch die Gegenkopplung ist besonders anschaulich im Bild 7 dargestellt. Hierbei wurde die Ausgangsspannung an der mit dem Lautsprecher-Ersatzwiderstand abgeschlossenen Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers gemessen (die Signalspannung wurde bei d_1 beziehungsweise d_2 eingespeist). Die Kurve enthält also alle von den Kopplgliedern verursachten linearen Verzerrungen (vom Gitter des ersten Systems der ECC 83 bis zur Schwingspule des Lautsprechers einschließlich des Frequenzganges des Ausgangsübertragers). Bei den Grenzfrequenzen 30 Hz und 15 kHz treten ohne Gegenkopplung Frequenzgangfehler

von etwa 1,5 dB auf, mit Gegenkopplung werden diese Übertragungsfehler vernachlässigbar klein. Zur Aufnahme der Kurven im Bild 7 wurde als Meßpegel eine Ausgangsleistung von 1 W gewählt. Sehr aufschlußreich ist auch der Klirrfaktorverlauf mit und ohne Gegenkopplung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung bei verschiedenen Meßfrequenzen (Bild 8).

Für eine Ausgangsleistung von 2 W, die dem Nennleistungsbedarf¹⁾ des Tieftonlautsprechers „LPT 245“ (SEL) entspricht, wurde der Klirrfaktor mit und ohne Gegenkopplung gemessen (Bild 8). Offensichtlich wird die Wiedergabequalität durch die Gegenkopplung unabhängig von der Klangreglereinstellung stark verbessert.

9. Übersprechen

Die Übersprechdämpfung eines Verstärkers, dessen Röhren jeweils nur in einem Kanal arbeiten, kann im Prinzip beliebig erhöht werden. Voraussetzungen hierfür sind eine sorgfältige Abschirmung der beiden Kanäle und hinreichende Entkopplung der Übertragerstreufelder am Ausgang und im Netzteil des Verstärkers.

Die Übersprechdämpfung wurde bei Aussteuerung des linken Kanals und offenem, nicht angesteuertem Eingang des rechten Kanals sowie vollaufgedrehtem Lautstärkereger gemessen. Sie ergibt sich aus dem Verhältnis der Nutzleistung am Ausgang des linken Kanals zur Nutzleistung am Ausgang des rechten Kanals. Der Frequenzgang war dabei etwa linear eingestellt. Für den ausgesteuerten Kanal wurde eine Ausgangsleistung von 10 W gewählt, damit die am Ausgang des nichtangesteuerten Kanals vorhandene geringe Leistung mit genügendem Abstand vom Netzbrummpiegel gemessen werden konnte.

Bild 10. Übersprechdämpfung a_d in Abhängigkeit von der Frequenz f ; a) Messung mit Balanceregler-Nachbildung (2×500 kOhm), b) Balanceregler in Mittelstellung, c) Messung mit Nachbildung des Balancereglers (2×500 kOhm als Symmetrierglied und 33 kOhm als Übergangswiderstand nach Masse)

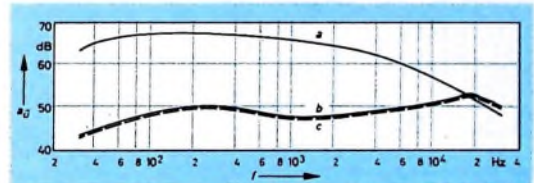
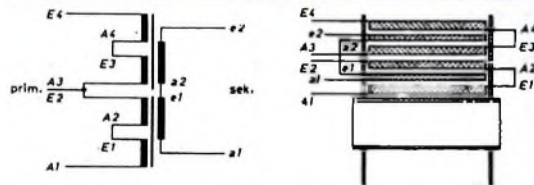


Bild 11. Schaltung und Aufbau der Ausgangsübertrager



Wie Bild 10 zeigt, ergeben sich die größten Werte für die Übersprechdämpfung (Kurve a), wenn man den Balanceregler P 7 durch zwei 500-kOhm-Widerstände ersetzt, deren Verbindungspunkt an Masse liegt. Der hohe Wert von fast 70 dB wird erreicht, obwohl je ein System der Vorröhre R_{01} in jedem Kanal arbeitet. Dies ist der beste Beweis für die zweckmäßige Konstruktion dieser neuen NF-Doppeltriode mit innerer Abschirmung der beiden Verstärkersysteme.

¹⁾ Als Nennleistungsbedarf wird diejenige Leistung bezeichnet, die ein Lautsprecher benötigt, um in 3 m Abstand in der Achsrichtung bei der Frequenz 250 Hz einen Schalldruck von $4 \mu\text{b} \approx 86$ dB zu erzeugen. Dieser Schalldruck entspricht der Lautstärke, die ein großes Symphonieorchester erzeugt!

Bei Mittelstellung des Balancereglers P 7 erhält man nur Werte von etwa 50 dB für die Übersprechdämpfung (Kurve b). Die Verschlechterung der theoretisch erreichbaren hohen Werte um etwa 20 dB bei den tiefen und mittleren Frequenzen bei Anwendung des Kohleschichtpotentiometers läßt sich als Folge der Verkopplung der beiden Kanäle über die Widerstandsschicht und den Übergangswiderstand des Schliefers erklären. Wenn zwischen den Mittelpunkt der Nachbildung des 1-MOhm-Balancereglers und Masse ein 33-kOhm-Widerstand geschaltet wird, ergeben sich etwa die gleichen Werte wie in der Mittelstellung von P 7 (Kurve c). Die erreichten Werte für die Übersprechdämpfung (mehr als 40 dB im gesamten Frequenzbereich) reichen für die Praxis jedoch voll aus.

10. Ausgangsübertrager

Die Wiedergabequalität eines NF-Verstärkers hängt weitgehend von der Güte der Ausgangsübertrager ab. Für den vorliegenden Verstärker wurden Übertrager mit verschachtelter Wicklung auf M 74-Kernen gewählt (Tab I, Bild 11). Die Sekundärwicklung besteht aus zwei in Reihe geschalteten Wicklungen, die mit den entsprechenden Wicklungshälften der Primärseite verschaltet sind, um die Streuung zwischen Primär- und Sekundärwicklung auf einen mit noch vertretbarem Aufwand erreichbaren Mindestwert zu verringern.

II. Netzteil

Beim ersten Versuchsaufbau des Verstärkers, der noch in konventioneller Art erfolgte, wurde für den Netzteil nach Bild 1 ein getrenntes Chassis benutzt, das durch eine Stecker- und Buchsenleiste mit dem eigentlichen Verstärkerchassis verbunden

Tab. I. Wickeldaten der Ausgangsübertrager

Wicklung	Wdg.	Drabt	Kern
A 1 - E 1	765	0,23 mm CuL	M 74 x 0,35,
A 2 - E 2	765	0,23 mm CuL	Dyn.-Bl. IV,
A 3 - E 3	765	0,23 mm CuL	wechselseitig
A 4 - E 4	765	0,23 mm CuL	geschichtet
a 1 - e 1	42	$2 \times 0,9$ mm CuL ¹⁾	
a 2 - e 2	42	$2 \times 0,9$ mm CuL ¹⁾	

¹⁾ parallel geschaltet

war. Beim zweiten Aufbau mit der gedruckten Platte nach Bild 13 waren Verstärker und Netzteil auf einem gemeinsamen Chassis untergebracht. Bild 14 zeigt die Gesamtansicht des kompletten Verstärkers. Die hier gewählte Art des Auf-

baus ergibt eine verhältnismäßig geringe Einbauhöhe

Der Siebmittelaufwand ist sehr gering. Die Anoden der Endröhren jedes Kanals erhalten über die Mittelanzapfung der Primärwicklung des Ausgangsübertragers die ungesiebelte Gleichspannung direkt vom Ladekondensator, während die Schirmglitterspannung für alle vier Röhren mit einem einzigen sehr einfachen RC-Glied gesiebelt wird. Da die gesamte Stromaufnahme des Verstärkers im Mittel nur 190 mA ist, läßt sich als Gleichrichter ein Typ mit 200 mA Belastbarkeit verwenden. Tab. II und Bild 12 enthalten alle notwendigen Angaben für den Netztransformator.

12. Ausführung mit gedruckter Schaltung

Für diejenigen Leser, die das Gerät mit gedruckter Schaltung aufbauen möchten, zeigt Bild 13 einen Schaltungsvorschlag für die gedruckte Platte. Auf dieser Platte können alle Bauteile des Verstärkers - mit Ausnahme der Eingangsbuchse, des Lautstärke- und des Balancepotentiometers sowie des Höhen- und Tiefenreglers, der Ausgangsübertrager und des Netzteils - verdrahtet werden. Die Anordnung der Bauteile auf der gedruckten Platte geht aus Bild 15 hervor.

Aus Bild 16 kann man die Anordnung der Eingangs- und Ausgangsbuchsen an der Chassissrückwand entnehmen. Die Doppelpotentiometer für die Lautstärke-, Höhen- und Tiefenregelung sowie der Balance- und der Lautstärke-Regler sind in der Mitte auf einer Trenn-

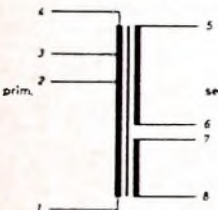
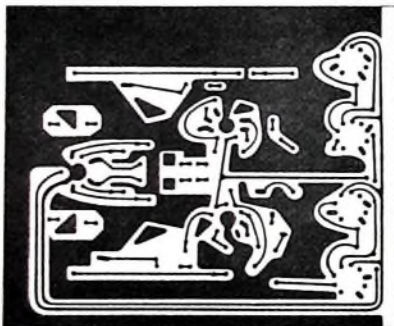


Bild 12. Schaltung des Netztransformators

Bild 13. Vorschlag für die gedruckte Schaltung (Maßstab 1:4)



Tab. II. Wickelndaten des Netztransformators

Wicklung	Spannung [V]	Wdg.	Draht	Kern
1 - 2	210	520	0,6 mm CuL	M 102 b - 0,35
1 - 3	220	540	0,6 mm CuL	Dyn. Bl. IV,
1 - 4	230	560	0,6 mm CuL	wechselseitig
5 - 6	252	660	0,35 mm CuL	geschichtet
7 - 8	6,3	17	2 mm CuL	

Lagenanordnung: nach jeder zweiten Lage 0,05 mm Lackpapier; Zwischenisolation: 2 x 0,1 mm Lackpapier

wand befestigt, um möglichst kurze Verbindungen zu erhalten.

Die beiden Ausgangsübertrager, der Netztransformator, der Gleichrichter und die Siebkondensatoren sind unmittelbar neben den Endröhren direkt auf dem Chassis-Bodenblech montiert. Der Netztransformator und die Ausgangsübertrager wurden so angeordnet, daß die Achsen der magnetischen Streufüsse zueinander senkrecht stehen.

Bild 14. Gesamtsicht des Hi-Fi-Stereo-Verstärkers

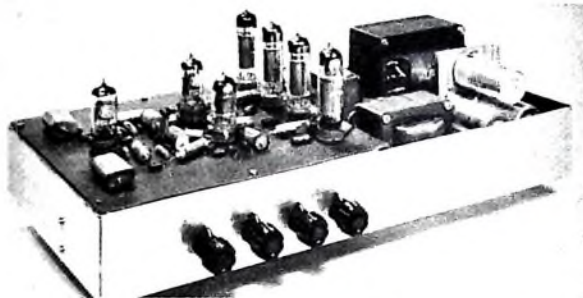


Bild 15. Blick auf die bestückte gedruckte Platte

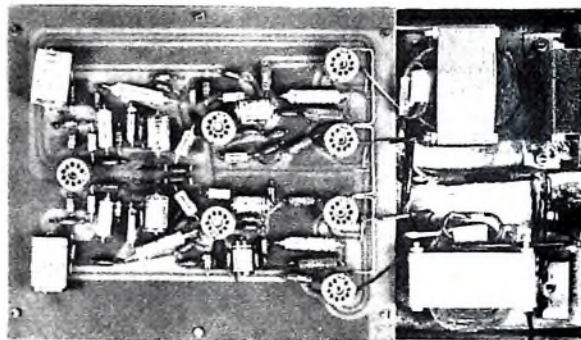
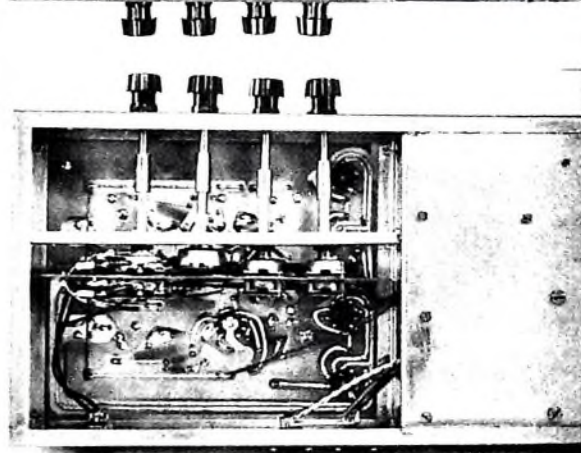


Bild 16. Untersicht des Verstärkers



13. Praktische Erfahrungen

Um die hohe Qualität des Verstärkers und der SEL-Hi-Fi-Lautsprecherkombination „LPT 245/LPMH 1318“ voll ausnutzen zu können, sind Plattenspieler und Schallplatten erforderlich, die hinsichtlich des Rumpelns und Rauschens hohen Anforderungen genügen. Bei voller Lautstärke und der erforderlichen Tiefen- und Höhenanhebung machen sich nämlich Rumpeln und Plattenrauschen - besonders für die Zuhörer in unmittelbarer Nähe der Lautsprecher bei Vorführungen in größeren Räumen - störend bemerkbar.

Auch die Qualität der Schallplatten ist in dieser Beziehung sehr unterschiedlich. Es ist durchaus möglich, daß Platten, bei deren Vorführung mit üblichen Stereoanlagen sich nur eine durchschnittliche Wiedergabequalität erreichen läßt, bei Hi-Fi-Wiedergabe einen hervorragenden Eindruck machen und umgekehrt. Der Grund dafür dürfte sein, daß bei üblichen Anlagen auch bei erstklassigen Platten infolge von Klirr-, Intermodulations- und Übersprecheffekten im Lautsprecher und

Verstärker so viele zusätzliche Informationen bei der Wiedergabe hinzu kommen, daß der Eindruck einer Originaldarbietung nicht mehr entstehen kann. Dagegen kann bei Platten geringerer Qualität, bei denen durch entsprechende Auswahl der Instrumentierung und bewußte (oder zufällige) Beschneidung der Amplituden der hohen und tiefen Frequenzen auf ein solches Maß, daß die bei üblichen Wiedergabeanlagen zwangsläufig entstehenden Verzerrungen auf ein Minimum beschränkt bleiben, eine verhältnismäßig gute Plattenqualität vorgetäuscht werden.

Schrifttum

- Weinheimer, R.: Wirtschaftlichkeit von NF-Endstufen und die neue ECLL 800. radio mentor Bd. 29 (1963) Nr. 4, S. 303-307
- Weinheimer, R.: Die ECLL 800, eine neue Doppelpentode mit Phasenumkehrtriode für NF-Gegentakt-Endstufen. Funkschau Bd. 35 (1963) Nr. 5, S. 114-118
- Weinheimer, R.: NF-Röhren als Energiewandler. Die neue Lorenz-Verbundröhre ECLL 800. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 5, S. 141-145

Elektronische Zündanlagen dürften der nächste große Schritt auf dem Weg zur Kraftfahrzeugelektronik sein. Die Automotive Electronics Company (387, Park Avenue South, New York, N. Y., USA) bietet bereits mit ihrem System „AEC 77“ eine elektronische Zündanlage an, die den herkömmlichen Zündanlagen hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Betriebssicherheit mit Abstand überlegen ist. Bei geringerem Kostenaufwand steigert das System „AEC 77“ die Motorleistung bis zu 10%, setzt den Fahrweg je Liter Benzin bis zu 20% herauf, verlängert die Lebensdauer der Zündkerzen um das 3- bis 4fache und gewährleistet den sofortigen Start auch bei Temperaturen weit unter dem Gefrierpunkt.

1. Nachteile herkömmlicher Zündanlagen

Die Zündanlage ist im allgemeinen das störantfälligste Glied in der Funktionskette eines Benzinmotors. Der gesamte Zündstrom von mehr als 3 A fließt über kleine Unterbrecherkontakte. Wird der Motor gestartet oder läuft er langsam, dann fließt dieser hohe Strom lange genug, um die Unterbrecherkontakte zu überhitzen. Diese Überhitzung fördert einen schnelleren Verschleiß der Unterbrecherkontakte und verursacht die Bildung von Oxydschichten an ihren Oberflächen. Die Oxydschichten wirken isolierend und behindern den Stromfluß zwischen Zündspule und Zündkerzen. Die Folge ist, daß der Motor schlecht startet, im Leerlauf unruhig läuft und bei der Beschleunigung von niedrigen Drehzahlen auf höhere rückt. Ein weiterer Mangel tritt auf, wenn der Motor zu schnell läuft. Die Unterbrecherkontakte schließen dann nur sehr kurzzeitig. Kommt noch die isolierende Wirkung der Oxydschichten dazu, dann kann der erforderliche Zündstrom ebenfalls nicht fließen. Die schlechte Kontaktgüte schwächt die Zündwirkung und verursacht dadurch bei allen Drehzahlen eine unvollständige Verbrennung des Gasgemisches im Motor. Auf diese Weise verschmutzen die Zündkerzen und wird unnütz Benzin verschwendet.

Wenn ein Pkw-Motor an kalten Wintermorgen nicht anspringt, liegt das meist an einem zu schwachen Zündfunken. Weil der Zündfunke zur Zündung des Gasgemisches im Motor nicht stark genug ist, „versäuft“ der Motor nach einigen Startversuchen, und jeder neue Anlaufversuch trägt zur Bildung unerwünschter Oxydschichten auf den Unterbrecherkontakten bei.

2. Arbeitsweise der elektronischen Zündanlage „AEC 77“

Im Bild 1 ist die Schaltung des Systems „AEC 77“ vereinfacht dargestellt. Eine Zenerdiode 1N2836B (Motorola) liegt der

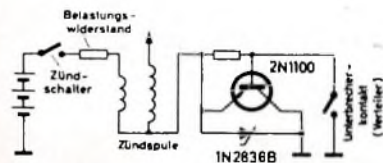


Bild 1. Vereinfachtes Schaltbild der elektronischen Zündanlage „AEC 77“

Collector-Emitter-Strecke eines Transistors 2N1100 (Delco) parallel und leitet zu hohe Spannungen nach Masse ab, die das Verbrennen und Vernarben der Unterbrecherkontakte bewirken sowie den Transistor

Elektronische Zündanlage »AEC77«

gefährden. Gegenüber einem Strom von rund 3,5 A bei herkömmlichen Zündanlagen fließt über die Unterbrecherkontakte jetzt nur noch ein Strom von etwa 0,4 A, und die Aufgabe der Unterbrecherkontakte besteht nur noch darin, den Transistor ein- und auszuschalten. Bei geschlossenen Unterbrecherkontakten schießt

abgeschlossene Metallbecher ist verchromt und gestrichen und daher rostfrei. Die Zündspulen anderer Fabrikate sind meist mit Teer vergossen.

Die Kurve u im Bild 2 zeigt die Übergangsfunktion des Zündspulenstroms für eine elektronische Zündeinrichtung „AEC 77“. Zum Vergleich gibt Kurve b im Bild 2 die Übergangsfunktion des Zündspulenstroms einer herkömmlichen Zündanlage wieder. Der Vorteil der elektronischen Zündeinrichtung liegt offen auf der Hand: Während beim System „AEC 77“ der Zündstrom sofort stell ansteigt, braucht das herkömmliche System eine längere Zeit, um den Spitzenstrom von 3,5 A zu erreichen. Die Kurven im Bild 3 machen die Vorteile der elektronischen Zündanlage „AEC 77“ gegenüber einem herkömmlichen Zündsystem noch deutlicher. Dort sind die verfügbaren Zündspannungen in Abhängigkeit von den Motordrehzahlen aufgetra-

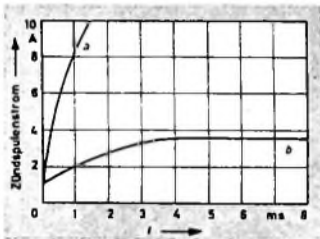
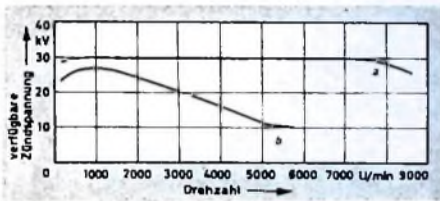


Bild 2. Übergangsfunktionen für die elektronische Zündeinrichtung „AEC 77“ (Kurve a) und für ein herkömmliches Zündsystem (Kurve b)

Bild 3. Verfügbare Zündspannung in Abhängigkeit von der Drehzahl des Motors bei der elektronischen Zündeinrichtung „AEC 77“ (Kurve a) und bei einer herkömmlichen Zündanlage (Kurve b)



der Transistor einen Strom von 6 A durch die Zündspule, und zwar bei allen Motordrehzahlen. Weil der durch die Unterbrecherkontakte fließende Strom so gering ist, daß ein Verbrennen, Vernarben oder Überhitzen nicht mehr eintreten kann, sind die Unterbrecherkontakte bis über 120 000 Fahrkilometer verwendbar. Beim Starten, Beschleunigen, bei hohen Geschwindigkeiten und insbesondere bei feuchtkaltem Wetter reicht der über die Unterbrecherkontakte fließende Strom stets noch aus, den Transistor durchzuschalten und damit den gesamten Zündstrom zur Zündspule fließen zu lassen.

Der Transistor 2N1100 verträgt Ströme von 15 A bei Spannungen von 100 V. Andere Hersteller verwenden mehrere in Reihe geschaltete Transistoren mit niedrigen Betriebsspannungen, wodurch sich aber Gleichlaufprobleme ergeben. Die 50-W-Zenerdiode 1N2836B hat eine Zenerspannung von 80 V, so daß der Transistor vor Überspannungen geschützt ist. Elektronische Zündanlagen anderer Firmen enthalten bis jetzt, wenn überhaupt, zwei 1-W-Zenerdioden.

Die Zündspule des Systems „AEC 77“ hat ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 400 und liefert 28 ... 32 kV, eine Zündspannung, die das reibungslose Arbeiten eines jeden Benzinmotortyps sichert. Die primäre Wicklung besteht aus isoliertem Draht und ist mit Epoxydharz vergossen, so daß eine absolute Stabilität gegeben und Windingsschlüssen genügend vorgebeugt ist. Beide Wicklungen ruhen in einem mit hochwertigem Transformatoröl gefüllten zylindrischen Metallbecher. Der hermetisch

gen. Die Kurve a im Bild 3 gibt die Verhältnisse bei dem System „AEC 77“ wieder, die Kurve b im Bild 3 ist charakteristisch für eine herkömmliche Zündanlage. Aus Bild 3 ist zu ersehen, daß die Zündspannung einer herkömmlichen Zündeinrichtung bei höheren Tourenzahlen des Motors auf etwa die Hälfte absinkt. Das Absinken der Zündspannung hat eine unvollständige Verbrennung des Gasgemisches und damit einen Leistungsverlust zur Folge. Die Zündkerzen verschmutzen, und es wird unnötig Benzin vergeudet. Im Gegensatz hierzu hält die elektronische Zündanlage „AEC 77“ die Zündspannung bei allen Geschwindigkeiten auf einem höheren Spannungswert konstant. Es ergibt sich eine vollständige Verbrennung des Gasgemisches im Motor und demzufolge eine Steigerung der Motorleistung.

3. Einbau

Die Zündanlage „AEC 77“ wird in zwei Ausführungen geliefert. Das Modell „AEC 77 negative“ ist für Kraftfahrzeuge vorgesehen, deren Batterien mit dem Minuspol am Fahrzeugchassis liegen. Ist der Pluspol der Fahrzeugbatterie mit dem Wagenchassis verbunden – dies ist nur bei englischen Autos der Fall –, dann muß die Ausführung „AEC 77 positive“ eingebaut werden.

Die elektronische Zündanlage „AEC 77“ besteht im wesentlichen aus drei Teilen, dem Spulenbecher, der mit Kühlrippen versehenen Transistorgrundplatte und einem starken Belastungswiderstand. Sämtliches zum Einbau erforderliche Material wird mitgeliefert. Kr.

10-Röhren-12-Kreis-Amateursuper für das 80- ...10-m-Band

Technische Daten

Frequenzbänder: 80 m $\hat{=}$ 3,5... 4,0 MHz
 40 m $\hat{=}$ 7,0... 7,3 MHz
 20 m $\hat{=}$ 14,0... 14,4 MHz
 15 m $\hat{=}$ 21,0... 21,5 MHz
 11 m $\hat{=}$ 26,0... 28,0 MHz
 10 m $\hat{=}$ 28,0... 30,0 MHz

Doppelsuper: 1. ZF 4,6 MHz
 2. ZF 467 kHz

Eichgenauigkeit:

± 10 kHz im 80-, 40- und 20-m-Band,
 ± 20 kHz im 15-, 11- und 10-m-Band

Frequenzstabilität: ± 500 Hz je MHz

Antenneneingang: 60 Ohm unsymmetrisch

SSB-Empfang:

Demodulation mittels Produktdetektors

Feldstärkeanzeige: geeichtes S-Meter

NF-Output: etwa 4 W bei 10% Klirrfaktor

Bandbreite des ZF-Teils:

6 kHz, umschaltbar auf
 2,5 kHz bei 6 dB mit Quarzfilter

Kreise: 12 (9 ZF- und 3 HF-Kreise)

HF-Regelung: stetig mit Potentiometer

Diadenbuchse für Tonbandaufnahme

Buchse für Fernsteuerung

Anschluß für Außenlautsprecher

Bestückung: EK 90, EF 93, ECC 81, ECC 82,
 ECH 81, 2 x EF 183, 2 x EF 80, ECL 86,
 150 C 2, OY 5067, 3 x OA 81

Dieser Amateurfunk-Großsuper (Bild 1) ist ein Gerät der gehobenen Mittelklasse mit sämtlichen für KW-Amateure interessanten Bändern. Als HF-Eingangsteil verwendet der Empfänger einen handelsüblichen Baustein (Geloso), auf den ein mehrstufiger ZF-Verstärker mit Quarzfilter und der NF-Teil folgen. Wie die Erfahrung zeigt, hat sich der Einbau eines kompletten HF-Teils bewährt, da auf diese Weise ohne größeren meßtechnischen Aufwand ein erstklassiger Super gebaut und abgeglichener werden kann.

An den Bau dieses Großsupers sollten sich jedoch nur solche Amateure wagen, die gute theoretische und praktische Kenntnisse auf dem Gebiet der Empfängertechnik haben. Außerdem müssen die einfachen Meß- und Prüfgeräte wie Vielfachinstrument, Abgleichsender, Griddipmeter usw. vorhanden sein.

Schaltung

Der Empfänger ist nach dem Prinzip eines Doppelsupers aufgebaut. Die 1. ZF von 4,6 MHz des HF-Bausteins wird im 2. Mischer in die 2. ZF von 467 kHz umgewandelt. Für die Demodulation von SSB-Signalen ist ein Produktdetektor eingebaut, dem auch gleichzeitig der aus dem BFO stammende Hilfsträger zugesetzt wird.

HF-Baustein

Der HF-Baustein arbeitet mit drei Röhren. Als HF-Vorstufe wirkt die Röhre EF 93, als Mischröhre die EK 90 und als Oszillator beziehungsweise Pufferstufe die Röhre ECC 81. Die Ausgangsfrequenz des Bau-

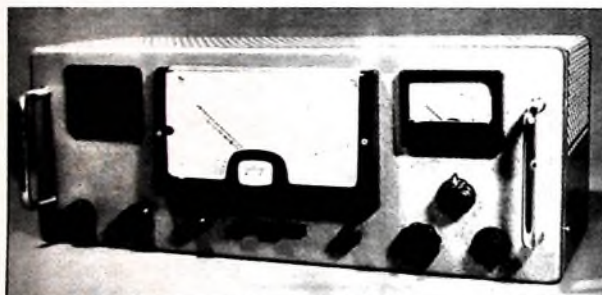


Bild 1. Ansicht des 10-Röhren-12-Kreis-Amateursupers

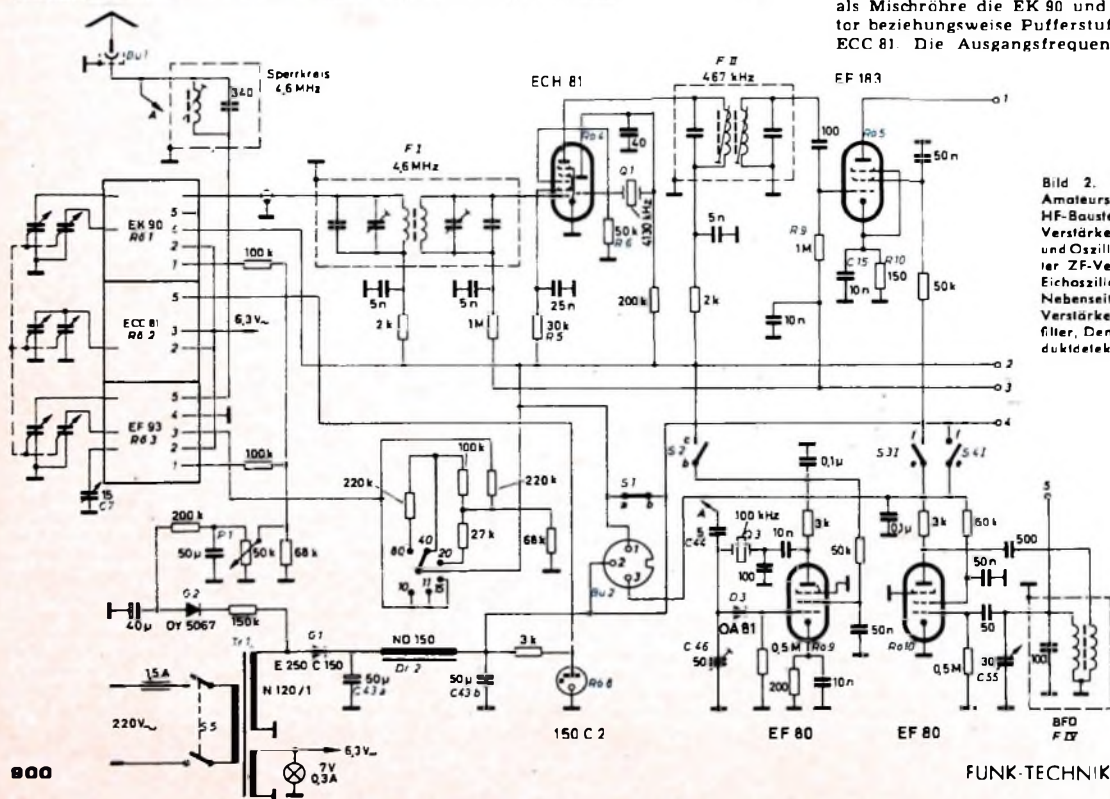


Bild 2. Schaltbild des Amateursupers (links: HF-Baustein, erster ZF-Verstärker, zweite Misch- und Oszillatorstufe, zweiter ZF-Verstärker, BFO, Eichoszillator, Netzteil; Nebenseite: zweiter ZF-Verstärker mit Quarzfilter, Demodulator, Produktdetektor, NF-Teil)

steins ist die 1. ZF von 4,6 MHz. Die Schaltung und ausführliche Beschreibung des Geloso-HF-Bausteins „N 2620“ wurde bereits im Heft 6/1962 der FUNK-TECHNIK veröffentlicht¹⁾.

1. ZF-Verstärker mit zweiter Misch- und Oszillatorstufe

Die 1. ZF wird über ein zweikreisiges Filter (F I) an das Gitter der Mischröhre R 4 gekoppelt (Bild 2). In dieser Stufe eignet sich besonders der Typ ECH 81, bei dem der Heptodenteil zum Mischen und der Triodenteil als Oszillator geschaltet ist. An das Gitter g 3 der Heptode wird die Oszillatorspannung gelegt, die dem Gitter der Triode entnommen wird.

Der zweite Oszillator ist quarzgesteuert und liefert ein konstantes Signal von 4130 kHz. Sollte der verwendete Quarz nicht leicht anschwingen, dann ist der Widerstand R 6, der im Normalfall etwa 50 kOhm hat, zu vergrößern. Die Spannungen für die Misch- und Oszillatorröhre werden dem Netzteil ohne besondere Stabilisierungsmaßnahmen entnommen. Eine Stabilisierung hat sich als überflüssig erwiesen. Im Anodenkreis der Heptode liegt ein weiteres Bandfilter (F II). Die ZF ist hier 467 kHz und wird mit F II ausgekoppelt und dem anschließenden 2. ZF-Verstärker zugeführt.

2. ZF-Verstärker mit Mikroquarzfilter

Als erste Verstärkerstufe für die 467-kHz-ZF arbeitet die EF 183. Diese sehr steile Regelpentode eignet sich besonders gut, wenn mit wenigen Stufen eine hohe Verstärkung erreicht werden soll. R 5 ist über den Widerstand R 9 mit der Regelspannung verbunden, die eine Übersteuerung sicher verhindert. Im Katodenkreis der EF 183 liegt das Aggregat R 10, C 15 zur automatischen Gittervorspannungserzeugung.

In Stellung „schmal“ wird die ZF-Kurve vom Quarzfilter bestimmt. Dieses Quarzfilter ist ein neutralisiertes Filter mit fester Bandbreite. Es eignet sich gut für

führungslöcher von 3 mm Ø stellen die einzigen Verbindungen der Kammern her. Die Bodenplatte des Quarzfilters besteht aus 5-mm-Pertinax, in dem vier Nietlötlöcher eingelassen sind. Die gesamte Einheit wird von einem Metallbecher abgeschirmt, in den die entsprechenden Löcher zum Nachstellen des Neutralisationsstrimmers C 24 und der Kerne von L 3, L 4 und L 5 gebohrt sind.

Der Abgleich ist verhältnismäßig einfach. Mit einem Gridspanometer wird zunächst festgestellt, ob die Kreise bei loser Kopp-

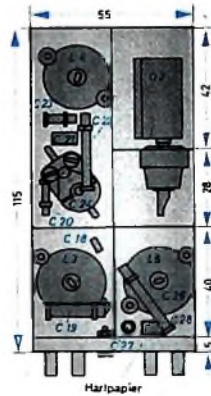


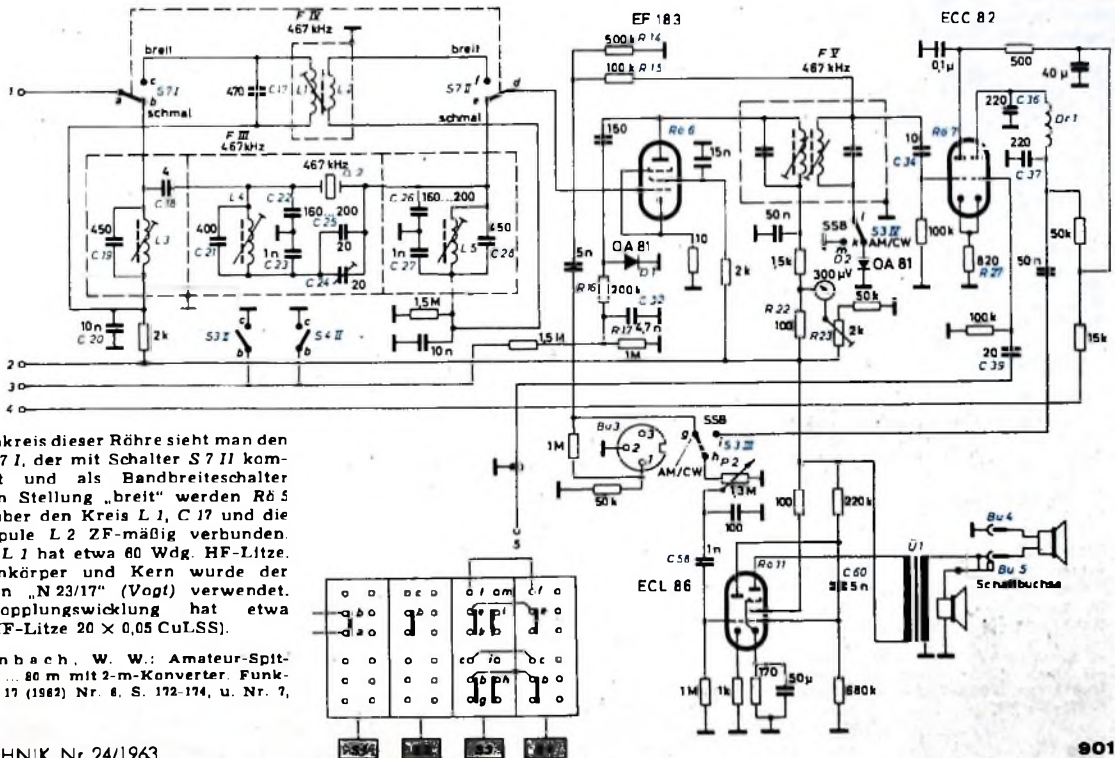
Bild 3. Anordnung der Bauelemente in den Kammern des Quarzfilters

schmalbandigen Telefonie- (SSB-) Empfang. Wichtig bei dem Aufbau des Filters ist, daß sich die einzelnen Filterkreise nicht gegenseitig beeinflussen, das heißt, daß das ZF-Signal auch wirklich nur den vorgeschriebenen Schaltungsweg passiert, also nicht von Spule zu Spule koppelt, sondern nur über C 18 und den Quarz läuft.

Die Bilder 3 und 4 zeigen den Aufbau des Mikroquarzfilters mit den einzelnen Kammern, in denen die Schalenkerne der Kreise zu erkennen sind. Der jeweilige Kreiskondensator wurde mit kürzesten Verbindungen an die Spule gelötet. Durch-



Bild 4. Blick in die Kammern des Quarzfilters



Im Anodenkreis dieser Röhre sieht man den Schalter S 7 I, der mit Schalter S 7 II kombiniert ist und als Bandbreitenschalter arbeitet. In Stellung „breit“ werden R 5 und R 6 über den Kreis L 1, C 17 und die Ankoppelspule L 2 ZF-mäßig verbunden. Die Spule L 1 hat etwa 80 Wdg. HF-Litze. Als Spulenkörper und Kern wurde der Schalenkern „N 23/17“ (Vogt) verwendet. Die Ankopplungswicklung hat etwa 20 Wdg. (HF-Litze 20 x 0,05 CuLSS).

¹⁾ Diefenbach, W. W.: Amateur-Spitzen super 10... 80 m mit 2-m-Konverter. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 8, S. 172-174, u. Nr. 7, S. 211-212

lung tatsächlich auf der vorgesehenen Frequenz von 467 kHz arbeiten. Danach schließt man einseitig den Meßsender oder das Griddipmeter und am Ausgang ein Röhrenvoltmeter an. Die Kreise werden wie bei jedem Bandfilter auf Maximum getrimmt. Nun wird eine Ersatzkapazität für den Quarz angefertigt und das Filter an Stelle des Quarzes mit dieser Ersatzkapazität bestückt. Geringe Kapazitätsänderungen am Neutralisationstrimmer und wiederholtes Nachtrimmen der Kreise auf Maximum genügen zur Annäherung an den Neutralisationspunkt. Er ist daran zu erkennen, daß die Spannung am Röhrenvoltmeter stark abfällt und sich der Kreis L 4, C 21 nicht mehr verstimmen läßt. Das Ziel dieser Abgleicharbeit ist es, daß sich die über die Quarzersatzkapazität und den Neutralisationskondensator fließenden Ströme aufheben und so an dem Kreis L 5, C 28 keine Spannung auftreten kann. Wird jetzt der Quarz eingesetzt, dann läßt er nur seine Frequenz durch und koppelt die Kreise. Eine genaue Beschreibung und Abgleichanleitung für dieses Mikroquarzfilter ist im Heft 21/1959 der FUNK-TECHNIK veröffentlicht worden¹⁾.

Auf das Quarzfilter folgen ein weiterer ZF-Verstärker und der AM-Demodulator mit Regelspannungserzeugung. Die ZF-Stufe ist ebenfalls mit der Röhre EF 183 bestückt. Die Schaltung entspricht grundsätzlich dem Aufbau der ersten ZF-Stufe. Sie unterscheidet sich jedoch durch das Fehlen des Katodenkondensators und die dadurch entstehende Gegenkopplung.

Die Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung wird mit der Diode D 1 erzeugt. Sie erhält die gleichgerichtete Spannung von der Anode von R 6 über die Siebkette R 16, C 32, R 17 gelangt die negative Regelspannung zur Regelleitung des Empfängers. Die AM-Demodulation wird am Sekundärkreis des ZF-Filter F V mit D 2 vorgenommen. Am kalten Ende liegt der Schalter S 3 IV, der

Tab. 1. Spulentabelle

Spule	Wdg.	Induktivität [µH]	Körper
L 1	60	—	„N 23/17 FC“
L 2	20	—	„N 18/14 FC“
L 3, L 4, L 4	57	180	„N 18/14 FC“

bei AM die Diode einschaltet und bei SSB das Filter an Masse legt. Die entstehende NF wird über den Spannungsteiler R 14, R 15, der gleichzeitig Arbeitswiderstand für D 2 ist, abgenommen. In Tab. 1 sind die Spulendaten für L 1, L 2, L 3, L 4 und L 5 angegeben.

Produktdetektor

Zum Empfang von SSB-Signalen muß im Empfänger ein künstlicher Träger zuge-setzt werden. Dieser Träger steht bereits im BFO zur Verfügung. Er wird in einer Mischschaltung mit dem SSB-Signal gemischt. Als Mischstufe bewährte sich ein Produktdetektor. Das ZF-Signal wird über C 34 ausgekoppelt und dem Gitter der ersten Triode von R 6 7 zugeführt. Diese Triode arbeitet als Katodenverstärker, so daß an den beiden Kathoden der Röhre das ZF-Signal zur Verfügung steht.

¹⁾ Spillner, F.: Mehr Selektivität bei 467 kHz - Mikro-Quarzfilter und Doppel-Quarzfilter Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 21, S. 771-772, 774

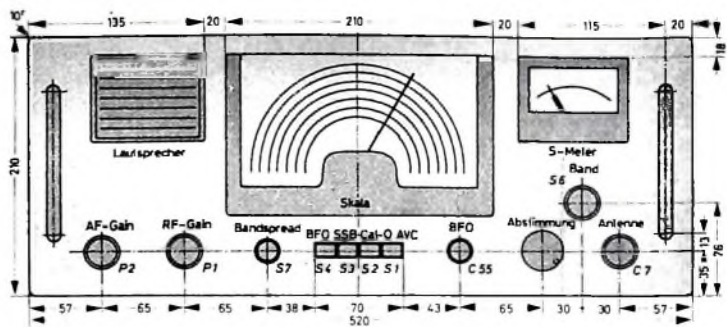


Bild 5 Maßskizze der Frontplatte

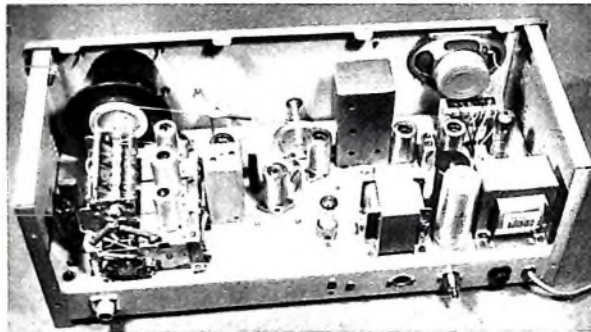
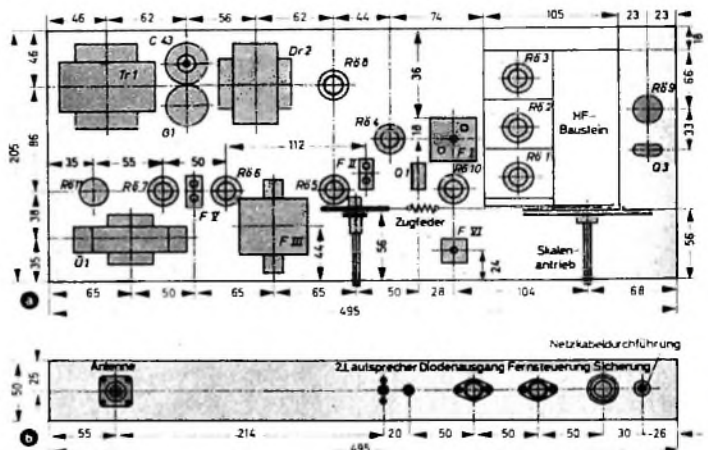


Bild 6 Blick auf die Oberseite des Chassis

Bild 7 (unten). a) Anordnung der Einzelteile und Maßskizze des Chassis, b) Maßskizze der Chassisrückseite



Dem Gitter der zweiten Triode wird nun das BFO-Signal zugeführt und gemischt. Die Filteranordnung im Anodenkreis (C 36, Dr 1, C 37) hat die Aufgabe, eventuelle HF-Reste vom nachfolgenden NF-Teil fernzuhalten.

NF-Teil

Der zweiastufige Niederfrequenzteil ist mit der Doppelröhre ECL 86 bestückt. Er weist keine Besonderheiten auf. Das Signal gelangt über den Lautstärkereglern P 2 und den Kondensator C 58 an das Steuergitter der Triode des Nach ausreichender Verstärkung wird es über den Kondensator C 60 an die Endröhre gekoppelt. Die Sekundärseite des Ausgangsübertragers ist einpolig an Masse gelegt und der zweite Pol über eine Schaltbuchse zum Lautsprecher geführt. Es ist somit möglich, beim Einstöpseln eines Außenlautsprechers das eingebaute System abzuschalten.

BFO und Elchozillator

Der BFO ist ein im Anoden-Gitter-Zweig rückgekoppelter Oszillator. Die Abstimmung erfolgt mit einem kleinen Drehkondensator von 30 pF (C 55). Das BFO-Signal für den Produktdetektor wird über C 39 vom Steuergitter ausgekoppelt.

Für die Kontrolle der Eichung des Gerätes wurde ein 100-kHz-Eichgenerator eingebaut. Er ist mit einem extrem genauen Eichquarz bestückt und kann noch mit dem Trimmer C 46 auf die genaue Frequenz gebracht werden. Der Quarz schwingt zwischen Anode und Steuergitter von R 6 5. Da ein Eichgenerator möglichst viele Oberwellen bis in die höchsten KW-Bänder abgeben soll, wird die Grundwelle von der Halbleiterdiode D 3 zusätzlich verzerrt. Man erhält an noch Eichfrequenzen auf dem 10-m-Band mit ausreichenden Amplituden. Der Eichgenerator (Fortsetzung auf S. 907)

Einführung in die Vektoralgebra

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 23, S. 872

6. Von skalaren Parametern abhängige Vektoren

In einem kartesischen Grundsystem mit den konstanten Grundvektoren e_k seien die Komponenten A_k eines Vektors A von einem Parameter t abhängig. Es gilt also $A_k = A_k(t)$. Der Parameter t kann zum Beispiel die Zeit, eine Bogenlänge usw. bedeuten. Da die Komponenten des Vektors A von dem Parameter t abhängen, ist der Vektor $A(t)$ ebenfalls eine Funktion des Parameters t .

$$A = A(t) = A_1(t)e_1 + A_2(t)e_2 + A_3(t)e_3 = (A_1(t), A_2(t), A_3(t)) \quad (6;1)$$

Eine Änderung des Parameters t bedeutet eine Änderung des zugehörigen Vektors $A(t)$ nach Betrag und Richtung. Dem Parameter t ist also ein



Bild 49. Das Vektorfeld $A(t)$ und die dazugehörige Bahnkurve

Vektorfeld $A(t)$ zugeordnet. Bei einer Änderung des Parameters t durchläuft die Spitze des Vektors $A(t)$ eine Raumkurve R . Ist $A(t)$ speziell ein Ortsvektor $r(t)$, so nennt man diese Raumkurve auch Bahnkurve (Bild 49).

6.1. Differentiation eines Vektors $A(t)$

Der Vektor $A(t)$ habe die Komponenten $A_k(t)$ ($k = 1, 2, 3$). Nach der Definition des Differentialquotienten gilt für die Differentiation der Vektorkomponenten

$$\frac{d}{dt} A_k(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A_k(t + \Delta t) - A_k(t)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta A_k(t)}{\Delta t} \quad (6;2)$$

Multipliziert man Gl. (6;2) mit dem zugehörigen Grundvektor e_k und addiert die so erhaltenen Gleichungen, so ergibt sich folgende Definition für die Ableitung $\frac{d}{dt} A(t)$ eines von einem Parameter t abhängigen Vektors:

$$\frac{d}{dt} A(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A(t + \Delta t) - A(t)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta A(t)}{\Delta t} \quad (6;3)$$

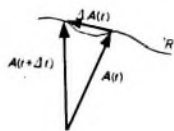


Bild 50. Darstellung von $\Delta A(t)$

Im Bild 50 sind die Vektoren $A(t + \Delta t)$ und $A(t)$ dargestellt, deren Spitzen auf einer Raumkurve R liegen.

Nach Bild 50 gilt

$$\Delta A(t) = A(t + \Delta t) - A(t) \quad (6;4)$$

Bei sehr kleinem Parameterunterschied Δt hat der Differenzvektor $\Delta A(t)$ annähernd die Richtung der Tangente an die Raum-

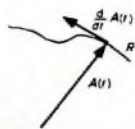


Bild 51. Der Vektor $A(t)$ und sein Differentialquotient $\frac{d}{dt} A(t)$

kurve R . Im Grenzfall $\Delta t \rightarrow 0$ entsteht aus dem Differenzenquotienten $\frac{\Delta A(t)}{\Delta t}$ der Differentialquotient $\frac{d}{dt} A(t)$. Der durch den

Differentialquotienten $\frac{d}{dt} A(t)$ definierte Vektor hat die Richtung der Tangente an die Bahnkurve (Bild 51).

Die Verallgemeinerung auf höhere, allgemein n -te Ableitungen des Vektors $A(t)$ verläuft analog:

$$\frac{d^n}{dt^n} A(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \left\{ \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} A(t) \right\}}{\Delta t} \quad (6;5)$$

Wird ein konstanter Vektor nach einem Parameter differenziert, so geht daraus ein Nullvektor hervor.

6.1.1. Differentiation des Ortsvektors $r(t)$

Es sei ein von einem Parameter t abhängiger Ortsvektor

$$r(t) = x_1(t)e_1 + x_2(t)e_2 + x_3(t)e_3 \quad (6;6)$$

betrachtet.

Der infinitesimale Vektor

$$dr(t) = e_1 dx_1(t) + e_2 dx_2(t) + e_3 dx_3(t) \quad (6;7)$$

wird als gerichtetes Bogen- oder Linienelement, sein Betrag $|dr(t)| = ds(t)$ kurz als Linienelement bezeichnet

$$ds = |dr(t)| = \sqrt{(dx_1)^2 + (dx_2)^2 + (dx_3)^2}$$

Deutet man $r(t)$ als einen von der Zeit t abhängigen Ortsvektor, so beschreibt der Differentialquotient $\frac{d}{dt} r(t)$ die Geschwindigkeit $v(t)$, mit

der sich ein durch den Ortsvektor $r(t)$ gekennzeichneter Raumpunkt P entlang der Bahnkurve R bewegt. Der Geschwindigkeitsvektor $v(t) = \frac{dr(t)}{dt}$ hat die Richtung der Tangente an die Raumkurve, sein

Betrag $v(t) = |v(t)|$ ist gleich der Bahngeschwindigkeit $\frac{ds(t)}{dt}$. Der Differentialquotient

$$\frac{d}{dt} v(t) = \frac{d^2}{dt^2} r(t) \quad (6;8)$$

ist der bei dieser Bewegung auftretende Beschleunigungsvektor.

6.1.2. Differentiation von Produkten

Der Ausdruck $A \cdot B = A(t) \cdot B(t)$ bedeute irgendein Produkt aus zwei von einem Parameter t abhängigen Vektoren $A(t)$ und $B(t)$. Bei dem Produkt $A \cdot B$ kann es sich beispielsweise um ein skalares, ein vektorielles oder auch um ein dyadisches Produkt handeln. Da bei den letzten beiden Produktbildungen das kommutative Gesetz nicht gilt, hat man bei der Differentiation des Produktes $A \cdot B$ auf die Reihenfolge der Vektoren A und B zu achten. Lediglich beim skalaren Produkt ist die Reihenfolge der Vektoren A und B belanglos.

Für den Differentialquotienten $\frac{d}{dt} (A \cdot B)$ erhält man

$$\frac{d}{dt} (A \cdot B) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A(t + \Delta t) \cdot B(t + \Delta t) - A(t) \cdot B(t)}{\Delta t} \quad (6;9)$$

Der Zähler von Gl. (6;9) bleibt unverändert, wenn dazu der Ausdruck

$$- A(t) \cdot B(t + \Delta t) + A(t) \cdot B(t + \Delta t) = 0$$

addiert wird. Das Ergebnis ist

$$\frac{d}{dt} (A \cdot B) = \frac{dA}{dt} \cdot B + A \cdot \frac{dB}{dt} \quad (6;10)$$

Bedeutet $A \cdot B$ ein skalares Produkt $A \cdot B$, so ist darin die Reihenfolge der Vektoren A und B und ihrer ersten Ableitungen $\frac{dA}{dt}$ und $\frac{dB}{dt}$ gleichgültig.

Ist $A \cdot B$ ein Vektorprodukt $A \times B$ oder ein dyadisches Produkt, so muß bei der Differentiation des Produktes die Reihenfolge der Vektoren entsprechend Gl. (6;10) beibehalten werden.

6.1.3. Drehung eines Dreibeins

Die durch die Winkelgeschwindigkeit ω in einem Punkt $P(r)$ hervorgerufene Tangentialgeschwindigkeit $v(t)$ ist durch

$$\mathbf{v} = \frac{d\mathbf{r}}{dt} = \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{r} \quad (6;11)$$

gegeben

Die Winkelgeschwindigkeit $\boldsymbol{\omega}$ sei auf ein Dreibein $\mathbf{e}_k(t)$ ($k = 1, 2, 3$) bezogen, wobei das Dreibein $\mathbf{e}_k(t)$ den Betrag 1 haben und ein Rechtssystem bilden soll. Es gilt also

$$\boldsymbol{\omega} = \omega_1 \mathbf{e}_1 + \omega_2 \mathbf{e}_2 + \omega_3 \mathbf{e}_3 \quad (6;12)$$

Führt dieses Dreibein eine Drehung mit der Winkelgeschwindigkeit $\boldsymbol{\omega}$ aus, so haben die Endpunkte des Dreibeins die Geschwindigkeit $\frac{d}{dt} \mathbf{e}_k(t)$. Mit Gl. (6;11) ergibt sich für $\mathbf{r}(t) = \mathbf{e}_k(t)$ ($k = 1, 2, 3$)

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{e}_1}{dt} &= \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{e}_1 = +\omega_2 \mathbf{e}_3 - \omega_3 \mathbf{e}_2 \\ \frac{d\mathbf{e}_2}{dt} &= \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{e}_2 = -\omega_3 \mathbf{e}_1 + \omega_1 \mathbf{e}_3 \\ \frac{d\mathbf{e}_3}{dt} &= \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{e}_3 = +\omega_1 \mathbf{e}_2 - \omega_2 \mathbf{e}_1 \end{aligned} \quad (6;13)$$

Ein Vektor $\mathbf{A}(t)$ habe von t abhängige Komponenten $A_k(t)$ und Grundvektoren $\mathbf{e}_k(t)$ ($|\mathbf{e}_k(t)| = 1$). Es gilt also

$$\mathbf{A}(t) = \sum_{k=1}^3 A_k(t) \mathbf{e}_k(t) \quad (6;14)$$

Die Differentiation des Vektors $\mathbf{A}(t)$ nach dem Parameter t führt auf

$$\frac{d\mathbf{A}(t)}{dt} = \sum_{k=1}^3 \left\{ \mathbf{e}_k(t) \frac{dA_k(t)}{dt} + A_k(t) \frac{d\mathbf{e}_k(t)}{dt} \right\} \quad (6;15)$$

Unter Beachtung von Gl. (6;13) folgt daraus

$$\frac{d\mathbf{A}(t)}{dt} = \sum_{k=1}^3 \mathbf{e}_k(t) \frac{dA_k(t)}{dt} + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{A}(t) \quad (6;16)$$

Die Summe $\sum_{k=1}^3 \mathbf{e}_k(t) \frac{dA_k(t)}{dt}$ beschreibt den von einer Änderung der Komponenten $A_k(t)$ herrührenden Anteil, das Glied $\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{A}$ beschreibt eine Drehung.

6.2. Integration eines Vektors

Ein von einem Parameter t abhängiger Vektor

$$\mathbf{A}(t) = \sum_{k=1}^3 A_k(t) \mathbf{e}_k$$

mit konstanten Grundvektoren \mathbf{e}_k wird integriert, indem die Komponenten $A_k(t)$ gliedweise integriert werden

$$\int \mathbf{A}(t) dt = \sum_{k=1}^3 \mathbf{e}_k \int A_k(t) dt + \mathbf{C} = \int (A_1(t), A_2(t), A_3(t)) dt + \mathbf{C} \quad (6;17)$$

In Gl. (6;17) handelt es sich um eine unbestimmte Integration. Aus diesem Grund muß auf der rechten Seite ein willkürlicher konstanter Vektor \mathbf{C} addiert werden.

Bei einer bestimmten Integration zwischen den Grenzen t und t_0 gilt

$$\int_{t_0}^t \mathbf{A}(\xi) d\xi = \sum_{k=1}^3 \mathbf{e}_k \int_{t_0}^t A_k(\xi) d\xi \quad (6;18)$$

6.3. Anwendungsbeispiel zur Differentiation und Integration parameterabhängiger Vektoren

Es wird die Newtonsche Bewegungsgleichung

$$m \ddot{\mathbf{r}} = \mathbf{K}(r, t) \quad (6;19)$$

für den Fall betrachtet, daß \mathbf{K} eine Zentralkraft ist.

Eine Zentralkraft wirkt stets in Richtung des Ortsvektors \mathbf{r} (beziehungsweise auch in entgegengesetzter Richtung) zum Zentrum $r = 0$ des Koordinatensystems. Es gilt also für eine Zentralkraft allgemein die Darstellung

$$\mathbf{K}(r, t) = \varphi(r, t) \mathbf{r} \quad (6;20)$$

Darin ist φ eine im allgemeinen vom Ort \mathbf{r} abhängige skalare Funktion, die eventuell auch noch zusätzlich von der Zeit t abhängen kann.

Das bekannteste Beispiel einer Zentralkraft ist das berühmte Newtonsche Gravitationsgesetz

$$\mathbf{K}_g = -\gamma \frac{m_1 m_2}{r^2} \mathbf{r} \quad (6;21)$$

\mathbf{K}_g ist die Kraft, die von der Masse m_1 her auf die Masse m am Ort \mathbf{r} wirkt.



Bild 52. Massenanziehung

γ ist die Gravitationskonstante, m_1 und m sind die sich anziehenden Massen, \mathbf{r} ist der vektorielle Abstand der Massenmittelpunkte P_1 und P und r der Betrag dieses Abstandes (Bild 52).

Aus Gl. (6;19) und Gl. (6;20) ergibt sich

$$m \ddot{\mathbf{r}} = \mathbf{K} = \varphi(r, t) \mathbf{r} \quad (6;22)$$

Multipliziert man diese Gleichung von links her vektoriell mit \mathbf{r} , so folgt

$$\mathbf{r} \times m \ddot{\mathbf{r}} = \mathbf{r} \times \mathbf{K} = \varphi(r, t) \mathbf{r} \times \mathbf{r} = 0 \quad (6;23)$$

Das von der Zentralkraft $\mathbf{K} = \varphi(r, t) \mathbf{r}$ auf die Masse m ausgeübte Drehmoment $\mathbf{M} = \mathbf{r} \times \mathbf{K}$ ist Null wegen $\mathbf{r} \times \mathbf{r} = 0$.

Allgemein ist die zeitliche Ableitung $\frac{d\mathbf{J}}{dt}$ des Drehimpulses $\mathbf{J} = \mathbf{r} \times m \dot{\mathbf{r}}$ gleich dem Drehmoment

$$\mathbf{M} = \frac{d\mathbf{J}}{dt} \quad (6;24)$$

Im Falle einer Zentralkraft (6;20) ist $\mathbf{M} = \frac{d\mathbf{J}}{dt} = 0$. Daraus folgt, daß der Drehimpuls \mathbf{J} konstant sein muß. Die linke Seite der Gl. (6;23) ist gleich der zeitlichen Ableitung des Drehimpulses $\mathbf{J} = \mathbf{r} \times m \dot{\mathbf{r}}$.

Beweis:

$$\dot{\mathbf{J}} = \frac{d}{dt} (\mathbf{r} \times m \dot{\mathbf{r}}) = \dot{\mathbf{r}} \times m \dot{\mathbf{r}} + \mathbf{r} \times m \ddot{\mathbf{r}} = \mathbf{r} \times m \ddot{\mathbf{r}} = \varphi(r, t) \mathbf{r} \times \mathbf{r} = 0 \quad (6;25)$$

In dieser Beziehung wurde $\mathbf{r} \times \mathbf{r} = 0$ und $\dot{\mathbf{r}} \times \dot{\mathbf{r}} = 0$ beachtet. Es gilt also

$$\mathbf{J} = \mathbf{r} \times m \dot{\mathbf{r}} = m \mathbf{r} \times \dot{\mathbf{r}} = \text{const} \quad (6;26)$$

Nach Gl. (6;26) bilden der Ortsvektor \mathbf{r} , der Geschwindigkeitsvektor $\dot{\mathbf{r}} = \frac{d\mathbf{r}}{dt}$ und der Drehimpulsvektor \mathbf{J} ein Rechtssystem. Wegen $\mathbf{J} = \text{const}$ bewegt sich die Masse m in der vom Ortsvektor \mathbf{r} und dem Geschwindigkeitsvektor $\dot{\mathbf{r}}$ aufgespannten Ebene, deren Normale die Richtung des raumfesten Drehimpulsvektors $\mathbf{J} = \text{const}$ hat (Bild 53).

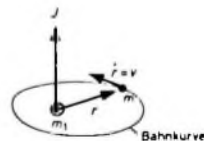


Bild 53. Bewegung einer Masse m in einem Zentralkraftfeld

Gl. (6;26) erlaubt noch eine andere Deutung, die durch die Einführung des Vektors

$$\mathbf{F} = \frac{\mathbf{J}}{2m} = \frac{\mathbf{r} \times \dot{\mathbf{r}}}{2} \quad (6;27)$$

nahegelegt wird. Statt Gl. (6;27) kann man auch

$$\mathbf{F} dt = \frac{\mathbf{r} \times d\mathbf{r}}{2} \quad (6;28)$$

schreiben.

Darin ist $d\mathbf{r}$ ein in der Bahnkurve liegendes infinitesimales vektorielles Linienelement. Der Betrag des Vektorproduktes

$$\frac{\mathbf{r} \times d\mathbf{r}}{2}$$

stellt die im Bild 54 schraffierte infinitesimale Fläche des von dem Ortsvektor r und dem vektoriellen Linienelement dr aufgespannten Dreiecks dar.

In der Form

$$F = \frac{1}{2} r \times \dot{r} = \text{const.} \quad (6;2B)$$

ist das Ergebnis als der berühmte Kepler'sche Flächensatz bekannt:



Bei Zentralkräften überstreicht der vom Zentrum $r = 0$ ausgehende Fahrstrahl r in gleichen Zeiten gleiche Flächen. Bei Benutzung der Komponentenschreibweise hätte die Behandlung dieses Beispiels bedeutend mehr Rechenarbeit verursacht. Durch die Anwendung des Vektorkalküls ergab sich nebenbei noch eine sehr anschauliche Deutung der Zentralkraft.

7. Bewegung eines geladenen Teilchens in einem konstanten elektrischen und magnetischen Feld

Es seien ein konstantes elektrisches Feld der Feldstärke E und ein konstantes magnetisches Feld der Flußdichte B vorgegeben. Ein sich im Vakuum in diesem Kraftfeld bewegendes Teilchen der Ladung q und der Masse m gehorcht der Bewegungsgleichung

$$m \frac{d^2 r}{dt^2} = K = q \left(E + \frac{dr}{dt} \times B \right) \quad (7;1)$$

die in Komponentenform

$$\ddot{x}_k = \frac{q}{m} \left\{ E_k + \left(\frac{dr}{dt} \times B \right)_k \right\} \quad (k = 1, 2, 3) \quad (7;2)$$

lautet.

Zur Lösung der Differentialgleichungen (7;1) beziehungsweise (7;2) wird ein spezielles rechtwinkliges kartesisches Koordinatensystem x_k mit den zugehörigen Einheits-Grundvektoren e_k eingeführt.

Der Grundvektor e_3 soll in Richtung der magnetischen Flußdichte B liegen, das heißt, es soll $B = B e_3$ gelten. In der Darstellung eines Zeilenvektors ist also

$$B = (0, 0, B) \quad (7;3)$$

Die elektrische Feldstärke E habe in e_2 -Richtung die Komponente E_2 , senkrecht zu B die Komponente E_1 . Folglich gilt

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (7;4)$$

Weiterhin ist

$$\frac{dr}{dt} = (\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3) \quad (7;5)$$

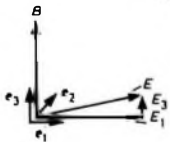


Bild 55. Darstellung von B und E

Bild 55 zeigt die Lage der Vektoren E und B und das eingeführte Grundsystem e_k .

Die Komponenten $\left(\frac{dr}{dt} \times B \right)_k$ des Vektorproduktes

$$\frac{dr}{dt} \times B = \begin{vmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \\ \dot{x}_1 & \dot{x}_2 & \dot{x}_3 \\ 0 & 0 & B \end{vmatrix} \quad (7;6)$$

sind

$$\left(\frac{dr}{dt} \times B \right)_1 = \dot{x}_2 B, \quad \left(\frac{dr}{dt} \times B \right)_2 = -\dot{x}_1 B, \quad \left(\frac{dr}{dt} \times B \right)_3 = 0. \quad (7;7)$$

Geht man mit Gl. (7;4) und Gl. (7;7) in die Bewegungsgleichung (7;2) ein, so erhält man daraus folgendes lineares Differentialgleichungssystem:

$$\ddot{x}_1 = \frac{q}{m} (E_1 + \dot{x}_2 B), \quad \ddot{x}_2 = -\frac{q}{m} \dot{x}_1 B, \quad (I) \quad (7;8)$$

$$\ddot{x}_3 = \frac{q}{m} E_2. \quad (II) \quad (7;8)$$

Es seien folgende Anfangsbedingungen vorgegeben:

Zur Zeit $t = 0$ befinde sich das geladene Teilchen im Punkt $r = 0$, seine Anfangsgeschwindigkeit sei

$$v_0 = (\dot{x}_{01}, \dot{x}_{02}, \dot{x}_{03}).$$

Am einfachsten ist Gl. (II) zu integrieren. Ihre den Anfangsbedingungen genügende Lösung ist

$$\dot{x}_3 = \dot{x}_{03} t + \frac{q}{2m} E_2 t^2. \quad (7;9)$$

Durch Einsetzen von Gl. (7;9) in Gl. (II) überzeugt man sich, daß die Differentialgleichung einschließlich ihrer Anfangsbedingungen erfüllt ist.

Für $q > 0$ bewegt sich das geladene Teilchen mit konstanter Beschleunigung $\ddot{x}_3 = \frac{q}{m} E_2$ in Richtung, für $q < 0$ in entgegengesetzter Richtung zur Feldstärke $E_2 = E_1 e_3$.

Die Integration des Differentialgleichungssystems (I) von Gl. (7;8) nach den üblichen Methoden wäre etwas umständlich. Hier kann man mit Vorteil die komplexe Rechenmethode anwenden.

Multipliziert man die zweite Gleichung (I) mit der imaginären Einheit j und addiert diese zur ersten Gleichung, so ergibt sich

$$\ddot{z} + j \ddot{z} = \frac{q}{m} E_1 - j (\dot{x}_1 + j \dot{x}_2) B. \quad (7;10)$$

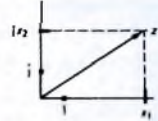


Bild 56. $z = x_1 + j x_2$ als komplexer Zeiger

Denkt man sich x_1 und x_2 als Real- beziehungsweise Imaginärteil der komplexen Größe

$$z = x_1 + j x_2, \quad (7;11)$$

so stellt z einen komplexen Zeiger in der Gaußschen Zahlenebene dar (Bild 56).

Wegen

$$\dot{z} = \dot{x}_1 + j \dot{x}_2, \quad \ddot{z} = \ddot{x}_1 + j \ddot{x}_2 \quad (7;12)$$

geht Gl. (7;10) in

$$\ddot{z} + j \frac{q}{m} B \dot{z} = \frac{q}{m} E_1 \quad (7;13)$$

über.

In der komplexen Schreibweise lauten die Anfangsbedingungen

$$z = 0 \text{ und } \dot{z} = \dot{z}_0 \text{ für } t = 0.$$

7.1. Lösung der Differentialgleichung (7;13)

Die allgemeine Lösung von Gl. (7;13) setzt sich aus der speziellen Lösung

$$z_1 = -j \frac{E_1}{B} t \quad (7;14)$$

der inhomogenen Differentialgleichung (7;13) und der allgemeinen Lösung

$$z_2 = R e^{-j \frac{q}{m} B t} + A \quad (7;15)$$

der homogenen Differentialgleichung $\ddot{z} + j \frac{q}{m} B \dot{z} = 0$ additiv zusammen

$$z = z_1 + z_2 = -j \frac{E_1}{B} t + R e^{-j \frac{q}{m} B t} + A. \quad (7;16)$$

Die in Gl. (7;16) auftretenden Konstanten R und A werden aus den Anfangsbedingungen $z(0) = 0$ und $\dot{z}(0) = \dot{z}_0$ bestimmt

$$z(0) = R + A, \quad \dot{z}(0) = -j \frac{E_1}{B} - j \frac{q}{m} B R = \dot{z}_0. \quad (7;17)$$

Zur Vereinfachung wird die Abkürzung

$$\omega = \frac{q}{m} B \quad (7;18)$$

eingeführt. Damit erhält man

$$R = -A = j \frac{E_2}{\omega} z_0 + j \frac{E_2}{B} \quad (7;19)$$

Mit den Abkürzungen Gl. (7;18) und Gl. (7;19) geht Gl. (7;16) in

$$\zeta = z + R + j \frac{E_1}{B} t = R e^{-j \omega t} \quad (7;20)$$

über.

Die durch den komplexen Zeiger z in Gl. (7;20) beschriebene Bahn kann als Projektion der wirklichen Teilchenbahn auf die z -Ebene aufgefaßt werden. Besonders einfach verläuft die Deutung in der ζ -Ebene. Dort stellt sich der Bewegungsablauf des geladenen Teilchens in der Projektion als ein Kreis vom Radius $|R|$ dar, der mit der Winkelgeschwindigkeit

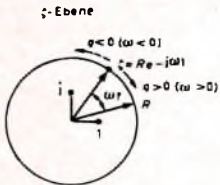


Bild 57. Darstellung der Projektion der wirklichen Bahn des Teilchens auf die z -Ebene

$\omega = \frac{q}{m} B$ für $q > 0$ im Uhrzeigersinn, für $q < 0$ entgegengesetzt zum Uhrzeigersinn durchlaufen wird (Bild 57).

Die Lage und Größe des komplexen Zeigers R berechnet sich aus Gl. (7;19). Der Mittelpunkt $\zeta = 0$ des in der ζ -Ebene beschriebenen Kreises wandert in der z -Ebene mit der konstanten Geschwindigkeit $-j \frac{E_1}{B}$ in Richtung der negativen imaginären Achse $-j$. Die Koordinaten des Kreismittelpunktes $\zeta = 0$ sind in der z -Ebene durch

$$\hat{\zeta} = -R - j \frac{E_1}{B} t \quad (7;21)$$

gegeben. Im Bild 58 ist der Bewegungsablauf für $t = 0$ und $\omega > 0$ ($q > 0$) dargestellt.

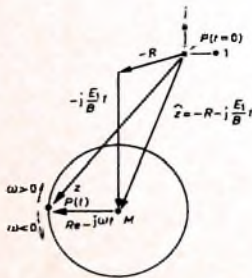


Bild 58. Darstellung der Projektion der Bewegung des geladenen Teilchens auf die z -Ebene für $t = 0$ und $\omega > 0$ ($q > 0$)

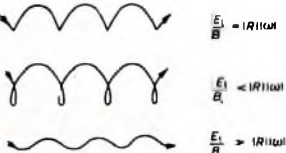


Bild 59. Zykloiden

Die Projektion der Bahn des geladenen Teilchens auf die z -Ebene ist eine allgemeine Zykloide. Für $E_1/B > |R| |\omega|$ ergibt sich eine gestreckte, für $E_1/B = |R| |\omega|$ eine spitze und für $E_1/B < |R| |\omega|$ eine verschlungene Zykloide. Das ist im Bild 59 dargestellt.

Insgesamt gesehen, kann man sich die wirkliche Teilchenbahn so vorstellen, als ob sich die z -Ebene mit dem geladenen Teilchen in Richtung von E_1 mit den Koordinaten

$$z_3(t) = v_{03} t + \frac{q}{2m} E_1 t^2$$

bewegt.

Für $v_{03} = 0$ und $E_1 = 0$ erhält man eine ebene Bewegung, das heißt, die z -Ebene enthält die Teilchenbahn. Die Zykloidenbahn ist also raumfest zu denken.

7.1.1. Spezialfälle

Besonders wichtig ist der Spezialfall $E_1 = 0$, das heißt, wenn E und B parallel sind.

Wegen $E_1 = 0$ folgt aus Gl. (7;20) die Formel

$$z(t) = R (e^{-j \omega t} - 1). \quad (7;22)$$

Für $E_1 = 0$ folgt aus Gl. (7;19) für den komplexen Zeiger R die Beziehung

$$R = \frac{j z_0}{\omega} \quad (7;23)$$

Gl. (7;22) stellt die Gleichung eines Kreises vom Radius R in der z -Ebene dar, dessen Mittelpunkt um $-R$ verschoben ist. Der Radius R des Kreises ist nur von der Anfangsgeschwindigkeit z_0 und von der Winkelgeschwindigkeit $\omega = \frac{q}{m} B$ abhängig. Der besagte Kreis wird mit der Winkelgeschwindigkeit durchlaufen (Bild 60).

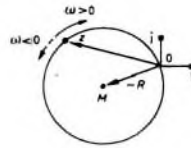


Bild 60. Projektion der Teilchenbahn auf die z -Ebene für $E_1 \parallel B$

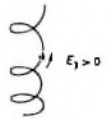


Bild 61. Bahn des geladenen Teilchens für $E_1 > 0$

Wegen

$$z_3(t) = v_{03} t + \frac{q}{2m} E_1 t^2 \quad (7;24)$$

ist die Teilchenbahn im Falle $E_1 > 0$ eine auseinandergezogene zylindrische Spirale, die für $E_1 = 0$ in eine gewöhnliche zylindrische Spirale übergeht (Bild 61).

Im Falle $E_1 = 0$ bewegt sich das geladene Teilchen für $v_{03} > 0$ in Richtung für $v_{03} < 0$ in entgegengesetzter Richtung zu B .

Besonders wichtig ist der spezielle Fall $v_{03} = 0$, $E = 0$. Die zylindrische Spirale entartet zu einem Kreis, dessen Ebene raumfest ist. Das geladene Teilchen durchläuft die Kreisbahn in der Zeit

$$\tau = \frac{2\pi}{|\omega|} = 2\pi \frac{m}{|q| B} \quad (7;25)$$

Die Umlaufzeit τ ist also unabhängig vom Radius $|R|$ des Kreises.

Werden mehrere geladene Teilchen für $E = 0$ senkrecht zum B -Feld mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten z_0 vom gleichen Ort aus abgeschossen, so laufen diese Teilchen auf Kreisbahnen unterschiedlicher Radien $|R|$ mit der gleichen Umlaufzeit $\tau = 2\pi \frac{m}{|q| B}$ um (Bild 62).

Die hier skizzierte Theorie der Bewegung geladener Teilchen in konstanten elektrischen und magnetischen Feldern hat große praktische Bedeutung.

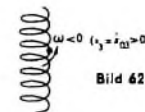


Bild 62. Bahn des geladenen Teilchens für $E = 0$ und $v_{03} > 0$

Man denke dazu an das Zyklotron, an Massenspektrografen und Massenspektrometer, an das ebene Magnetron und an die Elektronenoptik.

Der Beitrag „Einführung in die Vektoralgebra“ sollte einen Zugang zu diesem wichtigen Teilgebiet der Mathematik eröffnen. Es wurde großer Wert auf die ausführliche und gründliche Erläuterung der Grundbegriffe des Vektorkalküls, dessen anschauliche geometrische Deutung und der dafür gültigen Rechenregeln gelegt. Die praktische Anwendung bei der Berechnung von Vektorgrößen wird um so einfacher sein, je besser der Leser mit den mathematischen Grundlagen des Vektorbegriffes und dessen anschaulicher geometrischer Deutung vertraut ist. Aus diesem Grunde wurden die Rechenregeln der Vektoralgebra an mechanischen und elektrischen Anwendungsbeispielen eingeübt. Zahlenbeispiele dienen zur Unterstützung der allgemeinen Ausführungen. Nach der Lektüre dieses Beitrages dürfte dem Leser die praktische Anwendung der Rechenregeln der Vektoralgebra nicht mehr schwerfallen.

Schrifttum

- [1] Kästner, S.: Vektoren, Tensoren, Spinoren. Berlin 1960, Akademie-Verlag
- [2] Lagally, M.: Vorlesungen über Vektor-Rechnung. Leipzig 1948, Akademische Verlagsgesellschaft
- [3] Ollendorf, F.: Die Welt der Vektoren. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1950, Springer-Verlag

(Fortsetzung von S 902)

ist an dem Empfängereneingang mit C 44 angekoppelt. Sollte diese Ankopplung zu schwach sein, dann empfiehlt es sich, den Kondensator zu vergrößern.

Aufbau

Beim Aufbau des Gerätes bewährte sich das handelsübliche Metallgehäuse „4 S“ (Leistner). Die Frontplatte (520 mm X 210 mm) wird so aufgebaut, daß die Bedienungsorgane symmetrisch und gut greifbar angeordnet sind (Bild 5). Rechts neben der großen Skala (Geloso) befindet sich das S-Meter. Es sollte nicht zu klein gewählt werden, damit die Werte genau

Tab. II. Liste der Einzelteile

HF-Baustein „N 2620“	(Geloso)
Abstimmdrehkondensator „N 2752“	(Geloso)
Skalensatz „N 1655/550081“	(Geloso)
Antennentrimmer „N 8475“	(Geloso)
ZF-Sperrkreis „N 17 563“	(Geloso)
ZF-Bandfilter „N 701 A“, 4,6 MHz	(Geloso)
BFO-Drehkondensator „N 2773“	(Geloso)
BFO-Filter „N 707“	(Geloso)
S-Meter-Instrument „N 8103“	(Geloso)
Netztransformator „N 120/1“	(Engel)
Netzdrosele „ND 150“	(Engel)
Ausgangsübertrager „A 4“	(Engel)
Quarz 4130 kHz	(Steege u. Reuter)
Quarz 467 kHz	(Steege u. Reuter)
Eichquarz, 100 kHz	(Steege u. Reuter)
Mikrobandfilter	(Philips)
Skalenlampe 7 V/0,3 A	(Philips)
Schalenkern „N 23/17 FC“	(Vogt)
Schalenkern „N 18/14 FC“	(Vogt)
Drehknöpfe	(Dr. Mozar)
Achskupplung	(Dr. Mozar)
Achsverlängerung	(Zehnder)
Achsdurchführungsbuchsen	(Zehnder)
Drucktafelnaggregat „4 x L 17,5 N 4 u EE“	(Shadow)
Lautsprecher	(Wigo)
Keramische Lötstützpunkte	(Klar u. Beilschmidt)
Lötösenleisten	(Roka)
Röhrenfassungen mit Abschirmhaube	(Preh)
Potentiometer 0,25 W	(Preh)
Einstellregler	(Preh)
Potentiometer 1 W	(Dralowid)
Kohlewiderstände	(Dralowid)
Hochlastwiderstände	(Dralowid)
Rollkondensatoren	(Wima)
Keramische Kondensatoren	(NSF)
Hochvoltelektrolytkondensatoren	(NSF)
Koaxialbuchse „CD 071“	(Haerberlein)
Flanschdosen R „T 3438/3“	(Tuchel)
Sicherungshalter mit Sicherung	(Wickmann)
Lufttrimmer	(Hopt)
Keramischer Schalter aus Schalterbaukasten „E 6“	(Mayr)
Metallgehäuse „4 S“	(Leistner)
HF-Drosseln, 2,5 mH	(Jahre)
Schalbuchse	(AEG)
Selengleichrichter E 250 C 180	(AEG)
Siliziumgleichrichter OY 5067	(Intermetall)
Diode OA 81	(Valuo)
Röhren ECH 81, 2 x EF 183, ECC 82, 2 x EF 80, ECL 88, 150 C 2	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel.	

ablesbar sind. Im unteren Teil können die Bedienungselemente und das Drucktafelnaggregat in einer Reihe untergebracht werden. Bild 6 zeigt die Rückansicht des Gerätes bei abgenommener Verkleidung. Der Lautsprecher ist symmetrisch zum S-Meter angeordnet.

Der Chassisaufbau (Bild 7) entspricht weitgehend dem Schaltungsverlauf. Als größtes Bauelement kann der HF-Baustein angesehen werden. Er ist im Bild 7a rechts angeordnet. Daneben sind das 4,6-MHz-Filter, die Mischröhre und der Quarz für den zweiten Oszillator eingebaut. Der zweitgrößte Baustein mit den drei Trimmlöchern ist das Quarzfilter. Es liegt schaltungsmäßig zwischen zwei Röhren und gewährleistet so kürzeste Verbindungen zu den Elektroden.

Der Netzteil kann kompakt aufgebaut werden. Er besteht nur aus vier Bauelementen, die im rechten Teil des Chassis neben dem NF-Teil angeordnet sind. Über den Aufbau des Quarzfilters wurde an anderer Stelle³⁾ schon ausführlich berichtet. In Tab II sind die verwendeten Einzelteile und deren Hersteller angeführt.

Abgleich und Inbetriebnahme

Wie bei jedem größeren Gerät, sollte man unbedingt noch einmal vor dem Einschalten die Verdrahtung auf Schaltfehler untersuchen. Anschließend sollte der NF-Teil mit einem Plattenspieler oder über den Diodenausgang eines Rundfunkempfängers überprüft werden.

Wenn das Quarzfilter abgeglichen ist, sind noch die anderen ZF- und HF-Kreise in üblicher Art abzugleichen. Als HF-Generator kann ein Präsender (Griddipmeter) herangezogen werden. Der Output wird mit einem Röhrenvoltmeter, Oszillografen oder mit dem eingebauten S-Meter kontrolliert.

Zuerst stimmt man die Filter des 2 ZF-Teiles auf Maximum ab. Dann wiederholt sich der Vorgang mit dem 4,6-MHz-Filter. Zum Schluß wird nach Abgleichanweisung der HF-Baustein endgültig nachgestimmt. Die Positionen und Abgleichfrequenzen sind auf einer Platte an der Unterseite des Bausteins angegeben. Es ist immer ratsam, zuletzt noch die einzelnen Gruppen zusammen abzugleichen. Dazu stimmt man den Präsender auf eine Frequenz (zum Beispiel im 60-m-Band) ab, koppelt ihn an den Antenneneingang und stimmt die Skala auf diese Frequenz ab. Nun werden vom letzten Bandfilter an alle Filter auf maximalen Ausschlag des S-Meters abgeglichen. Dabei ist zu beachten, daß das Eingangssignal nicht den Empfänger zupföpft, also das S-Meter etwa bei S 9 steht. Sollte der Ausschlag des S-Meters wegen der Toleranzen der Bauelemente zu groß oder zu klein sein, dann ist der Widerstand R 22 zu ändern. Eine Erhöhung seines Wertes bringt einen größeren Ausschlag und umgekehrt. Dabei muß immer wieder der elektrische Nullpunkt mit R 23 korrigiert werden.

Ein Abgleich des Produktdetektors ist nur in Ausnahmefällen vorzunehmen. Das einwandfreie Arbeiten kann leicht überprüft werden, wenn man einen möglichst starken AM-modulierten Sender einstellt und auf die Taste SSB drückt. Der Sender muß jetzt stark verzerrt hörbar sein. Ist dies nicht der Fall, dann ist der Katodenwiderstand R 27 so lange zu verändern, bis der AM-Sender am meisten verzerrt ist. Dann gelingt optimaler SSB-Empfang.

Persönliches

A. Munzer 60 Jahre

Am 22. November 1963 vollendete Andreas Munzer, Vertriebsleiter der Nürnberger Schwachstrom-Bauelemente Fabrik (NSF) der Telefunken AG, sein 60. Lebensjahr. Vor drei Jahren konnte er, der seit den ersten Tagen seines Berufslebens der Nürnberger Schraubenfabrik — der Vorgängerin der NSF — angehörte, sein 40-jähriges Dienstjubiläum feiern. Im Jahre 1930 trat Munzer in die Vertriebsgruppe des Schwachstrom-Bauelemente-Zweiges ein, erhielt 1938 Handlungsvollmacht und wurde 1946 zum Leiter der Verkaufsabteilung ernannt. Seine langjährigen beruflichen Kenntnisse und Erfahrungen stellt er nicht nur dem Unternehmen, sondern in seiner Eigenschaft als Vorsitzender der Fachabteilung Regelkondensatoren und Wellenbereichshalter im Fachverband Schwachstromtechnische Bauelemente des ZVEI auch der gesamten Branche zur Verfügung.

Diesel-Medaille für U. Tuchel



Bei der Verleihungsfeier am 10. November 1963 im Meistersingersaal zu Nürnberg wurde Ing. Ulrich Tuchel mit der Diesel-Medaille in Gold für Erfinder, Pioniere, Forscher, Entdecker und Förderer von Technik und Wissenschaft ausgezeichnet. U. Tuchel ist der Erfinder des Tuchel-Kontakt-Prinzips, mit dem bei einfachster Konstruktion eine sichere Kontaktgabelher Qualität erreicht wird. Seine erste Anwendung fand es in der Studientechnik des Rundfunks und erarbeitete sich dann das gesamte Gebiet der Elektrotechnik und Elektronik.

Nach dem Kriege errichtete U. Tuchel in der fast völlig zerstörten Stadt Heilbronn a. N. eine Produktionsstätte, in der heute mehr als 450 Mitarbeiter beschäftigt sind und die sich durch besonders gute soziale Einrichtungen auszeichnet. Die moderne Fertigung entspricht mit ihren automatischen Einrichtungen dem neuesten Stand der Technik. Die stetige Weiterentwicklung des Werkes ist auch daraus zu erkennen, daß sich die in- und ausländischen Patente und Patentanmeldungen laufend erhöhen.

Direktor W. Himmelmann 40 Jahre bei Telefunken



Der Leiter der Geschäftsstelle Dormund der Telefunken AG, Direktor Wilhelm Himmelmann, ist jetzt 40 Jahre für das Unternehmen tätig. Im Dezember 1923 übernahm er die Telefunken-Generallieferung für Westfalen und leitete die Geschäftsstelle bis 1933. Anschließend leitete er die hannoversche Geschäftsstelle und später zusätzlich auch die in Köln. Im Jahre 1943

wurde er in Würdigung seiner Verdienste zum Direktor ernannt. Die durch Kriegseinwirkung zerstörten Geschäftsstellen Hannover und Köln verlegte er nach Herford, was unter seiner Direktion weiterarbeiten.

1949 baute Direktor Himmelmann die Geschäftsstelle Düsseldorf auf, der er bis 1951 vorstand. Zu diesem Zeitpunkt übertrug ihm der Vorstand des Unternehmens die Leitung des gesamten Rundfunk- und Fernseh-Zentralvertriebs in Hannover. Von 1954 bis zu seiner Berufung als Leiter der Geschäftsstelle in Dormund war er als Direktor in der Verbindungsstelle in Bonn tätig.

Die Wertschätzung, die W. Himmelmann in Fachkreisen genießt, hat ihren Niederschlag in umfangreicher Verbandstätigkeit gefunden. Von 1951 bis 1959 war er Mitglied des Beirates der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI und einige Jahre Leiter der Fachunterabteilung Fernsehen sowie des Ausschusses für wirtschaftliche Fragen und stellvertretender Vorsitzender der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen.

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Temperierte Stimmung

Am Cembalo: *Helmut Walcha*; musikwissenschaftliche Beratung: *Erich Thienhaus*

Einmal etwas ganz anderes. Keine Platte mit ausgewählt guter Musik, sondern eine Platte, die sich an Hand von gut gewählten Beispielen mit einer der wichtigsten Grundlagen unseres Tonsystems beschäftigt, mit der temperierten Stimmung. Der Hi-Fi-Freund hat im Laufe einer oft langjährigen Abhörpraxis sein Ohr musikalisch gut geschult. Er hört nicht nur die stiltypischen Eigenheiten des Werkes und die Feinheiten der Interpretation, er beurteilt nicht nur die technische Qualität der Schallaufnahme, sondern daneben hat er sein Ohr geschärft für das Hören von musikalischen Intervallen.

Das damit eng verbundene Problem der musikalischen Stimmung wird hier akustisch demonstriert und erläutert. Die pythagoräische Stimmung — im 6. Jh v. Chr. nach theoretischen Zahlenverhältnissen auf dem Monochord festgelegt —, die mittellängige Stimmung — um 1500 von Schlick eingeführt — mit ihren absolut reinen Terzen, aber drastisch „Wolfsquinten“ genannten Intervallen und die gleichschwebend temperierte Stimmung, deren eifrigster Vertreter Bach war, werden hier hörbar und dadurch erst begrifflich gemacht. Man hört in verschiedenen Stimmungen gespielte Beispiele aus Bachs „Wahltemperiertem Klavier“ und zum Schluß sein C-dur-Präludium, taktweise abwechselnd in mittellängiger und gleichschwebender Stimmung gespielt.

Eine für den Hi-Fi-Freund wichtige Platte, vorzüglich geeignet, sein Wissen um die Musik an sonst wahrscheinlich in dieser Gegenüberstellung nach niemals gehörten Beispielen zu erweitern. Odeon 80783 S (Mono)

Gregorianische Gesänge Weihnachtsmusik

Benediktiner-Mönche der Abteien *St. Maurice* und *St. Maur*, *Clervaux* (Luxemburg)

Der Gregorianische Gesang ist die streng eintönige Vortragsart mehr oder weniger liturgisch gebundener oder beeinflusster Gesänge. Papst Gregor I. ordnete die Kirchengesänge im „Antiphonale missarum“. Angehörige des Benediktiner-Ordens haben sich der Erforschung und der Pflege der liturgischen Musik besonders gewidmet. Das „Antiphonale monasticum“ ist für den Orden verbindlich geworden (herausgegeben 1891 von J. Pothier, Neudruck 1945). Gregorianische Weihnachtsmusik hört man auf dieser Platte,

unter anderem das „Gloria“ aus der 11. Gregorianischen Messe, dem Hymnus „Christe, Redemptor omnium“, die Antiphone „Quem vidistis, pastores?“ und „Ave Maria — Sub tuum praesidium“ aus der „Antiphonale monasticum“ sowie das Responsorium „Hodie nobis caelorum Rex“. Mit den Mitteln der Stereo-Technik hat man hier einen tiefen räumlichen, oft geradezu realistisch wirkenden Eindruck festgehalten, der die Chöre und Einzelgesänge in der Tiefe des Raumes plastisch erstehen läßt. Es ist eine Aufnahme mit sehr viel Atmosphäre. Ein schwaches, vom Band herrührendes Rauschen läßt sich durch leichte Höhenabsenkung unterdrücken, ohne daß dadurch die ganz ausgezeichnete Silbenverschiedlichkeit leidet.

Philips 835089 AY (Stereo)

Bruckner, Messe Nr. 3 f-moll (Originalfassung)

Maria Stader, Sopran; *Claudia Hellmann*, Alt; *Ernst Haefliger*, Tenor; *Kim Borg*, Baß; Chor und Sinfonie-Orchester des Bayerischen Rundfunks unter *Eugen Jochum*

Die Brucknerschen Chorwerke haben die stolze Zahl von 86 erreicht. Es sind Kompositionen teils weltlichen, teils religiösen Inhalts. Daß die weltlichen Chorwerke nahezu unbekannt geblieben sind, dürfte darauf zurückzuführen sein, daß ihr Text dem Inhalt und der Aussagekraft der Musik nicht äquivalent ist. Bekannt geblieben sind deshalb vorzugsweise die geistlichen Chorwerke: die drei Messen in d-moll, e-moll und f-moll sowie das „Tedeum“. Sie alle sind Höhepunkte Brucknerschen Schaffens. Am 10. Februar 1867 erklang zum ersten Male ein Brucknersches kirchenmusikalisches Werk in Wien: die d-moll-Messe. Ihr Erfolg war Anlaß, dem Kampanisten den Auftrag für eine neue Messe zu erteilen. Mit den Skizzen zum Kyrie dieser Messe in f-moll begann er am 14. September 1867, und am 9. September 1868 war die Komposition beendet. Die Uraufführung fand am 16. Juni 1872 in der Wiener Augustinerkirche statt. Heute hat diese Messe ihren festen Platz in Kirche und Konzert errungen. Nicht umsonst nennt man sie vielfach Bruckners „Missa solemnis“.

Den tiefen Eindruck, den dieses Werk in Kirche und Konzertsaal auf den Hörer macht, vermittelt auch diese Aufnahme. Hans Ritter als Aufnahmeleiter und Walter Sommer als Toningenieur haben vorbildliche Arbeit geleistet. Es ist ihnen gelungen, die Fülle des Orchesterklangs sowie die Stimmen der Solisten und des Chors unter

Einsatz aller Mittel der heutigen Stereo-Technik so einzufangen, daß ein geschlossener künstlerischer Eindruck entsteht. Die oft verschlungene Führung der Stimmen gelangt ebenso wirklickeitsnah zur Wiedergabe wie der majestätische Klang des reichbesetzten Blechs. Auch die solistisch eingesetzten Instrumente heben sich klar vom Orchester ab, ohne dabei jemals die klangliche Einheit zu stören. Beispiele hierfür sind neben anderen die Violine in den Takten 40–54 im Kyrie, die Flöte in den Takten 160–165 im Gloria oder die Violine und Viola zu dem Tenorsolo „Et incarnatus est“ ab Takt 117 im Credo.

Alles in allem: eine technisch und künstlerisch gleichermaßen sehr gute Aufnahme mit vielen Höhepunkten, ein Genuß für den Bruckner-Freund ebenso wie für den Musikfreund, der sich an dieser Musik erbauen kann und will.

Deutsche Grammophon 138829 SLPM (Stereo)

Annie Get Your Gun

Heidi Brühl (Annie Oakley); *Robert Trehy* (Frank Butler); Chor und Orchester des „Theater des Westens“, Berlin

Im Mai 1946 erlebte dieses Musical im Imperial Theatre in New York seine Uraufführung. Gestalten aus der amerikanischen Vergangenheit wurden in ihm lebendig. Dieser Umstand und die zündende Musik Irving Berlin's dürlten die Gründe für den Erfolg gewesen sein, der sich in der großen Zahl von 1147 ausverkauften Ensemble-Vorstellungen dokumentiert. Im September 1963 kam dieses Musical zu uns. Im Berliner „Theater des Westens“ löste die schließliche Annie die „Fair Lady“ ab. Wieder wurde es ein Erfolg für das Musical, denn seine Musik hat nichts von ihrer Kraft verloren. Außerdem scheinen Heidi Brühl und Robert Trehy Idealfiguren für die Hauptrollen zu sein.

Auf dieser Platte kann man die Musiknummern in guter Stereotechnik hören. Schon die Ouvertüre läßt erkennen, daß die Tonregie bewußt eine große Abbildungsbreite angestrebt hat. Für ein Musical durchaus angebracht, zumal das gefürchtete „Loch in der Mitte“ vermieden werden konnte. Orchester, Chor und Solisten sind gut gegeneinander abgesetzt, die Aufnahme ist transparent und hat viel akustische Tiefe; Frequenzbereich und Dynamik sind groß. Damit sind eigentlich alle Voraussetzungen erfüllt, die auch diese Platte ähnlich wie die der „Fair Lady“ zu einem Erfolg werden lassen können. Für den Besucher

der Aufführung ist sie eine Erinnerung; wer aber nur die Platte kennt, wird den Wunsch haben, auch das Musical auf der Bühne zu sehen.

Philips 838900 (Stereo)

Hit-Gitarre

Karl-Heinz Kastel, Sologitarre, und das Paul-Kuhn-Ensemble

Die Gitarre ist ein beliebtes Instrument moderner Arrangements, denn sie ist sowohl Melodie- als auch Rhythmusinstrument. „24 Erfolgsschläger zum Tanzen“ werden in pausenloser Folge hier angeboten. 24 Titel mit teilweise starken Links-Rechts-Effekten. Was man aber bei sintonischer Musik als lässlich und störend ablehnen würde, wird bei diesen zum Tanzen bestimmten Aufnahmen zum Effekt. Man hat den Eindruck, am Orchester und Gitarristen vorüberzulanzen.

Die Aufnahme ist technisch sauber, hat weiten Frequenzumfang und gerade jene Dynamik, die man beim Tanzen zu Hause braucht. Und noch eins: Setzt man die Lautstärke herab, hebt man die Tiefen etwas an und schaltet man dann noch auf Mono, dann hat man eine Platte mit guter Hintergrundmusik. An dieser Platte hat der Hi-Fi-Freund ebenso seine Freude wie derjenige, der Tanzmusik-Arrangements mit Gitarre liebt. Columbia STC 83480 (Stereo)

Irma la Douce

Original Motion Picture Soundtrack Recording

Im Paris der Markthallen spielt die Geschichte von „Irma la Douce“. Das gleichnamige Musical hatte in Berlin mit *Violetta Ferrari* großen Erfolg, zu dem sich zuletzt auch die ansprechenden Melodien beitrugen. Aus Amerika kam jetzt der Film mit *Shirley MacLaine* und *Jack Lemmon* in den Hauptrollen zu uns. Es ist ein großer Musikfilm, dessen Originalmusik jetzt auch auf Platte zu hören ist. Es ist eine Platte mit viel zarter Musik. Mit ihren tonmalersischen Milieuschildrungen geht sie über den Rahmen der untermalenden Filmmusik hinaus und kommt manchmal der Programmmusik sehr nahe. Nicht nur der Freund der Filmmusik hört deshalb diese Platte mit Freude. Schade nur, daß beim Umspielen auf Platte die Entzerrung nicht in dem eigentlich notwendigen Maße geändert wurde. Die zu stark angehobenen Höhen lassen sich aber wiedergabeseitig absenken, so daß ein den Musikfreund befriedigendes Klangbild reproduziert werden kann.

United Artists 670001 (Stereo)

Transistorisierter Stereo-Entzerrer-Vorverstärker

Für den Anschluß hochwertiger magnetischer Abtastsysteme, wie zum Beispiel Shure „Stereo-Dynetic“, an HI-FI-Verstärker mit Eingang für Kristall-Tonabnehmer liefert die Firma seit einiger Zeit den transistorisierten Entzerrer-Vorverstärker „M 61“.

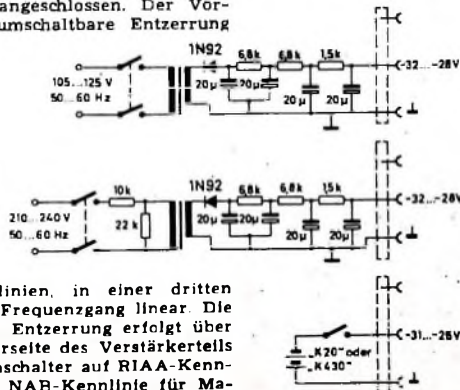
Der „M 61“ besteht aus zwei getrennten Einheiten in Metallgehäusen – dem Stromversorgungsteil und dem Verstärkerteil –, die elektrisch durch Stecker am Verstärkerteil und Buchsen am Stromversorgungsteil miteinander verbunden werden und so eine Einheit bilden. Die Montage kann mittels Holz- oder Metallschrauben erfolgen, über die auch eine gegebenenfalls notwendige Masseverbindung hergestellt werden kann. Wegen der Verwendung von Transistoren ist der Verstärker frei von Mikrofonie, so daß man hinsichtlich des Einbauplatzes weitgehend frei ist. Der „M 61“ ist gleichermaßen für den Einbau in einen vorhandenen Verstärker wie für die Montage unter dem Abspielgerät geeignet. Trotz der sorgfältigen Abschirmung gegen Störfelder aller Art sollte man aber einen Einbau in der Nähe starker magnetischer Streufelder, zum Beispiel Antriebsmotor des Abspielgeräts oder Netztransformator des Verstärkers, ebenso vermeiden wie den Einbau in der Nähe von wärmeentwickelnden Bauteilen oder Röhren.

Elektrische Daten

Der Stromversorgungsteil ist in zwei Ausführungen für Betrieb am Wechselstromnetz (50 ... 60 Hz) von 105 ... 125 V (Modell „M 61-1“) oder 210 ... 240 V (Modell „M 61-2“) sowie in einer Ausführung für Batteriebetrieb (Modell „M 61-3“) aus einer Batterie Burgess „K 20“ oder Eveready „430“ lieferbar (Betriebsstundenzahl mindestens 170). Die beiden Netzmodelle enthalten einen Transformator mit etwa 45 V Sekundärspannung. Zur Gleichrichtung dient ein Germaniumgleichrichter 1N92, zur Siebung eine dreigliedrige RC-Kette. Die Siebung ist so gut, daß der unbewertete Brumm- und Geräuschpegel 76 dB unter 10 mV Eingangsspannung liegt. Die Netzteile geben bei rund 3 mA Belastung etwa 28 ... 32 V Gleichspannung ab.

Die NF-Eingangsspannungsquellen werden für beide Kanäle getrennt über zweipolige Koaxialbuchsen angeschlossen. Der Vorverstärker hat umschaltbare Entzerrung

Bild 1. Schaltung des Stereo-Entzerrer-Vorverstärkers „M 61“ und der Stromversorgungsteile: Schalterstellungen für Phono (RIAA), Mikrofon 2, Magnetton (NAB) 3



für zwei Kennlinien, in einer dritten Stellung ist der Frequenzgang linear. Die Umschaltung der Entzerrung erfolgt über den auf der Oberseite des Verstärkerteils angebrachten Umschalter auf RIAA-Kennlinie für Phono, NAB-Kennlinie für Ma-

gnetton und linearen Frequenzgang für Mikrofon. In Stellung RIAA (Phono) hat der „M 61“ 46 dB Verstärkung (5 mV Eingangsspannung $\hat{=}$ 1 V Ausgangsspannung), in Stellung NAB (Magnetton) 41 dB Verstärkung (2 mV Eingangsspannung $\hat{=}$ 0,255 V Ausgangsspannung) und in Stellung Mikrofon 63 dB Verstärkung (2 mV Eingangsspannung $\hat{=}$ 2,5 V Ausgangsspannung). Weitere technische Daten sind in der Tabelle I zusammengefaßt. Die Ausgangsimpedanz ist so gewählt, daß sich bei Anschluß des üblichen 500-kOhm-Eingangs für Kristall-Abtastsysteme oder HF-Tuner die in Tab. I genannten Werte ergeben.

Schaltung

Die Schaltung der Stromversorgungsteile und des Verstärkers zeigt Bild 1. Die dem Verstärker zugeführte Speisespannung liegt im Mittel bei 30 V. Nach Einstellung der gewünschten Entzerrung an dem Umschalter S_1, S_1' verbindet man für Phono-betrieb die Eingangsbuchsen A und B mit dem Abtastsystem. In gleicher Weise erfolgt der Anschluß eines Stereo-Mikrofon. Soll ein Mono-Mikrofon benutzt werden, so wählt man eine der beiden Buchsen.

Die Eingangsspannungen der beiden Kanäle gelangen über Kondensatoren von je 10 μ F an die Basen der Eingangstransistoren T1 und T2, deren Collectoren galvanisch mit den Basen der nachgeschalteten Transistoren T3 und T4 verbunden sind. Benutzt werden in allen Stufen Transistoren des Typs 2N508. Zwischen den Collectoren der Transistoren T3, T4 und den Basen der Eingangstransistoren T1, T2 liegen umschaltbare Netzwerke zur Entzerrung des Frequenzgangs. An die Ausgangsbuchsen A' und B' werden die entsprechenden Eingänge des Stereo-Verstärkers angeschlossen. Für Phono- und Magnettonbetrieb liegt die Ausgangsimpedanz bei 10 000 Ohm unter 1000 Ohm, so daß auch bei etwas längeren Verbindungsleitungen keine Gefahr der Brummeinstreuung besteht.

Bei Verwendung des „M 61“ mit üblichen magnetischen Abtastsystemen ist keine Übersteuerung und damit Erhöhung des Klirrfaktors zu befürchten. Sollen jedoch

Abtastsysteme mit sehr hohen Ausgangsspannungen benutzt werden, dann schaltet man zwischen die Eingangsbuchsen A, B und die Koppelkondensatoren zu den Basen der Transistoren T1 und T2 an den

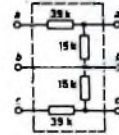
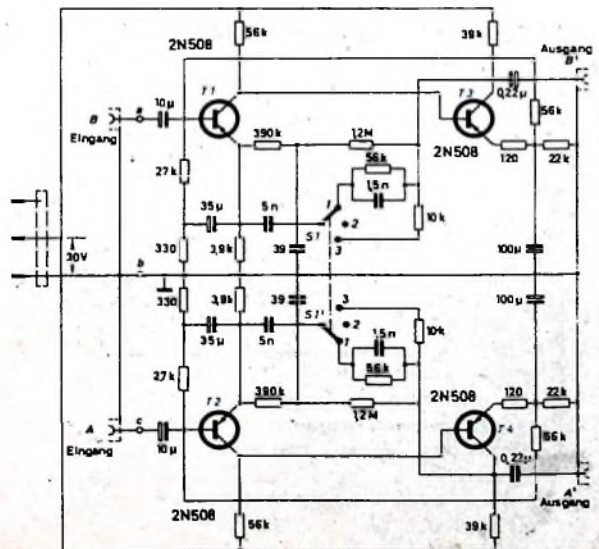


Bild 2. Schaltung des Spannungsteilers

Funkten a und c einen Spannungsteiler gemäß Bild 2. Die Widerstände lassen sich noch innerhalb des Metallgehäuses des Verstärkerteils unterbringen. Genauso gut kann man aber den Spannungsteiler auch zwischen Abtastsystem und Verstärkereingang schalten.

Tab. I. Technische Daten des „M 61“

Verstärkung	
Phono	46 dB
Magnetton	41 dB
Mikrofon	63 dB
Entzerrung und Frequenzgang	
Phono	RIAA
Magnetton	NAB
Mikrofon	20 ... 15 000 Hz \pm 2 dB
Eingangsimpedanz	
Phono (bei 1000 Hz)	etwa 50 kOhm
Magnetton (bei 1000 Hz)	etwa 50 kOhm
Mikrofon (bei 1000 Hz)	etwa 20 kOhm
Ausgangsimpedanz	
Phono (bei 10 000 Hz)	< 1000 Ohm
Magnetton (bei 10 000 Hz)	< 1000 Ohm
Übersprechdämpfung (bei 1000 Hz)	\geq 50 dB
Abweichung d. Kanäle	
Phono (1000 Hz)	\leq 2 dB
Magnetton (1000 Hz)	\leq 2 dB
Brummen, Rauschen (unbewertet)	76 dB unter 10 mV Eingangsspannung
Klirrfaktor	< 1/4 (bei 1 V Ausgangsspannung)
Abmessungen, Gewicht	
Vorverstärkerteil und Stromversorgungsteil	81,9 mm \times 58,7 mm \times 61,8 mm
je	567 g





4179, 4/63

Lorenz-Lautsprecher, von denen man spricht

Moderne Form, große Lautstärke, vielseitig verwendbar als Zweitlautsprecher in Wohnung und Büro als Seitenlautsprecher bei Stereowiedergabe, als Zusatzlautsprecher im Auto für die Wiedergabe bei Tonband- und Diktiergeräten, bei Gegensprech- und Rufanlagen

phoni DM 22 -', Frequenzbereich: 120 bis 13000 Hz, stoßfestes Kunststoffgehäuse in Grau, Erlenbein oder Rot, Maße: 160 x 140 x 65 mm

phoni II mit Lautstärkeregl. DM 34 50', Frequenzbereich: 80 bis 15000 Hz, stoßfestes Kunststoffgehäuse in Grau oder Erlenbein, Maße: 235 x 200 x 87 mm

sekundo mit Lautstärkeregl. DM 28 -', Frequenzbereich: 120 bis 12000 Hz, stoßfestes Kunststoffgehäuse in Grau, Maße: 176 x 101 x 88 mm

*unverbindliche Richtpreise



... die ganze Nachrichtentechnik

Standard Elektrik Lorenz AG Stuttgart

Geschäftsbereich Bauelemente · 7300 Eßlingen, Fritz-Müller-Straße 112

Ein Farbfernseh-Überwachungs- empfänger mit Transistoren

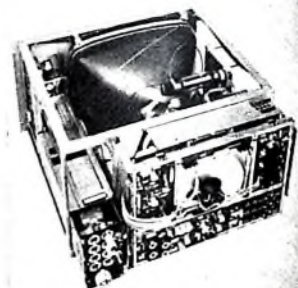
Das zwar erst in einigen Jahren zu erwartende Farbfernsehen zwingt die Industrie jedoch schon heute dazu, sich mit den teilweise sehr zeitraubenden Vorarbeiten zu befassen. Dabei sind nicht nur betriebsichere Farbfernseh-Heimempfänger zu entwickeln, sondern es müssen auch alle technischen Einrichtungen geschaffen werden, damit Studios und Sender farbige Programme produzieren und abstrahlen können.

Auf der 11. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft wurde zum erstenmal ein im Schaub-Werk Pforzheim der SEL entwickelter Farbfernseh-Überwachungsempfänger vorgestellt. Das Gerät ist für die Verwendung in Labors und zur Signalüberwachung in Übertragungsanlagen bestimmt. Bei der mechanischen und elektrischen Konzeption wurde besonders auf hohe Betriebsstabilität Wert gelegt; die elektrischen Daten des Überwachungsempfängers genügen dem Pflichtenheft 6/7 für Fernseh-Dienstempfänger der ARD.

Abgesehen von der Zeilenablenkschaltung, die noch mit Röhren bestückt ist, arbeitet das Gerät vorwiegend mit Silizium-Planar-Transistoren BFY 37 und BFY 39 (SEL), die sich durch sehr gute Betriebseigenschaften auch bei höheren Temperaturen auszeichnen. Bei Lebensdaueruntersuchungen zeigten sich nach 20.000 Betriebsstunden noch keine Alterungserscheinungen. Als Bildröhre wird eine 16"-Rechteck-Farbbildröhre vom Lochmaskentyp (Seltenverhältnis 3:4, Schirmabmessungen 210 mm x 280 mm) ver-



Oben: Der transistorisierte Farbfernseh-Überwachungsempfänger von Schaub-Lorenz; rechts: Ansicht des Empfängerereinschubes zum Einbau in Gestelle oder Gehäuse



wendet. Sie erlaubt in Verbindung mit der Transistorschaltung einen Aufbau in Einschubtechnik nach DIN 41496 und den Einbau des Empfängers in Gestelle oder Gehäuse.

Die gedruckten Leiterplatten, auf denen die gesamte Schaltung untergebracht ist, sind in Tür- oder Kippchassisebenen eingebaut, die auch während des Betriebes ausgeschwenkt werden können. Durch diese Chassisebenen ergibt sich eine Unterteilung in Baugruppen. Das HF-Chassis enthält die Tuner, den Bild- und Ton-ZF-Verstärker, einen Tonfrequenzverstärker, die getastete Verstärkungsregelschaltung sowie die automatische Nachstimmung der Tuner-Oszillatorfrequenz. Zur Signalaufbereitungseinheit gehören der Netzteil mit elektronischer Spannungskonstanthaltung, die Synchronsignal-Aufbereitung mit Umschaltmöglichkeit von Eigen- auf Fremdsynchronisation mit S- oder H- und V-Impulsen sowie einige Stufen zur Trennung und Verstärkung von Chrominanz- und Helligkeitssignal.

Auf einer weiteren Chassisebene sind der Farbhilfsträgeroszillator mit der Synchronisationsschaltung, zwei Ringdemodulatoren zur Demodulation des Chrominanzsignals nach den Vektoren I und Q, die zugehörigen Nachverstärker und Tiefpässe, eine Decodierschaltung und nachfolgende Video-Endverstärker mit getasteter Schwarzsteuerung untergebracht. Zu einer anderen Einheit gehören die Ablenkschaltungen für die Horizontal- und Vertikalablenkung sowie die Konvergenzschaltungen.

Das geringe Gewicht und das kleine Volumen des Gerätes erlauben eine vielseitige Verwendung, besonders dort, wo es auf geringen Raumbedarf und hohe Zuverlässigkeit ankommt.

(Nach Schaub-Lorenz-Unterlagen)

Fernseh-Service

Der Ionenfallennagnet ist falsch Justiert

Ein Reparaturgerät wurde mit einem Hochspannungsfehler eingeliefert. Nach Auswechseln der Zeilen-Endröhre PL 36 konnten wieder 16 kV Anodenspannung an der Bildröhre gemessen werden. Das Bild war jedoch zu dunkel, unscharf und in der unteren Bildhälfte dunkler als oben. Da diese Bildröhre noch einen Ionenfallennagneten hatte, lag es nahe, die richtige Justierung dieses Magneten zu überprüfen.



Schirmbild des Fernsehempfängers bei falsch justiertem Ionenfallennagneten

Durch Hin- und Herschieben und Verdrehen konnte wieder ein einwandfreies Bild erreicht werden. Beim Justieren ist folgendermaßen vorzugehen: Zuerst muß der Helligkeitsregler so weit zurückgedreht werden, bis nur noch geringe Helligkeit auf dem Bildschirm vorhanden ist. Dann bewegt man den Ionenfallennagneten auf dem Bildröhrenhals langsam hin und her, bis der Bildschirm

maximal und an allen Stellen gleichmäßig hell ist. Oft ist es ratsam, den Magneten dabei auch seitlich etwas zu verschieben. Nach beendeter Justage muß das Bild mit dem Bildschieber in die Schirmmitte gebracht werden, denn der Ionenfallennagnet beeinflusst die Bildlage in gewissem Maße.

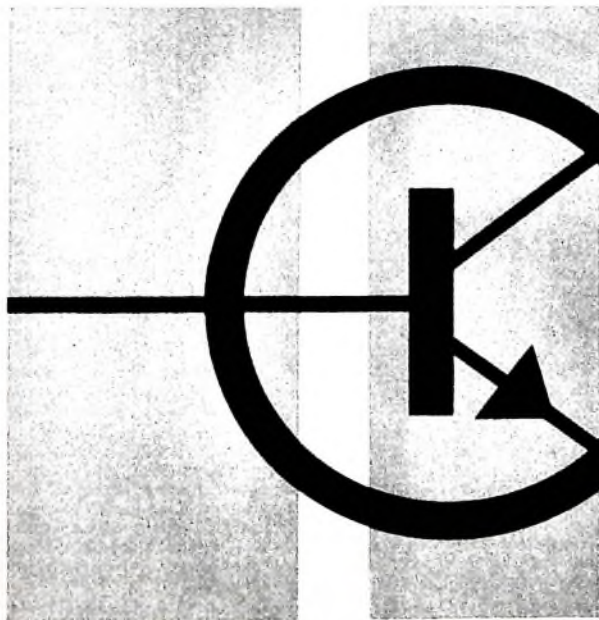
Bei Bildröhren, deren Leuchtschirm nicht mit einer Aluminiumschicht hinterlegt ist, ist eine Ionenfalle erforderlich, die dafür

sorgt, daß die beim Zusammenprall der immer vorhandenen Gasreste mit den Elektronen entstehenden negativ geladenen Ionen nicht zum Bildschirm gelangen. Die Elektronenkanone ist bei diesen Röhren gegen die Röhrenachse geneigt. Ein Magnet auf dem Röhrenhals, der Ionenfallennagnet, lenkt nun die Elektronen in Richtung der Röhrenachse ab, während sich die Bahn der Ionen nicht durch ein Magnetfeld beeinflussen läßt. Sie treffen daher auf die Innenwand des Anodenzylinders und nicht auf den Bildschirm. Bei falscher Justierung des Ionenfallennagneten werden die Elektronen jedoch nicht genau in Richtung der Röhrenachse abgelenkt, so daß die beschriebenen Bildfehler auftreten. d.

Anfertigen von Beschriftungsschildern

Beim Selbstbau von Geräten tritt oft das Problem auf, Beschriftungsplatten schnell, sauber und mit industriellem Aussehen herzustellen. Für diese Zwecke gibt es mit einer fotografischen Emulsion sensibilisierte Aluminiumplatten in den Formaten 8 cm x 12 cm bis 49 cm x 58 cm, die in verschiedenen Dicken von 0,4 ... 1,5 mm geliefert werden. Ihre fotografischen Eigenschaften entsprechen denen des normalen Bromsilber-Vergrößerungspapiers. Zusätzlich kann die Oberfläche mit Alu-Email oder Panterollack gehärtet werden.

Den Schriftsatz läßt man sich - nach einer Skizze - von einer Druckerei in natürlicher Größe herstellen und auf eine glasklare Folie drucken. Die bedruckte Folie wird dann bei rotem Licht im verdunkelten Raum auf die Schichtseite der Platte gelegt und zusammen mit der Platte in einen Kopierrahmen eingespannt. Zur Belichtung verwendet man eine 60-W-Glühlampe in 1 m Entfernung; die Belichtungszeit ist dann etwa 1 s. Die Entwicklung erfolgt bei rotem Licht (etwa 2 min) mit „Eukobrom“ (Tetental). Anschließend wird die Platte unter fließendem Wasser kurz abgespült und dann 10 ... 15 min in einem handelsüblichen Fixierbad fixiert. Nach etwa 5 min kann die normale Beleuchtung eingeschaltet werden. Es folgt die Schlußwässerung (1 Stunde, möglichst in fließendem Wasser). Zum Trocknen verwendet man zweckmäßigerweise einen sogenannten Plattenbock. d.



Silizium-npn-Planar-Transistoren für industrielle Anwendung

- BFY 27 HF- und Schalttransistor, $f_T > 250$ MHz
- BSY 19 Schneller Schalttransistor, $f_T > 300$ MHz
- BSY 21 Epitaxial-Schalttransistor, $f_T > 300$ MHz
- BSY 44 Schalttransistor für höhere Ströme, $f_T > 60$ MHz, Verlustleistung 2,6 W
- BSY 45 Schalttransistor, $f_T > 50$ MHz, Verlustleistung 2,6 W
- BSY 46 Epitaxial-Schalttransistor für höhere Ströme, $f_T > 50$ MHz, Verlustleistung 2,5 W

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit genauen technischen Daten

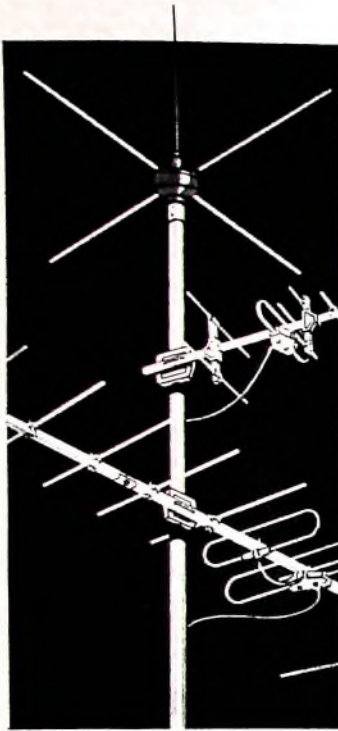
TELEFUNKEN-Halbleiter
für Rundfunk und Elektronik



TELEFUNKEN

AKTIENGESELLSCHAFT

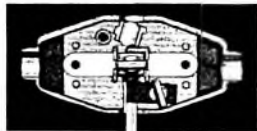
FACHBEREICH RÖHREN
VERTRIEB 7900 ULM



Fernsehen mit perfekten Antennen!

fuba-Fernseh-Antennen vermitteln optimalen Empfang in allen Bereichen. Sie verbürgen hohe, technische Sicherheit. Sinnvoll gestaltete Bauelemente, wie Schwenkmast-schelle, Elemente- und Dipolhalterungen sowie Tragerohr-Steckverbinder erleichtern den Aufbau und senken die Montagezeiten ganz erheblich. In neuartigen Anschluß-kästen schließen Sie wahlweise 240-Ohm- oder 60-Ohm-Kabel schnell und kontaktsicher an ohne dabei Werkzeug zu benötigen. Der Einbau eines zusätzlichen Symmetriergliedes erübrigt sich.

Im ganzen also – perfekte Antennen für perfekten Empfang!



Die Abbildungen zeigen den geöffneten Anschlußkasten mit angeschlossenem 240-Ohm- bzw. 60-Ohm-Kabel und die stabile Schwenkmast-schelle mit handlichen, übergroßen Flügel-muttern.

E 29101/63

fuba

ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO. - 3202 BAD SALZBETTFURTH / NABU.

Patentkauf und Patentlizenzkauf

Der Inhaber eines Patentes kann das Recht aus dem Patent, das ebenso wie der Anspruch auf Erteilung des Patentes vererblich ist, beschränkt oder unbeschränkt, vertraglich oder durch Verfügung von Todes wegen auf andere übertragen.

Die vertragliche Übertragung, von der hier gesprochen werden soll, kann durch Kauf, Tausch, Schenkung, Eingehung eines Gesellschaftsverhältnisses usw. vor sich gehen. Sie kann formlos erfolgen und bedarf keines förmlichen Übertragungsaktes und keiner förmlichen Besitzübertragung. Sie kann unbeschränkt oder beschränkt nach Inhalt, Ort oder Zeit erfolgen, was auch bei Bestellung eines Nießbrauchs oder eines Pfandrechtes der Fall ist.

Die häufigste Art der Übertragung ist der Verkauf des Patentes. Es liegt kein Nachkauf, also auch kein Handelskauf bei Vorhandensein der übrigen Voraussetzungen, sondern der Kauf eines Rechtes vor. Das ausschließliche Recht, den Gegenstand des Patentes im Inland gewerbsmäßig herzustellen, feilzuhalten, in Verkehr zu bringen oder zu gebrauchen, ist der Gegenstand des Vertrages. Denn das Patent ist eine körperliche Sache, die Patenturkunde verkörpert aber nicht das Patent, sondern beweist es nur.

Das Patent wirkt allerdings nicht gegen denjenigen, der im Zeitpunkt der Anmeldung die Erfindung bereits benutzt oder die zur Benutzung erforderlichen Anstalten getroffen hat. Er darf die Erfindung für die Bedürfnisse seines Betriebes in eigenen oder fremden Werkstätten ausnutzen. Diese Befugnis kann nur zusammen mit dem eigenen Betrieb veräußert oder vererbt werden. Das Zustandekommen des Kaufvertrages über ein Patent ist nicht an die Eintragung in die Patentrolle gebunden.

Die Gewährleistung beim Kauf bestimmt sich nach den §§ 433, 459 BGB. Es haftet für den Bestand des Patents der Verkäufer, das heißt dafür, daß das Patent erteilt ist und die für die Aufrechterhaltung desselben notwendigen Handlungen vorgenommen worden sind, dem freien Betrieb der patentierten Erzeugnisse kein anderes Patent entgegensteht, eine offenkundige Vorbenutzung des Patentes vor der Anmeldung beim Patentamt nicht stattgefunden hat und keine Lizenzen erteilt sind, die er dem Gegenkonkurrenten nicht bekanntgegeben hat. Der Verkäufer hat weiter dem Käufer die Möglichkeit der Patentverwertung zu verschaffen, demgemäß auch bei der Eintragung in die Patentrolle seine Hilfe zu leisten. Der als Berechtigter eingetragene Erwerber ist natürlich jedem anderen gegenüber der Alleinberechtigte. Hat ein Patentinhaber ein und dasselbe Patent zweimal verkauft, dann kann sich der zweite Käufer gegenüber dem ersten natürlich nicht auf den Mangel berufen, wenn er von dem ersten Verkauf Kenntnis erhalten hatte. Handelt es sich beim Verkauf um eine erst zum Patent angemeldete Erfindung, dann ist die Voraussetzung für den Kauf die Neuheit und die Erteilung des Patentes, es sei denn, daß der Käufer hierauf verzichtet hat. Bei der Veräußerung einer wirklichen Erfindung vor der Patentanmeldung zu einem bestimmten Preis liegt ein nach den Vorschriften über den Kauf zu beurteilender Veräußerungsvertrag vor. Beim Verkauf einer Ware als patentiert, der hinsichtlich der Patentierung das Recht eines anderen entgegensteht, die also nicht verwendbar als patentierte Ware ist, kann der Käufer den Vertrag anfechten, es sei denn, daß er diesen Mangel beim Kaufabschluß gekannt hatte.

Wird ein verkauftes Patent nachträglich für nichtig erklärt, dann macht die rückwirkende Kraft dieser Nichtigkeit den Vertrag von Anfang an nichtig. Es muß dann für die Zwischenzeit zwischen Benutzung und der Nichtigkeitserklärung der Nutzen mit dem Schaden ausgeglichen werden. Anders, wenn es nur nachträglich einschränkend ausgelegt wird, dann hat soweit niemals ein Schutz bestanden und ist das Bezahlte soweit wegen ungerechtfertigter Bereicherung zurückzuerstatten.

Anders verhält es sich beim sogenannten Patentlizenzvertrag. Hier wird nur die Benutzung auf die Dauer der Geltung des Patentes vom Inhaber gegen Entgelt übertragen, während das Patent selbst beim Inhaber verbleibt. Der Lizenznehmer hat auf Grund des Vertrages ein Forderungsrecht gegen den Patentinhaber auf Benutzung des Patentes. Der Patentlizenzvertrag wird in der Rechtslehre teils als Pacht, teils als Miete, teils als Vertrag eigener Art qualifiziert. Ist die Lizenz ausschließlich erteilt, mag sie auch inhaltlich, zeitlich oder örtlich beschränkt sein, stellt sie ein dingliches Nutzungsrecht dar. Selbst der Ver-



①



⑦



⑥



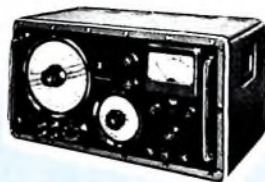
②



③

TV

Meßinstrumente für fernsehtechnische Entwicklungs-
Laboratorien, Herstellwerke, Servicestellen und Schulen.



①



④

① **Tragbarer Fernseh-Wobbel-Generator Typ TR-0811**
Frequenzbereich 1 — 240 MHz
Frequenzhub 0,5 — 15 MHz

② **Fernseh-Service-Komplexgenerator Typ TR-0805/H-1221/S**
Das Gerät besteht aus:
HF-Oszillator gemäß CCIR und OIRT-Normen
Wobbelgenerator
Oszillograph
Bildmuster-generator

③ **AM/FM-Signalgenerator Typ TR-0601/1173**
Frequenzbereich 4 MHz — 250 MHz
Ausgangsspannung 0,5 μ V — 400 mV

④ **Tragbarer Fernseh-Wobbuloskop Typ TR-0813**
Wobbulatorteil: Frequenzbereich 1 — 240 MHz
Frequenzhub 0,5 — 15 MHz
Oszillographteil: Y-Verstärker 20 Hz — 1 MHz
Empfindlichkeit 50 mV/cm

⑤ **Tragbarer Fernseh-Servicekoffer Typ TR-0809**
HF-Oszillator gemäß CCIR und OIRT-Normen
Röhrenvolumeter
Bildmuster-generator und Werkzeugagarnitur

⑥ **Video-Wobbelgenerator Typ TR-0808/HH-11**
Frequenzbereich 0,2 — 20 MHz
Pegelschwankung \pm 0,5 dB

⑦ **Fernseh-Komplexgenerator, Studio-Variante Typ TR-0804/1221/S**
Das Gerät dient zur Laboratoriumskontrolle von Studio-einrichtungen, Senderstellen und Fernsehapparaten. Einheiten: Synchron-generator, Bildmuster-generator, HF-Oszillator, Wobbelgenerator, Oszillograph, Zeilenwähler (gemäß CCIR und OIRT-Normen)

Außer den hier angeführten Geräten bewerkstelligen wir auch die Instrumentierung von kompletten Fernseh-Servicewerkstätten und von Fernseh-Fabrikationsbändern.

Wegen eingehender Information wollen Sie sich
gefl. direkt an unser Unternehmen wenden:



METRIMPEX

Ungarisches Außenhandelsunternehmen für die
Erzeugnisse der Instrumentenindustrie

Briefanschrift: Budapest 62, Postfach 202, Ungarn
Drahtanschrift: INSTRUMENT Budapest

zigt des Inhabers auf das Patent äußert auf dieses ausschließliche Lizenzrecht keine Wirkung. Im allgemeinen geht die Wirkung eines Lizenzvertrages dahin, daß der Patentinhaber in seinem Verbotungsrecht gegenüber dem Lizenzinhaber eingeschränkt ist und davon keinen Gebrauch machen darf. Will der Lizenznehmer gegen Dritte vorgehen, bedarf er dazu erst der Abtretung des Verbotungsanspruchs seitens des Patentinhabers. Voraussetzung für den Lizenzvertrag sind im Zweifel nur die Patenterteilung und der Bestand zur Zeit der Lizenzerteilung sowie die technische Ausführbarkeit der patentierten Erfindung. Ob die Erfindung patentfähig oder gar gewerblich verwertbar ist, dafür hat der Verkäufer nicht einzustehen. Wenn allerdings Anhaltspunkte dafür vorliegen, daß die gewerbliche Verwertbarkeit eine wesentliche Vertragsbedingung ist, dann hat der Verkäufer dafür einzustehen.

Der Lizenznehmer erwirbt mit dem Vertragsabschluß das Recht zur Herstellung und zum Vertrieb des patentierten Gegenstandes. Ist die Absicht beider Teile auf löhnende Ausbeute gerichtet, dann besteht für den Lizenznehmer sogar die Verpflichtung hierzu.

Wenn das Patent nachträglich für nichtig erklärt wird, der Lizenznehmer aber bis zu diesem Zeitpunkt die patentierten Erzeugnisse hergestellt und vertrieben hat, dann kann er seine Leistungen, namentlich die gezahlten Lizenzgebühren, die bis zu diesem Zeitpunkt erwachsen sind, nicht zurückfordern. Ebenso ist er dem Patentinhaber bis zu diesem Zeitpunkt für alle ihm

gegenüber sonst übernommenen Verpflichtungen haftbar. Bei nachträglich einschränkender Auslegung des Patentbesitzes hat von dem Zeitpunkt ab, an dem diese Einschränkung Platz greift, niemals ein Schutz bestanden. Demgemäß ist der Lizenzvertrag von Anfang an nichtig. Was bezahlt wurde, kann nach den Grundsätzen über ungerechtfertigte Bereicherung zurückverlangt werden.

Blechverformung durch magnetische Kräfte

Eine für die metallverarbeitende Industrie interessante Maschine stellte die General Atomic Division der General Dynamics Corporation auf der Deutschen Industrieausstellung in Berlin unter der Bezeichnung „Magnelorm“ aus. Mit Hilfe dieser Maschine kann man dünne bis mitteldicke Bleche elektromagnetisch verformen (prägen, einpressen, ausweiten, stanzen, falten), ohne daß mechanisch bewegte Teile vorhanden sind, die Kratzer oder Verunreinigungen verursachen könnten. Dazu wird in einem Kondensator gespeicherte elektrische Energie über eine Spule entladen, die ein starkes Magnetfeld erzeugt. Dieses Magnetfeld durchsetzt das zu verarbeitende Blech und induziert im Blech einen hohen Strom, der seinerseits ein starkes Magnetfeld zur Folge hat. Aus der Wirkung beider Magnetfelder ergeben sich die verformenden Kräfte. Auf diese Weise entstehen Drücke bis zu 3500 kg/cm² bei einem Spulenstrom von 90000 A, der etwa 15 µs lang fließt. Wenn die Spule das Werkstück umgibt, dann wirkt die Kraft zusammendrückend (Stauchern, Schrumpfen). Befindet sich die Spule dagegen innerhalb des Werkstückes (beispielsweise in einem Rohr), so erfolgt eine Dehnung (Ausweiten). Verwendet man eine flache Spule, dann entsteht eine gleichförmige, nach einer Seite gerichtete Kräfte (Prägen, Stanzen, Abscheren).



Sennheiser prüft 4fach

Wenn man gute Mikrophone bauen will, dann genügt es nicht, die Fertigung - ohne Messungen - dem Zufall zu überlassen. Deshalb kontrollieren wir jedes Teil, bevor es eingebaut wird. Danach prüfen wir jede Baugruppe entweder

- optisch
- mechanisch
- elektrisch
- akustisch

oder nach mehreren Gesichtspunkten. Selbstverständlich muß dann jedes Mikrophon noch mehrfache Kontrollen durchlaufen, ehe wir es für gut und zuverlässig halten. Es gibt bei uns keine zweite Wahl, denn

bei Sennheiser sind alle Mikrophone eines Typs gleich

So ist z. B. ein Studio-Richtmikrophon MD 421 wie das andere. Sie können das mit Hilfe der beigelegten Prüfprotokolle sehr leicht selbst feststellen. - Nun müssen wir noch etwas richtig stellen; wir sagten nämlich:

Sennheiser prüft 4fach

Das bezieht sich nur auf die Art der Prüfmethoden. Jedes einzelne Mikrophon unterliegt mit seinen Baugruppen insgesamt weit mehr Kontrollen. Es stimmt also wirklich, wenn wir behaupten:

Sennheiser prüft jedes Mikrophon auf Herz und Nieren





P. ALTMANN

Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 23, S. 886

Um den Einfluß der Collector-Emitter-Spannung festzustellen, kann man die Eingangskennlinie nach bei anderen Spannungswerten aufnehmen. Wir werden dann sehen, daß die Collector-Emitter-Spannung den Eingangswiderstand nicht unerheblich beeinflußt. Auf jeden Fall ist der Eingangswiderstand von Transistoren aber erheblich kleiner als der von Röhren, bei denen man mit nahezu unendlich großen Werten rechnen kann. Dieser Versuch zeigte also bereits deutliche Unterschiede zwischen Röhre und Transistor.

Die wichtigste Kennlinie in Emitterschaltung ist der Zusammenhang zwischen Collectorstrom $-I_C$ und Collectorspannung $-U_{CE}$ bei konstanter Basis-Emitter-Spannung oder konstantem Basisstrom. Zur Ausnahme dieser Kennlinie verwenden wir ebenfalls die Schaltung nach Bild 71. Wir stellen zunächst mit P eine Basis-Emitter-Spannung von etwa 200 mV ein und lassen diesen Wert unverändert. Anschließend wählen wir mit P_1 in Stufen von etwa 0,5 V ansteigende Collector-Emitter-Spannungen und lesen jeweils den zugehörigen Collectorstrom ab. Die zusammengehörenden Wertepaare werden notiert und als Kennlinie dargestellt (Bild 73). Wir erhalten dann den Ausschnitt der untersten Kennlinie in Bild 73 (für 200 mV) zwischen 0 und etwa 4 V. Dabei werden wir feststellen, daß sich der Collectorstrom in Abhängigkeit von der Collector-

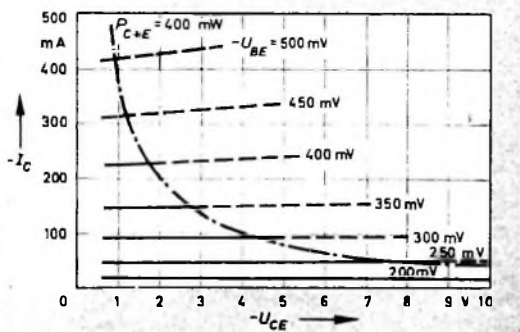


Bild 73. Ausgangskennlinie in Emitterschaltung

spannung praktisch überhaupt nicht ändert, und daraus folgern wir, daß der Ausgangswiderstand, das heißt der Widerstand zwischen Collector und Emitter, sehr groß ist. Der Eingangswiderstand hat dagegen, wie der Versuch 120 zeigte, wesentlich kleinere Werte.

Wir können nun mehrere Kennlinien aufnehmen, indem wir jeweils andere Basis-Emitter-Spannungen einstellen, zum Beispiel 300 mV, 400 mV usw. Auf diese Weise ergibt sich eine Kennlinienschar, die das Verhalten des Transistors in Emitterschaltung deutlich zeigt. Wir sehen, daß bei kleinen Werten der Basis-Emitter-Spannung praktisch keine Abhängigkeit des Collectorstroms von der Collectorspannung festzustellen ist; erst bei höheren Werten steigt der Collectorstrom etwas mit der Collectorspannung an. Bei der Kennlinienaufnahme müssen wir aber aufpassen, daß wir nicht in das Gebiet unzulässig hoher Verlustleistungen kommen. Ähnlich wie bei Röhren, ist auch im Bild 73 eine Leistungshyperbel eingetragen, die den erlaubten Bereich von dem verbotenen abgrenzt. Alle Kurventeile rechts von der Hyperbel dürfen nicht eingestellt werden, damit der Transistor nicht überlastet wird. Arbeitet man beispielsweise mit einer Basis-Emitter-Spannung von 400 mV, so darf die Collectorspannung etwa 1,7 V nicht übersteigen, da sonst eine Überlastung eintritt. Meßtechnisch können wir mit unserer einfachen Schaltung also immer nur die Kennlinientelle links von der Leistungshyperbel erfassen.

Eine wichtige Kenngröße des Transistors ist die Stromverstärkung. Wir können sie aus den Kennlinien nach Bild 73 aber nicht unmittelbar entnehmen, weil diese für konstante Basis-Emitter-Spannungen gelten. Hätten wir die Kennlinien für konstanten Basisstrom aufgenommen, so wäre

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

BF 109

Silizium-npn-Mesatransistor

Für hochwertige Video-Endstufen in Fernsehempfängern wurde der Transistor BF 109 geschaffen. Eine solche Endstufe liefert Steuerspannungen für die Bildröhre von mehr als 80 V zwischen Schwarz und Weiß. Zur Anpassung der Endstufe an den Demodulator kann dabei ein Impedanzwandler dienen, der mit dem Transistor AF 127 bestückt ist. Bei 40-facher Spannungsverstärkung beträgt die Bandbreite 6 MHz und das Linearitätsmaß etwa 0,85 . . . 0,90. Die Änderungen der Betriebswerte bei Temperaturschwankungen sind vernachlässigbar klein. Einige Grenz- und Kennwerte:

$U_{CE} = \text{max. } 135 \text{ V}$

$I_C = \text{max. } 40 \text{ mA}$

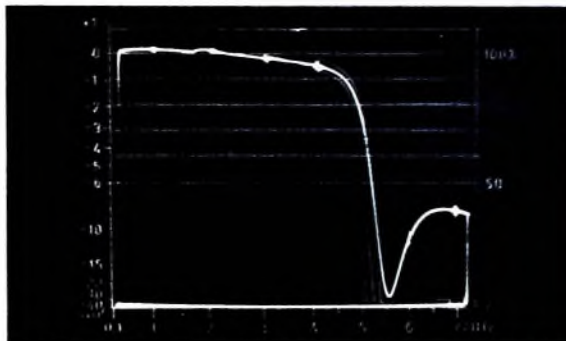
$P_C = \text{max. } 1,2 \text{ W}$

Grenzfrequenz für $\beta = 1: f_T \geq 80 \text{ MHz}$

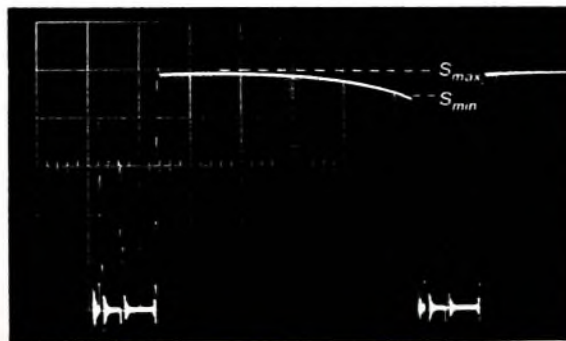
Rückwirkungskapazität: $C_{re} \leq 3 \text{ pF}$



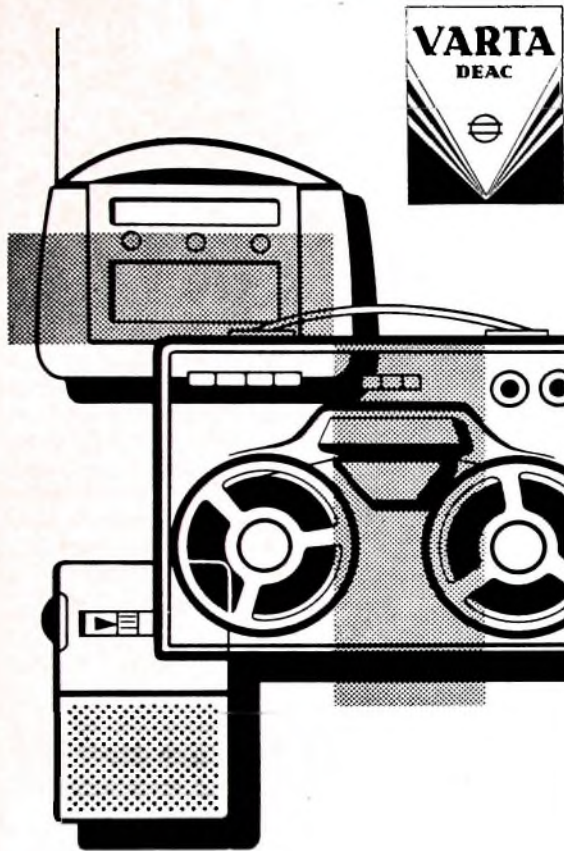
H 1263/866



Frequenzgang eines Videoverstärkers mit BF 109 bei Übertragung eines mittleren Grauwertes.



Verlauf der Steilheit im Übertragungsbereich zwischen Schwarz und Weiß $S_{min}/S_{max} \approx 0,9$



VARTA DEAC-BATTERIEN
Die wirtschaftlichen, wiederaufladbaren Zellen für Rundfunk-,
Phono- und Tonbandgeräte verschiedener Art.



Keine Wartung · Einfaches
Laden · Einbau in jeder
Lage · Geringes Selbstent-
laden · Unempfindlich ge-
gen Über- und Tiefentla-
den · Gute Spannungs-
lage · Lange Lebensdauer

VARTA

DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY
Gesellschaft mit beschränkter Haftung

V 4042/1-D

die Stromverstärkung unmittelbar ablesbar. Sie kann aber unter Zuhilfenahme von Bild 72 ermittelt werden. Wir entnehmen daraus, daß zum Beispiel bei einer Basis-Emitter-Spannung von 300 mV ein Basisstrom von 2 mA auftritt. Das gilt für eine Collector-Emitter-Spannung von 0,5 V, und der entspricht etwa der linke Endpunkt der Kennlinie für 300 mV im Bild 73. Der Collectorstrom ist hier etwa 90 mA. Daraus ergibt sich die Stromverstärkung als das Verhältnis von Collectorstrom und Basisstrom zu $90 : 2 = 45$. Das ist die Gleichstrom-Verstärkung, die dieser Transistor hat. Sie entspricht etwa der Wechselstrom-Verstärkung bei sehr kleiner Aussteuerung.

Ein weiteres Charakteristikum sind die Restströme in Emitterschaltung. Den Collectorreststrom bei kurzgeschlossener Basis erhalten wir, wenn wir mit P 1 eine betriebsmäßige Collector-Spannung, beispielsweise 4 V, einstellen und den Schleifer von P ganz nach unten schieben, so daß zwischen Basis und Emitter eine unmittelbare Verbindung besteht. Der sich dabei ergebende Reststrom ist sehr gering und liegt in der Größenordnung von Mikroampere. Trennen wir dagegen die Basis ganz ab, so erhalten wir den Reststrom bei offener Basis, der etwas größer ist.

Den vorstehenden Versuchen konnten wir bereits wichtige Gleichstrom-Eigenschaften des Transistors entnehmen. Wir untersuchen nun die Basis-schaltung.

4.2.2. Die Basis-schaltung und ihre Daten

Die Versuchsschaltung zeigt Bild 74. Die Emitter-Basis-Spannung läßt sich mit P 1 eine betriebsmäßige Collector-Spannung mit P 1 einstellen. Zunächst interessiert der Zusammenhang zwischen Collectorstrom $-I_C$ und Emitter-Basis-Spannung U_{EB} , wobei die Collector-Basis-Spannung $-U_{CB}$ konstant gehalten wird. Wir stellen dazu mit P 1 eine Spannung von 0,5 V

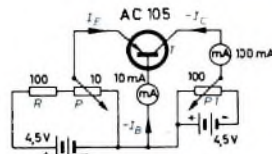


Bild 74. Basis-schaltung eines Transistors

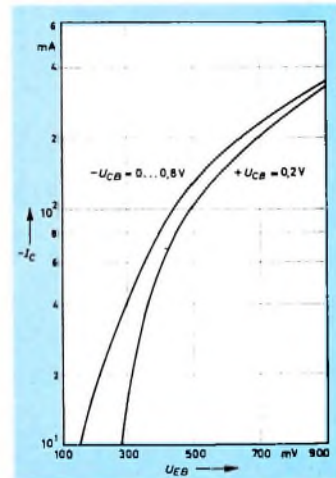


Bild 75. Eingangskennlinie in Basis-schaltung

ein und verändern stufenweise die Emitter-Basis-Spannung mit P, wobei wir wieder bis maximal 400 mV gehen. Zu jedem Spannungswert wird der Collectorstrom abgelesen. Die gemessenen Wertepaare liefern eine Kurve nach Bild 75, die zwischen den beiden dort eingetragenen Kurven liegen wird. Da die Zahlenwerte in senkrechter Richtung im sogenannten logarithmischen Maßstab aufgetragen sind, kann man gut erkennen, daß der Collectorstrom sehr stark von der Emitter-Basis-Spannung abhängt. Eine weitere wichtige Kennlinie ist der Zusammenhang zwischen Collectorstrom und Collector-Basis-Spannung bei konstanter Emitter-Basis-Spannung oder konstantem Emitterstrom. Zur Aufnahme dieser Kennlinie eignet sich ebenfalls die Schaltung nach Bild 74. Wir wählen mit P 1 eine konstante Emitter-Basis-Spannung von beispielsweise 300 mV und verändern mit P 1 die Collector-Basis-Spannung in Stufen von rund 0,5 V. Dann erhalten wir den Zusammenhang zwischen Collectorstrom und Collector-Spannung für konstante Emitter-Basis-Spannung (Bild 76). Die Unabhängigkeit des Collectorstroms von der Collector-Basis-Spannung ist hier noch ausgeprägter. Hinsichtlich der Leistungshyperbel gilt das bereits bei Bild 73 Gesagte. Mehrere Kennlinien erhalten wir für jeweils an P verschieden eingestellte Emitter-Basis-Spannungen.

Da der Collectorstrom stets etwas niedriger ist als der Emitterstrom, und zwar um den Betrag des Basisstroms, ist das Verhältnis Collectorstrom zu Emitterstrom, das die Stromverstärkung der Basis-schaltung darstellt, stets kleiner als 1. Wir können das nachweisen, wenn wir einmal den Emitterstrom messen und ihn mit dem gleichzeitig fließenden Collectorstrom vergleichen.

Auch einige Restströme lassen sich mit der Schaltung im Bild 74 ermitteln. Schließen wir den Emitter gegen die Basis kurz, indem wir den Schleifer

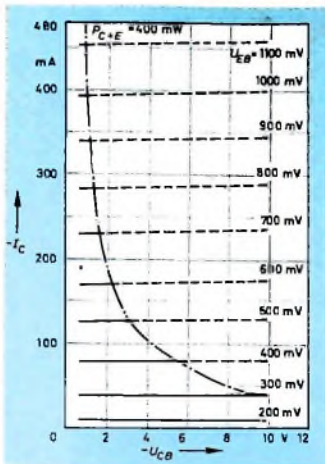


Bild 76. Ausgangskennlinie in Basisschaltung

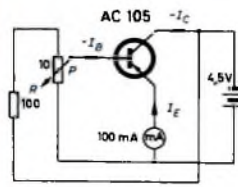


Bild 77. Collectorschaltung

von P ganz nach rechts stellen, so fließt der Collectorreststrom bei Kurzschluß zwischen Emitter und Basis. Trennen wir den Basisanschluß ab, so erhalten wir den Reststrom bei offener Basis. Auch diese Werte sind sehr klein.

4.2.3. Die Collectorschaltung und ihre wichtigsten Daten

Zur Untersuchung der Collectorschaltung verwenden wir die Schaltung nach Bild 77. Hier muß der Emitterstrom gemessen werden. Mit dieser Schaltung erhält man aber nur ungenaue Ergebnisse, da es nie gelingt, den zwar kleinen, aber doch merkbareren Spannungsabfall am Emitterstrom-Instrument zu unterdrücken. Dieser Spannungsabfall beeinflusst ja zusätzlich die Emitter-Basis-Spannung, und da er stromabhängig ist, ergeben sich unzuverlässige Meßresultate. Wir wollen daher nur grundsätzlich andeuten, wie man die für die Collectorschaltung maßgebenden Kennlinien erhält. Ebenso wie bei der Emitterschaltung, wird die Collector-Emitter-Spannung stufenweise erhöht und der zugehörige Emitterstrom abgelesen. Dabei muß die Spannung zwischen Basis und Emitter konstant sein. Im allgemeinen kann man jedoch die für die Emitterschaltung geltenden statischen Kennlinien auch auf die Collectorschaltung anwenden, da sich Emitterstrom und Collectorstrom nur geringfügig voneinander unterscheiden.

4.2.4. Der Temperatureinfluß

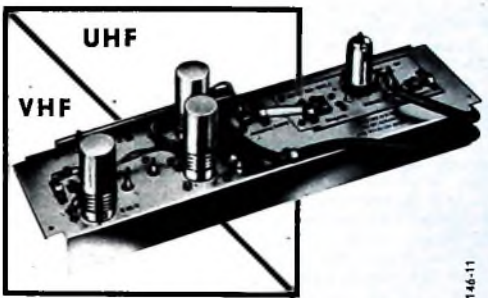
Den Einfluß der Temperatur auf die Restströme eines Transistors kann man sehr einfach mit folgendem Versuch zeigen: In der Schaltung nach Bild 71 trennt man die Basis völlig ab, so daß man den Collectorreststrom bei offener Basis mißt. Dabei wählen wir eine Collector-Emitter-Spannung von etwa 4 V. Nun erwärmen wir den Transistor vorsichtig entweder zwischen den Fingern der warmen Hand oder durch ein in einiger Entfernung brennendes Zündholz. Man wird feststellen, daß sich der Strom mit steigender Temperatur sofort erhöht. Diesen Versuch dürfen wir aber nicht zu lange ausdehnen, sondern müssen darauf achten, daß der Collectorstrom nicht auch ohne Temperaturzufuhr von außen noch weiter ansteigt. Die Collectorleitung ist in diesem Falle sofort zu unterbrechen, um ein „thermisches Hochlaufen“ zu vermeiden, das sich infolge der durch den Collectorstrom bewirkten zusätzlichen Erwärmung des Transistorinneren ergeben kann. Diese Erwärmung löst nämlich wieder eine Stromerhöhung aus, die eine neue Erwärmung zur Folge hat usw. Man legt daher zweckmäßigerweise bei diesem Versuch einen Schutzwiderstand von 1 kOhm in den Collectorkreis, damit der Strom auf unschädliche Werte begrenzt wird.

4.3. Versuche und Messungen zur Photoelektrizität

Im Abschnitt 2.2.5 haben wir bereits einige grundlegende Versuche aus dem Gebiet der Photoelektrizität besprochen. Dort kamen ein Photoelement auf Selenbasis sowie ein Cadmiumsulfid-Photawiderstand zur Anwendung. Neben Photoelementen und Photawiderständen gibt es noch andere photoelektrische Bauelemente, zu denen vor allem Photozellen (gasgefüllt oder Hochvakuum), Photovervielfacher, Photodioden und Phototransistoren zählen. In Ergänzung der Ausführungen im Abschnitt 2.2.5, sollen im folgenden einige einfache Versuchsschaltungen mit einer preisgünstigen Photozelle und einem Phototransistor besprochen werden. Den Phototransistor kann man sich aus einem normalen Transistor mit Glasgehäuse leicht selbst herstellen. Abschließend kommen noch Schaltungen mit anderen photoelektrischen Bauelementen zur Sprache.

4.3.1. Die Photozelle

Zur Durchführung des nachstehend beschriebenen Versuchs besorgen wir uns eine Photozelle 90 AG (Valva) nebst der zugehörigen Fassung und bauen die Schaltung nach Bild 78 auf. R 1, R 2 ist ein Spannungsteiler,



Nachrüsten
von Gemeinschafts-Antennenanlagen
mit Siemens-Frequenzumsetzern
ist ein lohnendes Geschäft

Beim Planen, Messen und Einpegeln unterstützt Sie der Siemens-Kundendienst. Der Umsetzer wird lediglich montiert und an eine UHF-Antenne angeschlossen. Änderungen in den Wohnungen sind nicht erforderlich.

Frequenzumsetzer sind vorteilhaft

- wenn eine für die Fernseh-Übertragung in den VHF-Bereichen (1. Programm) ausgeführte Anlage für das 2. und kommende 3. Programm nachzurüsten ist
- wenn auch mit älteren, nicht für den UHF-Empfang geeigneten Empfängern das 2. und 3. Fernsehprogramm empfangen werden soll
- wenn eine vorhandene Umsetzeranlage für das 3. Programm erweitert werden soll
- wenn bei Anlagen mit kleinen Teilnehmerzahlen die Möglichkeit gegeben ist, zwei oder mehrere Anlagen von einem gemeinsamen Umsetzer aus zu versorgen
- wenn bei neu zu errichtenden Anlagen das Verteilernetz große Kabellängen aufweist, so daß sich für eine UHF-Direktübertragung zu hohe Dämpfungen ergeben würden

Siemens-Frequenzumsetzer sind

- quartzstabilisiert | verzerrungsarm
 - rauscharm | temperaturunempfindlich
- und gewährleisten daher vorzügliche Bildqualität bei gleichbleibender Wiedergabegüte über viele Jahre

Auskünfte erteilen gern unsere Geschäftsstellen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
 WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

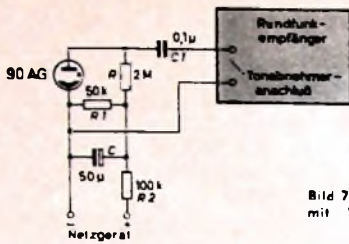


Bild 78 Schaltung einer Photozelle mit Wechselspannungsverstärker

der die Spannung unseres Netzgerätes von 250 V auf etwa 70 V herabsetzt. Diese Spannung wird über R der Anode der Photozelle zugeführt. Da die Siebung unseres Netzgerätes nicht sehr gut ist, wird nach der Elektrolytkondensator C dem Widerstand R1 zur Beseitigung der restlichen Wechselspannung parallel geschaltet.

Sobald Licht auf die Katode der Photozelle fällt, schlagen die auftretenden Photonen Elektronen aus der lichtempfindlichen Katodenschicht heraus. Da die Anode positiv gegenüber der Katode ist, werden diese Elektronen zur Anode gezogen. Im Inneren der Röhre fließt dann ein Strom, der sich im äußeren Stromkreis fortsetzt und an R einen Spannungsabfall hervorruft. Diesen könnte man mit einem empfindlichen Röhrenvoltmeter messen. Unser Vielfachinstrument hat einen viel zu kleinen Innenwiderstand, so daß die an R liegende Spannung zusammenbrechen würde. Der Außenwiderstand R muß etwa 2 MOhm sein, damit der sehr niedrige Photostrom einen nennenswerten Spannungsabfall bewirkt.

133

Um uns von der Wirkungsweise der Schaltung trotz Fehlens eines Röhrenvoltmeters oder Mikroamperemeters ein Bild machen zu können, erzeugen wir einen Photo-Wechselstrom. Das kann nach Abschnitt 2.2.5. einfach dadurch geschehen, daß wir zwischen die Lichtquelle und die Photozelle einen Tischventilator stellen, der das Licht periodisch unterbricht. Dann wird der Photozellenstrom im gleichen Rhythmus höher und niedriger, und an R entsteht ein Wechselspannungsabfall, den wir über C1 dem Phono-Anschluß eines Rundfunkempfängers zuführen.

Sobald der Ventilator in Betrieb gesetzt wird, hören wir im Lautsprecher des Empfängers ein in seiner Tonhöhe sirenenartig anschwellendes Geräusch. Die Tonhöhe bleibt gleich, sobald der Ventilator seine Enddrehzahl erreicht hat. Schalten wir den Ventilator aus, so verringert sich die Tonhöhe bis zum Stillstand des Ventilators.

Dieser Versuch zeigt uns, daß der Aufwand zum Betrieb einer Photozelle verhältnismäßig groß ist. Zunächst benötigt man eine relativ hohe, möglichst reine Gleichspannung, damit genügend Elektronen von der Katode abgestoßen werden. Da aber trotzdem der erzeugte Photostrom sehr niedrig ist, muß man entsprechend große Widerstände verwenden, um verwertbare Spannungsabfälle zu erhalten. Hinzu kommt nach der verhältnismäßig hohen Preis der Photozelle. Diese Tatsachen sprechen durchaus für die Verwendung moderner Cadmiumsulfid-Photozellen, die billiger sind, niedrigere Betriebsspannungen erfordern und sehr kräftige Ströme liefern können. Photozellen haben dagegen nur den Vorteil der geringeren Trägheit. Bei der von uns verwendeten Zelle handelt es sich um einen Typ mit Gasfüllung, bei der sich oberhalb 10 kHz Trägheitserscheinungen bemerkbar machen. Hochvakuum-Photozellen arbeiten dagegen bis zu den höchsten Frequenzen nahezu trägheitslos; sie sind allerdings nicht so empfindlich wie die gasgefüllten Zellen. Dieser Nachteil ist jedoch belanglos, wenn man sehr exakte Lichtmessungen machen will. Dann erweist sich nicht nur die Trägheitslosigkeit, sondern auch die hohe Konstanz der elektrischen Daten der Hochvakuumzellen als sehr vorteilhaft.

Die Beschaffenheit der lichtempfindlichen Schicht auf der Photozellenkatode bestimmt die Empfindlichkeit der Zelle für verschiedene Lichtwellenlängen. Man unterscheidet vor allem zwischen blauempfindlichen und rot empfindlichen Zellen. Im ersten Fall wird eine Antimon-Caesium-Legierung, im zweiten Fall Caesium auf oxydiertem Silber verwendet.

134

Wir können den beschriebenen Versuch nach dadurch erweitern, daß wir zwischen Lichtquelle, Ventilator und Photozelle Farbfilter anordnen. Rote Filter absorbieren zum Beispiel vor allem die Lichtwellen mit höherer Frequenz. Da unsere Photozelle blauempfindlich ist, wird die Zwischenschaltung eines Rotfilters die Lautstärke im Lautsprecher des Rundfunkempfängers erheblich vermindern; blaue oder violette Filter dagegen haben nur eine geringe Schwächung zur Folge, da sie lediglich die roten Anteile der Strahlung absorbieren, diejenigen mit kürzerer Wellenlänge dagegen nahezu ungeschwächt hindurchlassen.

4.3.2. Der Phototransistor

Für die folgenden Versuche beschaffen wir uns einen NF-Transistor mit Glasgehäuse, zum Beispiel den Typ OC 71 von Valvo, und entfernen die Lackschicht vom Transistorgehäuse, so daß man in das Innere hineinsehen kann. Dann bauen wir die Schaltung nach Bild 79 auf. Der Basisanschluß bleibt frei, während die Collector-Emitter-Strecke in Reihe mit dem Widerstand R und der Taschenlampenbatterie geschaltet ist. Fällt

135

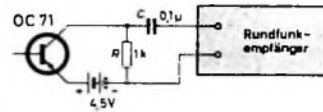


Bild 79. Schaltung des Phototransistors mit Wechselspannungsverstärker

nun Licht auf die Sperrschicht zwischen Emitter und Basis, so werden dort Ladungsträger frei, die im Collectorkreis verstärkt als Strom auftreten. Über R fließt dann also ein Strom, den man auch messen kann, wenn zwischen den Collectoranschluß und den Widerstand R ein Strommesser (Meßbereich 10 mA) geschaltet wird. Je nach der Stärke des auftretenden Lichtes kommen Ströme bis etwa 4 mA zustande, so daß praktisch die volle Batteriespannung an R abfällt. Die Emitter-Collector-Strecke hat dann offenbar einen sehr kleinen Widerstand.

136

Wie Bild 79 zeigt, können wir natürlich auch den an R entstehenden Spannungsabfall über C auf die Tonabnehmeranschlüsse eines Rundfunkgerätes übertragen, wenn der Transistor mit Wechselschicht beleuchtet wird. Das erfolgt wieder unter Einschaltung eines Ventilators zwischen Lichtquelle und Transistor. Besonders hohe Wechselspannungen ergeben sich, wenn man das Licht mit einer Linse möglichst genau auf den Übergang Emitter — Basis konzentriert. Die Beleuchtungsstärke wird dann an dieser Stelle besonders groß, und das äußert sich als entsprechend starker Ton im Lautsprecher. Wir können auch an Stelle des Milliampereometers ein Relais in den Collectorkreis schalten und erhalten so einen photoelektrischen Schalter. Hat das Relais einen Arbeitskontakt, so schließt der Schalter bei Beleuchtung, hat es einen Ruhekontakt, so öffnet der Schalter.

137

138

Der Phototransistor, den wir in diesem Versuch kennengelernt haben, ist verhältnismäßig empfindlich und stellt hinsichtlich der Stromversorgung keine großen Ansprüche. Wegen der freien Basis ist allerdings seine Temperaturabhängigkeit sehr groß. Beim Arbeiten mit Wechselschicht läßt sich die Temperaturabhängigkeit erheblich verringern, wenn man zwischen Basis und Emitter einen Wechselstromwiderstand schaltet, der für Gleichstrom nur einen kleinen Widerstandswert hat (zum Beispiel eine Drosselspule).

4.3.3. Andere photoelektrische Bauelemente

Im Bild 80 ist eine Schaltung mit dem Cadmiumsulfidwiderstand LDR 03 wiedergegeben. Sie entspricht den Bildern 78 und 79 und soll zeigen, daß man auch mit Photoresistoren Wechselspannungen unter dem Einfluß intermittierendes Lichtes erzeugen kann. Zwischen Lichtquelle und Photoresistor stellen wir also den Ventilator und erhalten an R einen Wechselspannungsabfall, der über C den Tonabnehmeranschlüssen des Rundfunkempfängers zugeführt werden kann. Meistens ist die Wechselspannung an R aber bereits so hoch, daß man den entstehenden Ton in einem parallel geschalteten Kaphörer hören kann.

139

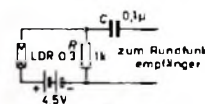


Bild 80 Photoresistor mit Verstärker

Bild 81 Photoelement mit Verstärker

Bild 81 zeigt schließlich noch eine Schaltung mit einem Selen-Photoelement, wie wir es bereits im Abschnitt 2.2.5. verwendet haben. Hier ist keine zusätzliche Stromquelle erforderlich, denn das Element erzeugt selbst eine Spannung. Beleuchten wir es mit unterbrochenem Licht, so entsteht an R eine Wechselspannung, die wir wieder über C dem Rundfunkempfänger zuführen können. Da die von einem Selen-Photoelement abgegebene Leistung sehr klein ist, genügt sie nicht zur Auslösung eines Relais mittlerer Empfindlichkeit. (Wird fortgesetzt)

140



Stolle - KABEL...

... wo es um Qualitäts - HF - Leitungen geht !

Karl Stolle • Kabelfabrik • 4800 Dortmund • Ernst-Mehlich-Straße 1

METALLGEHÄUSE
für Industrie
und Bastler

PAUL LEISTNER HAMBURG

Kaufgesuche

Bedröhren, Spezialdröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T
Dröhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kassa Röhren-Müller, Kellheim/Ts., Parkstr. 20

**Ringwickelmaschinen
Spulenwickelmaschinen
Ankerwickelmaschinen
Bandagiermaschinen u.a.**

FROITZHEIM & RUDERT
BERLIN - REINICKENDORF WEST SAALMANNSTRASSE 7-11

**Rundfunk-
Transformatoren**

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

HANS HERMANN FROMM bietet um
Angebot kleiner u. großer Sonderposten
in Empfängern, Sendern und Spezialdröhren
aller Art Berlin Wilmerdorf, Fahr-
belliner Platz 3. Tel. 87 33 95 / 88



Abstandisolatoren

und Antennenbauteile,
millionenfach verwendet.
Fabriklager an vielen
Orten des In- und Auslandes.
Bezugsnachweis und
Prospekt 6121 gern von

Kompass-Antenne, 35 Kassel, Erzbergerstraße 55/57

Unterricht

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

**Funkstation und
Amateurlizenz**

Lizenzfreie Ausbildung und Bau einer
kompl. Funkstation im Rahmen eines
enck. Fernlehrgangs. Keine Vorkennt-
nisse erforderlich. Freiprojekt E 35
durch
Institut für Fernunterricht - Bremen 17

Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-9 Stück	10-100 Stück
17,5 cm	45 per Min.	2 x 5 Min.	DM 10,—	DM 8,—
20 cm	45 per Min.	2 x 8 Min.	DM 15,—	DM 12,—
25 cm	33 per Min.	2 x 15 Min.	DM 20,—	DM 16,—
30 cm	33 per Min.	2 x 24 Min.	DM 30,—	DM 24,—

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

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER
Gesamtinhaltsverzeichnis I.-VI. Band

Mit einer Zusammenfassung der In-
haltsverzeichnisse der ersten sechs
Bände unserer bewährten Taschen-
bibliothek erfüllt sich für ihre vielen
Freunde der lang gehegte Wunsch,
bei der Behandlung ähnlicher The-
men in mehreren Bänden Fach-
begriffe nicht mehr suchen zu müs-
sen, sondern gleich zu finden. Nach
der Grundkonzeption der HANDBUCH-
Reihe in 10 Hauptsachge-
biete unterteilt, aber in stark ge-
drängter Form wiedergegeben, ist
es jetzt möglich, den Leser gerad-
linig an einen gesuchten Begriff
heranzuführen. Im ergänzenden
Sachwörterverzeichnis können
technische Zusammenhänge durch
Kennbuchstaben leicht festgestellt
und Paralleldarstellungen ermittelt
werden. Zum täglichen Gebrauch
in Kunststoff gebunden, ist das
Gesamtinhaltsverzeichnis bei fast
jeder fachtechnischen Frage ein
zuverlässiger Wegweiser.

-400 Seiten - Kunststoffeinband 3,30 DM

Einschwingvorgänge TEIL B

TEIL B
Grundlagen der Elektro- und HF-Technik
I., III.,—VI. Band

Einschwingvorgänge III 270
Fachwörter mit Definitionen und Abbildungen V
Felder, elektromagnetische, Berechnung nach der
Maxwell'schen Theorie III 231
Beispiele III 241
Bezeichnungen und Dimensionen der Feldgrößen III 251
Darstellung des elektromagnetischen Feldes durch Potential
Energie und Energiestrom III 259
Feldgleichungen in verschiedenen Koordinaten III 237
Formeln für ruhende isotrope Medien III 232
Sonderfälle III 235
Verluste in Leitern, näherungsweise Berechnung III 210
Frequenzfunktion und Zeitfunktion (Einschwingvorgänge) III 279
Amplituden- und Phasenvergang von linearen Übertragungs-
systemen, Bestimmung aus der Übergangsfunktion III 313
Einschwingvorgang bei beliebiger Dämpfung und Phasen-
verzerrung, praktische Bezeichnung III 310
Frequenzspektrum III 279
Frequenzspektrum und Übertragungsmaß III 283
Heaviside'scher Entwicklungssatz III 284
Übertragungsmaß bei gegebenen Send- und Empfangs-
funktlng, Beispiele für die Berechnung III 285

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde Postanschrift: 1 Berlin 52

Demodulation I 225, IV 103, 401
Ersagen I 223
amplitudenmodulierter Schwingungen I 223
phasenmodulierter Schwingungen I 225
Phasenmodulation I 210



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



DIE MATSUSHITA ELECTRIC-STORY



8. und letzte Folge

1 Million Fernsehgeräte jährlich werden von Matsushita Electric hergestellt. Unsere Luftaufnahme zeigt die Produktionsstätte für NATIONAL-Fernsehgeräte.

Das prominente amerikanische Nachrichtenmagazin „Time“ widmete ihm eine Titelgeschichte von fast fünf Seiten. Die Zeitschrift würdigte damit die großartige Leistung eines führenden Mannes im Wirtschaftsgeschehen der freien Welt: Des Japaners Konosuke Matsushita. Er ist der Gründer von Matsushita Electric, Japans größtem Hersteller von Rundfunk-, Fernseh- und Elektrogeräten. Daß

er heute über ein Weltunternehmen mit fast 40.000 Mitarbeitern und 50 großen Werken gebietet, verdankt er vor allen Dingen seinem konsequent vertretenen Grundsatz: Dem Verbraucher Produkte von höchster Qualität zu bieten. Zugleich gewann Matsushita Electric durch eine solide und marktgerechte Preispolitik überall das Vertrauen des Handels. Die Produkte von Matsushita Electric sind

unter dem Namen NATIONAL in mehr als 120 Ländern ein Begriff für Qualität geworden.

Als letzte Folge dieser Berichtserie über Japans größten Hersteller von Rundfunk-, Fernseh- und elektrischen Haushaltsgeräten zeigen wir einige Bildausschnitte von modernen Produktionsstätten von NATIONAL-Geräten.

Diese geschickten Hände kann keine Maschine ersetzen. Facharbeiterinnen von Matsushita Electric beim Zusammensetzen von Transistoren. Ihre Geschicklichkeit ist in der ganzen Welt bekannt. Die Produkte von Matsushita Electric tragen den Namen NATIONAL. Man kennt und schätzt sie in mehr als 120 Ländern; sie sind ein Weltbegriff für Wertarbeit. Alle NATIONAL-Geräte sind technisch hervorragend ausgestattet. Ständige Qualitätskontrollen gewährleisten den hohen Leistungsstandard.



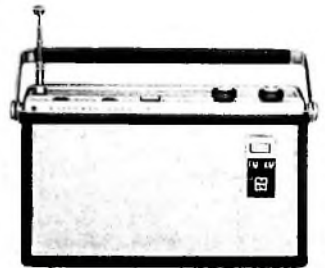
NATIONAL
Transistor-Fernsehgerät TT-21 RF
Ein wirklich tragbares Fernsehgerät mit angenehmer Bildgröße und gestochen scharfem Empfang

NATIONAL
Zusatzlautsprecher SPT-501
Ein Lautsprecher, der aus jedem Taschenradio einen vollendeten Klang zaubert.



NATIONAL
Tragbares Transistor-Radio T-211 L
Kleiner handlicher Taschenempfänger mit betont eleganter Formgestaltung.

NATIONAL
Tragbares Transistor-Radio RF-1006 L
mit UKW, Mittel- und Langwelle. Das Gerät kann auch als Autoradio verwendet werden. Form und Ausstattung werden höchsten Ansprüchen gerecht.



Einige Geräte aus dem Deutschland-Programm der Matsushita Electric.
NATIONAL-Produkte - Ein Weltbegriff für Wertarbeit

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektro-Geräte

MATSUSHITA ELECTRIC

JAPAN

Generalvertretung für Deutschland

TRANSONIC Elektrohandels-ges., m.b.H. & Co. Hamburg 1, Schmilinskystr. 22, Tel. 24 52 52
HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL, Dortmund,
Wuppertal-Eiberfeld, Bielefeld · HERBERT HOLZ, Hamburg, Lübeck · KLEINE-ERFKAMP & CO.
Köln, Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KOCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS
GMBH, Hannover, Braunschweig · WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Brs., Mannheim ·
GEBRODER SIE, Bremen · SCHNEIDER-OPEL, Berlin SW-81, Wolfenbüttel, Merburg/Lahn ·
GEBRODER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut.

