



BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

23 | 1963+
1. DEZEMBERHEFT
mit Elektronik-Ingenieur



KURZNACHRICHTEN

25 Jahre Metz

Am 28. November 1963 beginnen die Fürther Metz-Werke ihr 25jähriges Bestehen. Damals wie heute steht das Unternehmen unter der Leitung des jetzt 53jährigen Alleinhabers Paul Metz, der aus kleinen Anfängen einen Industriebetrieb aufbaute, der heute etwa 1500 Personen beschäftigt.

Vor 25 Jahren begann Paul Metz mit 20 Beschäftigten auf einer Werksfläche von 200 m² mit der Produktion von Transformatoren, denen bald auch Erzeugnisse der Hochfrequenztechnik folgten. Aber erst 1947 konnte Metz das erste Rundfunkgerät, den Einkreisler „Postillon“, vorstellen. 1952 wurde die Fertigung von Elektronenblitzgeräten und 1954 die Fernsehgeräte-Produktion aufgenommen. Seit 1960 liefert Metz auch Funkfernsteuerungsanlagen zur drahtlosen Fernsteuerung von Modellen.

Der Gesamtumsatz der Fürther Werke hat heute 50 Mill. D-Mark erreicht, wovon zwei Drittel auf die Fernseh- und Rundfunkempfänger-Produktion entfallen. Der Fertigungszweig Elektronenblitzgeräte ist am Gesamtumsatz mit etwa 20 % beteiligt, der Rest entfällt auf Funkfernsteuerungsgeräte und elektro-nische Anlagen.

Auszeichnung für Farbfilm von Perpetuum-Ebner

Der von Perpetuum-Ebner zur Unterstützung des Handelsgeschäfts geschaffene Breitwand-Farbfilm wurde auf dem „International Film and Television Festival 1963 of New York“ mit einem ersten Preis ausgezeichnet.

„Köln ATR“ mit elektronischem Senderschlauf

Der neue Alltransistor-UKW-Autoempfänger „Köln ATR“ (UML, 10/15 AM/FM-Kreise, 18 Trans + 7 Ge-Dioden + 3 Si-

Dioden + 3 Zener-Dioden + 2 Stabil.) von Blaupunkt enthält als erstes derartiges Gerät eine elektronische Sucherschlaufautomatik für alle Wellenbereiche. Der UKW-Eingangsteil ist mit zwei Mesa-Transistoren AF 106 bestückt, die geringes Rauschen und hohe Empfindlichkeit garantieren. Bei FM-Betrieb arbeitet der Empfänger als Doppelsuper mit den Zwischenfrequenzen 10,7 und 6,7 MHz. Neben der Sucher- und automatik, deren Ansprechempfindlichkeit sich in zwei Stufen wählen lässt, sind noch fünf Stationsdrucktasten und eine Handabstimmung vorhanden. Die Gegenakt-Endstufe gibt bei 6-V-Betrieb 4 W Ausgangsleistung ab (6 W bei 12 V Betriebsspannung).

Herbst-Werbekampagne für Fernsehgeräte

Zur Unterstützung des Fachhandels führte Philips in den Monaten Oktober und November eine große Werbeaktion für Fernsehgeräte durch. Schwerpunkt dieser Aktion war die Einschaltung von Anzeigen in rund 600 Tageszeitungen. Außerdem wurde in 15 Großstädten an Litfaßsäulen und Anschlagstellen mit attraktiven Plakaten auf Philips-Fernsehgeräte aufmerksam gemacht.

100-kW-Mittelwellensender für Jordanien

Im Rahmen der Förderungsmaßnahmen für Entwicklungsländer lieferte die Telefunken AG zwei 100-kW-Mittelwellen-Rundfunksenden nach Jordanien, mit denen eine bereits vorhandene Station, die ihren Standort nördlich von Jerusalem bei Ramallah hat, erweitert werden soll. Für die Programmübertragung vom Studio in Un-Alhiran bei Amman zu den Sendern liefert Telefunken auch die erforderliche Übertragungsstrecke.

Stereo-Rundfunksendungen

SFB

9.12.1963 (88,75 MHz)

20.05—22.00 Uhr

Sinfoniekonzert
(Übertragung aus dem Großen Sendesaal)

10.12.1963 (88,75 MHz)

20.35—22.00 Uhr

Wir unterhalten Sie in Stereophonie

15.12.1963 (92,4 MHz)

20.20—23.00 Uhr

Geistliche Konzert

(Übertragung aus dem Großen Sendesaal)

24.12.1963 (92,4 MHz)

20.30—21.45 Uhr

Sinfonisches Konzert

mit Werken von J. Haydn, A. Dvořák und R. Strauss

24.12.1963 (88,75 MHz)

22.05—22.50 Uhr

Unterhaltungskonzert

25.12.1963 (92,4 MHz)

19.30—21.00 Uhr

Weihnachtsoratorium von J. S. Bach

25.12.1963 (88,75 MHz)

20.25—22.00 Uhr

Rhythmus und Melodie in Stereophonie, Tanzmusik

26.12.1963 (92,4 MHz)

19.30—23.15 Uhr

Lohengrin von R. Wagner

Außerdem montags bis freitags von 17.00—18.00 Uhr Unterhaltungs- und Tanzmusik auf 96,3 MHz.

NDR

Die stereophonen Testsendungen

vormittags von 10.00—12.00 Uhr

Über Kanal 2 (87,6 MHz) werden weiterhin vom Sender Hamburg ausgestrahlt. Ab Sonnabend, den 23. November, werden zweimal wöchentlich, und zwar mittwochs von 16.00—16.30 Uhr und sonntags von 18.00—18.30 Uhr, weitere stereophone Versuchs-

sendungen auf derselben Welle hinzukommen.

Fernsehanlagen

in der Münchner Börse

In der Münchner Börse übertragen zwei Grundig-Fernsehkameras „FA 30“, die auf die Mattscheiben der beiden Schreibprojektoren gerichtet sind, die dort registrierten Börsenkurse zu Beobachtungsgeräten in den Bankräumen der Börse. In der ersten Ausbaustufe sind acht Beobachtungsplätze an die beiden volltransistorisierten Kamerassen angeschlossen. Außerdem werden die Fernsehbilder in ein in der Nähe gelegenes Bankhaus übertragen. Hierbei werden verschiedene Weise neben den üblichen Fernsehkabeln erstmals gewöhnliche Zweidrahtleitungen mit nachgeschalteten Entzerrer verstärker benutzt.

Modernste technische Einrichtungen im Bayerischen Nationaltheater

Für das wiedererrichtete Bayerische Nationaltheater in München hat Siemens die größte Bühnenbeleuchtungsstallanlage gebaut, mit der bisher ein Theater ausgerüstet wurde. Von der Stellwand des Beleuchtungsstandes aus lassen sich 272 Scheinwerfergruppen, 144 Horizontaleuchten und 20 Xenon-Lampen über 320 Stellstromkreise stufen- und geräuschlos regeln. In einer Speicherwarte können unabhängig voneinander vier Beleuchtungsbilder gespeichert werden, die sich nach Abruf automatisch einstellen. Außerdem erhält das Nationaltheater eine elektroakustische Effektanlage mit 80 im Haus verteilten Mikrofonanschlüssen, drei Tonbandgeräten, einem Plattenspieler und 42 Lautsprechergruppen zur Aufnahme, Erzeugung und Wiedergabe von akustischen Effekten. Über zwei UKW-Sprechfunkanlagen können Bühnenarbeiter und Beleuchter, die kleine Transistorempfänger haben, von verschiedenen Stellen Anweisungen erhalten; der Dirigent gibt absatzstehenden Chören seine Zeichen über Fernsehgeräte.

Elektronisches Rechenzentrum bei den Saarbergwerken

Die Saarbergwerke AG, Saarbrücken, nahm kürzlich ein eigenes elektronisches Rechenzentrum mit einer Siemens-Datenverarbeitungsanlage „2002“ in Betrieb, das neben der gesamten Lohn- und Gehaltsabrechnung auch die Betriebsabrechnung, die Geschäftsbuchhaltung sowie Aufgaben der Materialwirtschaft auf elektronischem Wege erledigen soll. Auf technischem Gebiet wird die Anlage vor allem für die Abbau- und Produktionsplanung, für Aufgaben der Marktscheiderei sowie zum Lösen der Transportprobleme unter Tage eingesetzt werden.

AUS DEM INHALT

1. DEZEMBERHEFT 1963

FT-Kurznachrichten	854
Hi-Fi-Technik in Deutschland	859
Ein Stereo-Decoder nach dem Abtastprinzip	860
Aufbau und Arbeitsweise des Automatik-Stereo-Decoders „330“	861
Elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung für Verbrennungsmotoren	862
Regelbarer UHF-Kanalwähler	865
Allbandwähler für VHF und UHF	866
Gesonderter Tondiode und Transistor-Ton-ZF-Verstärker	867
11. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft	868
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Einführung in die Vektoralgebra	869
Buchbesprechungen	872
Einfache Messung von Resonanzwidderständen und Impedanzen	873
Für den KW-Amateur	
Antennen für den mobilen Funkbetrieb	874
Persönliches	876
Dimensionierung n-stabiler Multivibratorstuifen	877
Neue Geräte und Bauelemente	882
Vom Versuch zum Verständnis	
Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik	883

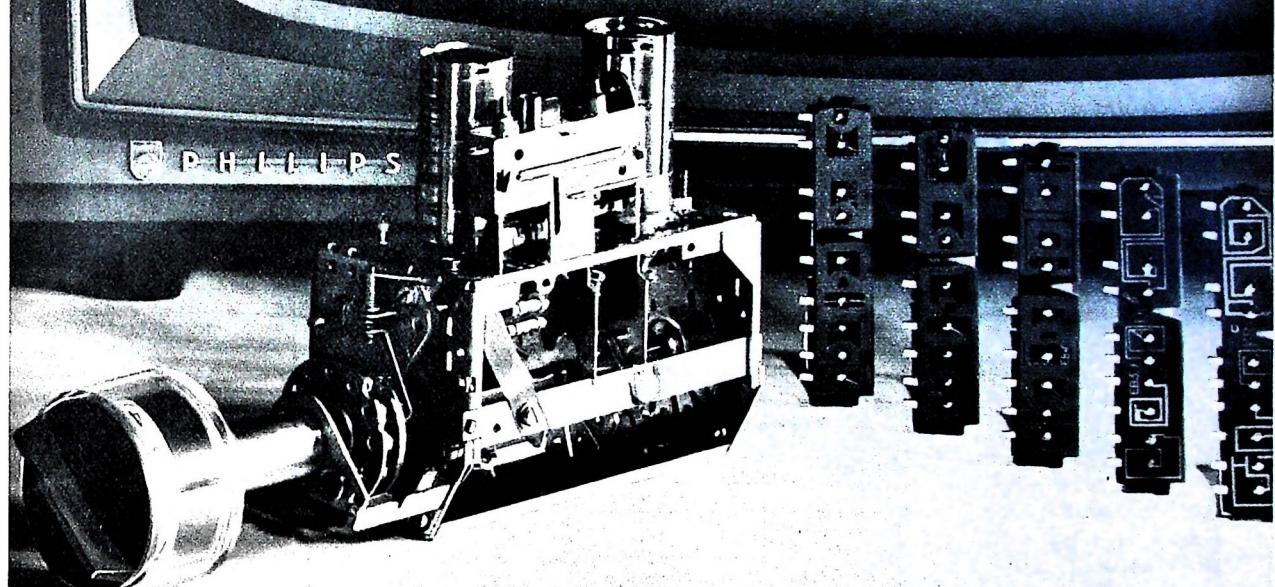
Unser Titelbild: Der 20-kW-Fernsehsender für Bereich IV/V im Fernmeldeturm Dortmund

Aufnahme: Siemens

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser, Seiten 855—858, 881, 887, 888 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin - Borsigwalde. POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331. TELEGRAMMANSCHRIFT: Funktechnik Berlin. FERNSCHREIB-ANSCHLUß: 0181 632 FACHVERLAGE B.I.N. CHEFDIREKTOR: Wilhelm Roth, STELLVERTRÄTER: Albert Jänicke, TECHN. REDAKTEUR: Ulrich Radke, SÄMTLICH BERLIN. CHEFKORRESPONDENT: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kampen/Aligäu. ANZEIGENLEITUNG: Walter Bartsch, CHEGRAPHIKER: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. POSTSACHE-KONTAKT: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. BESTELLUNGEN IM BELAG, BEL AL POST UND BEIM BUCH- UND ZEITSCHRIFTENHANDEL. DIE FUNK-TECHNIK ERSCHIET MONATLICH ZWEIMAL. DER ABO-NOMENCLAT-PREIS GILT FÜR ZWEI HÄFTE. FÜR EINZELHEITEN WIRD EIN AUFLAUFZUG VON 12 PF BERECHNET. AUFLANDSPREIS II. PREISLISTE. DIE FUNK-TECHNIK Darf NICHT IN LESEZIRKEL AUFGENOMMEN WERDEN. NACHDRUCK — AUCH IN FREMDEN SPRACHEN — UND VERVIELFÄLTIGUNGEN (FOTOKOPIE, MIKROFOLIE, USW.) VON BEITRÄGEN ODER EINZELNEN TEILEN DARAUS SIND NICHT GESTATTET. — SATZ: DRUCKHAUS TEMPELHOF; DRUCK: Elsnerdruck, Berlin

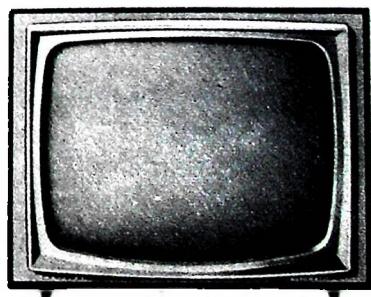




Warum leben Philips Fernsehgeräte länger als 10 Jahre?

PH 3624

Weil alle Bauelemente zuverlässig und betriebssicher sind. Zum Beispiel: die gedruckten Schwingkreisspulen im VHF-Kanalwähler eines Philips Fernsehgerätes. Gewissenhafte, sorgfältige Herstellung von hoher Präzision: Grundlage für die gleichbleibend gute Abstimmung. Gedruckte Spulen — das Herz des Kanalwählers — gewährleisten so wie alle anderen Elemente im Philips Fernsehgerät lange Lebensdauer. Internationale Philips Erfahrung — Garantie für Zuverlässigkeit über Jahre.



....nimm doch **PHILIPS** Fernsehen



Bewährte Fachbücher- Geschenke von bleibendem Wert!

Fachzeitschriften:

FUNK-TECHNIK

**INTERNATIONALE
ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU**

RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

KINO-TECHNIK

LICHTTECHNIK

**KAUTSCHUK UND GUMMI
KUNSTSTOFFE**

**MEDIZINAL-MARKT
ACTA MEDICOTECHNICA**

**Gutscheine
für Geschenkabonnements
auf Anforderung**

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder	Ganzleinen 17,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder	Ganzleinen 17,50 DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder	Ganzleinen 17,50 DM
IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
V. Band: Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen 810 Seiten · 514 Bilder	Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
I.-Vl. Band: Gesamtinhaltsverzeichnis ... 40 Seiten · Kunststoffeinband	3,30 DM
VII. Band:	In Vorbereitung



Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN .. 484 Seiten · 390 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN 336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN 224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Spezialröhren Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH 439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 32,— DM

Oszillosografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillosografen
von J. CZECH 684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 33,— DM

Fundamente der Elektronik Einzelteile · Bausteine · Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE 223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA

In Vorbereitung

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang

von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ 235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH 108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen · Ganzleinen 11,50 DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER

254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen · 280 Formeln · Ganzleinen 27,— DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER

292 Seiten im Großformat · 439 Bilder, davon 176 farbig · Kunststoffeinband 32,50 DM

Klangstruktur der Musik

Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung 224 Seiten · 140 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER

I. Band: Die Grundlagen der Photographie · Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM

II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
334 Seiten · 51 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM

III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
304 Seiten · 40 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM



Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten · I. Band: Englisch · Deutsch · Französisch

von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU 663 Seiten · Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung demonstriert an Siemens-Geräten

von PETER STÜBER 52 Seiten · 12 Bilder · Broschiert 6,— DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag
Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE · POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52**

Tendenz rückläufig?

Die „Organisation für Wirtschaftliche Zusammenarbeit und Entwicklung“ (OECD) in Paris hat Mitte dieses Jahres über den derzeitigen Stand und den vermutlich zu erwartenden Bedarf an technisch-wissenschaftlichen Nachwuchskräften in ihren Mitgliedstaaten berichtet. An Hand von statistischen Angaben über die Entwicklung des Studiums versucht sie, aus der jetzigen und voraussichtlich künftigen Versorgung der westlichen Welt mit dringend benötigten Fachkräften Bilanz zu ziehen. Eine Tabelle läßt erkennen, daß die Bundesrepublik mit der Anzahl der Immatrikulationen in der Reihe der in Betracht gezogenen Länder prozentual fast am Ende steht; eine ernste, schwerwiegende Erkenntnis im Hinblick auf den schon jetzt bestehenden Mangel an befähigten Wissenschaftlern, an Technikern, die sich in den kommenden Jahren eher noch vergrößern als ausgleichen wird. Dies aber müßte für unser hochindustrialisiertes Land unabsehbare Folgen haben.

Das wirtschaftliche Wachstum unseres Staates hängt weitgehend von seinem Fortschritt in der Technik ab. Sie jedoch bedingen genügend gut geschulte technische Fachkräfte, insbesondere Physiker und Ingenieure. Unsere beachtlichen Erfolge auf den Gebieten der Kernphysik und Elektronik, der Chemie und Medizin legen Zeugnis von dem hohen Wissensniveau ab, über das ein Ingenieur von heute verfügen muß, um den ihm gestellten Aufgaben mit ihren weiträumig gesteckten Zielen gewachsen zu sein.

Mehr noch als je zuvor wird demnach auch in Zukunft jeder in der Praxis tätige Fachmann darauf angewiesen sein, sich durch intensives Selbststudium beruflich weiterzubilden, um so — ganz allmählich — in spezielle Sektoren der großen Aufgabenreihen hineinzuwachsen. Mit industriellen Fortbildungskursen, Lehrgängen und gelegentlichen Vorträgen wird dieses Streben der modernen Techniker tatkräftig unterstützt. Dennoch ist es für ihn wichtig, aktuelle technisch-wissenschaftliche Literatur nicht nur durchzuarbeiten, sondern auch als ständige Arbeitsunterlage zu besitzen.

Der VERLAG FÜR RADIOPHOTO-KINOTECHNIK GMBH¹⁾ liefert ihm hierzu das technische Schrifttum von grundlegender Bedeutung auf wesentlichen Wissensgebieten der Hochfrequenz- und Elektrotechnik. Das Verlagsprogramm umfaßt unter anderem die in allen Leserkreisen sehr geschätzten Fachzeitschriften FUNK-TECHNIK und INTERNATIONALE ELEKTRO-NISCHE RUND SCHAU sowie die hervorragend beurteilten Fachbücher namhafter Autoren aus Wissenschaft und Industrie. In einer großangelegten Gesamtübersicht zeigt das HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ-UNDELEKTRO-TECHNIKER²⁾ die Entwicklung und die Anwendung neuzeitlicher Techniken. Mit ausführlichen Schriftumsangaben wird den Lesern gedient, die in Einzelfragen eines Fachgebietes noch tiefer eindringen wollen.

Der schöne Brauch, zu Weihnachten ein Geschenk zu machen, sollte ein willkommener Anlaß dazu sein, für Studierende, alle wissenschaftlich und praktisch Interessierten sowie nicht zuletzt für diejenigen, die schon an der technischen Gestaltung unserer Zukunft mitarbeiten, aus dem nebenstehenden Angebot die geeigneten Bücher für den Gabentisch zu wählen. Übrigens: Mit guter Fachliteratur kann man sich zu Weihnachten auch selbst beschenken!

¹⁾ Berlin 52, Eichborndamm 141–167

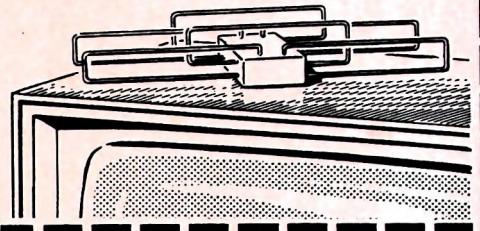
²⁾ Bisher sind die Bände I bis VI sowie ein Gesamt-Inhaltsverzeichnis. I. bis VI. Band erschienen, Band VII ist in Vorbereitung.



KATHREIN

Fernseh-Zimmerantenne

TELIX



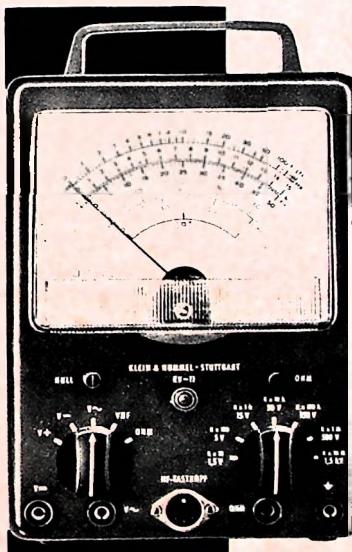
F 001043

Die KATHREIN-Fernseh-Zimmerantenne „TELIX“ mit ihrer klaren und neuzeitlichen Form wird auch Ihnen und Ihren Kunden gefallen. Die „TELIX“ empfängt das erste und zweite, aber auch das später hinzukommende dritte Programm.

Die KATHREIN-„TELIX“ wird in den Ausführungen „Geld“, „Mafnickel“ und „Schwarz“ geliefert.

A. KATHREIN ROSENHEIM

Älteste Spezialfabrik für Antennen u. Blitzschutzapparate



TELETEST RV-12

das präzise
Röhrenvoltmeter

hohe zeitliche
Konstanz
kein Nachregeln
beim Bereichswechsel
Spezial-Meßwerk
hoher Genauigkeit
Ausführliche Druckschrift anfordern!
Komplett mit allen
Prüfkabeln, DM 269,-
HF-Tastkopf DM 18,-
30 kV Tastkopf DM 39,-

Gleichspannung
Wechselspannung
NF und HF
UKW bis 300 MHz
Ohm, Megohm und dB
7 Bereiche 1,5–1500 V
Effektiv- und Scheitelwerte

KLEIN + HUMMEL



STUTTGART 1 - POSTFACH 402



Batterien für Radio-, Phono- und Tonband-Geräte



V51161.P

Jahrzehntelange Erfahrungen in der Herstellung von Batterien ließen VARTA PERTRIX zu einem Wertbegriff werden.

Besonders durch das enge Zusammenwirken von Forschung, Entwicklung und die ständige Zusammenarbeit mit der gerätebauenden Industrie erreichten unsere Batterien den technisch hohen Stand, der sie zu einem Weltbegriff gemacht hat.

Die hochwertigen VARTA PERTRIX-Batterien sind in ihrer Güte auf die gesteigerten Anforderungen sowohl der Verbraucher als auch der geräteherstellenden Industrie abgestimmt und verbürgen eine lange Lebensdauer bei kleinstmöglichen Abmessungen und geringem Gewicht.

Achten Sie daher beim Kauf von Batterien für netzunabhängige Plattenspieler, Rundfunk- und Tonband-Geräte auf die hervorragende Qualität der VARTA PERTRIX-LEAK PROOF- und COMPACT-Batterien.

VARTA PERTRIX - UNION GMBH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

M. WALTER, Braun AG

Vorstandsvorsitzender des Deutschen High-Fidelity Instituts (DHFI)

Hi-Fi-Technik in Deutschland

High-Fidelity nennt man jene Technik (und ihr Resultat), die darauf abzielt, gespeicherte oder übertragene Musik naturgetreu wiederzugeben. Ihr Ziel ist erreicht, wenn die Musik aus dem Lautsprecher so unverfälscht und lebendig klingt, wie man sie im Konzert hört. High-Fidelity-Geräte müssen nach besonderen Prinzipien konstruiert, aus speziellen Bauteilen zusammengesetzt und mit ausgesuchter Sorgfalt hergestellt werden. Nur so kann Tendenzen zur Klangverfälschung entgegengewirkt werden, die der elektroakustischen Übertragung naturwiderweise innewohnen.

Wie weit ist nun diese Übertragungstechnik, deren Wiedergabequalität sich mit steigendem Aufwand asymptotisch der Originaltreue nähert, in Deutschland gediehen? Bis vor etwa zwei Jahren hieß es in dem noch kleinen Kreis der Kenner, echte High-Fidelity könne nur mit Bausteinen ausländischer Hersteller verwirklicht werden. In der Tat konnten damals auch nur vereinzelt Bausteine in guter Hi-Fi-Qualität aus deutscher Produktion angeboten werden. Mit einer gewissen Berechtigung führten deshalb die — vorwiegend amerikanischen und englischen — Hersteller ihre Erzeugnisse unter der Flagge höherer Qualität in den deutschen Markt ein. Ihre deutschen Kollegen hatten indes auch nicht geschlossen. Mit den Verstärkern wurde begonnen, weil dieses Glied der Hi-Fi-Kette (-Anlage) die geringsten Fertigungsprobleme aufgab und praktisch als einziger Baustein eine wirtschaftliche Einzelproduktion erlaubte.

Den ersten großen Schritt nach vorn zeigte die Hannover-Messe 1962. Es regte sich auf den Messeständen, vor allem bei den kleinen Betrieben, während die Hersteller von Großseriengeräten erst einmal die Entwicklung abwarten wollten. Jetzt gab es schon Hi-Fi-Laufwerke und -Tonarme, Verstärker sowie einige Lautsprecher bester Qualität im deutschen Hi-Fi-Angebot. In rascher Folge wurden Empfangsgeräte — vorbereitet für HF-Stereophonie — und weitere hochqualifizierte Lautsprechereinheiten entwickelt und angeboten. Den endgültigen Durchbruch brachte die Große Deutsche Funkausstellung 1963 in Berlin. Neben der zunächst für viele wegen der noch fehlenden Sender nur theoretischen Attraktion der HF-Stereophone war der erreichte Qualitätsstand der Musikwiedergabe Hauptanziehungspunkt für Fachleute und Laien.

Heute stehen deutsche Hi-Fi-Anlagen absolut gleichwertig im friedlichen Wettbewerb mit ausländischen Spitzenfabrikaten auf dem deutschen Markt, der für Qualitätserzeugnisse — gleich welcher Herkunft — immer aufnahmefähig war.

Was kennzeichnet die Qualität einer Hi-Fi-Kette (-Anlage)? Die subjektive Beurteilung der Wiedergabequalität ist nur als Ergänzung der meßtechnischen Aussagen von Bedeutung, weil das menschliche Ohr oft erst wieder an gutes Hören gewöhnt werden muß. Die Technik aber verlangt bestimmte Grenzwerte, die nach festgelegten Meßverfahren erreicht sein müssen, um die geforderten Qualitätsansprüche zu erfüllen. Eine einheitliche Regelung — das heißt Qualitätsnorm und Prüfverfahren — gibt es aber bis heute noch nicht. Das ist vielleicht beim heutigen Stand der Hi-Fi-Technik ganz gut, weil die Labors sich immer noch bemühen müssen, bei gerade noch vertretbarem technischen Aufwand so weit über die voraussehbaren Mindestanforderungen zu gelangen, daß die Geräte auf jedem Fall noch „dabei sind“, wenn die Normen festgelegt werden.

Mit deutscher Gründlichkeit versucht man zur Zeit, die allgemeinen Qualitätsforderungen der High-Fidelity-Technik in technische Formeln zu kleiden, die mit Meßmethoden geprüft werden können. Jeder technisch erfahrenen Leser kann sich vorstellen, welche Mühen das kostet. Ob sie sich lohnen und notwendig sind, wird die Erfahrung zeigen. Man kann die Normung nicht mehr unter rein nationalen Gesichtspunkten sehen,

weil der Begriff High-Fidelity so internationalisiert ist, daß eine Anpassung an den hohen Welt-Standard unerlässlich ist. In Amerika hat das IHFM (Institute of High Fidelity Manufacturers) Prüfverfahren entwickelt, nach denen meßbare Werte wie Klirrfaktor, Intermodulationsgrad, Frequenzgang und Störspannungsabstand gemessen werden. In Deutschland bemüht sich das DHFI (Deutsches High-Fidelity Institut) um die Festlegung des Qualitätsstandards und arbeitet auf diesem Gebiet mit dem ZVEI zusammen. Die technische Entwicklung geht mit und ohne Normen weiter und bestimmt das Qualitätsmerkmal High-Fidelity.

Welche Auswirkungen sind von der Hi-Fi-Technik zu erwarten, und wer profitiert davon? Schon heute zeichnet sich die Steigerung des technischen Niveaus auf Teilgebieten der Entwicklung und Fertigung von Rundfunk- und Phonogeräten, Verstärkern und Lautsprechern ab. Auf der Funkausstellung 1963 wurden schon preisgünstige Geräte der Standardklasse vorgeführt, die typische Merkmale der Hi-Fi-Technik zeigen. An die Bauelemente für Hi-Fi-Anlagen werden erheblich höhere Anforderungen gestellt, als sie für die normale Massenfabrikation notwendig sind. Das bedingt strengere Maßstäbe für die Endkontrollen der Zuliefererindustrie und somit positive Auswirkungen auf deren Massenfabrikation. Härtere Kontrollmaßnahmen fordern wiederum bessere, schnellere und genauere Meßinstrumente. So geht es weiter bis zu Erscheinungen, die heute noch nicht abzusehen sind. Auf keinen Fall kann die Forderung nach Hi-Fi-Qualität schaden, wenn sie nicht absurd geführt wird, und das ist nicht zu befürchten.

Auch die Schallplattenindustrie erhält neue Impulse von der Hi-Fi-Technik. Der Käufer einer Hi-Fi-Anlage hat mehr Freude an seiner Schallplattenwiedergabe und kauft in großem Umfang gute Schallplatten. Der starke Anstieg der Schallplattenkäufe (+ 84% bei Stereo-LP-Platten im ersten Halbjahr 1963 gegenüber dem ersten Halbjahr 1962) unterstreicht dies.

Wie geht die Entwicklung weiter? Auf der elektronischen Seite (Tuner, Verstärker) ist heute schon die weitgehende Transistorisierung abzusehen. In den traditionellen Hi-Fi-Ländern Amerika und England steht man dieser Tendenz noch skeptisch gegenüber. Warum auch, wenn eine genügend große Auswahl von guten Röhren verfügbar ist. Auf diesem Sektor sind wir in Deutschland noch etwas im Hintergrund. Es gibt nur eine begrenzte Anzahl von Verstärkerröhren, die für die Hi-Fi-Technik brauchbar sind. Spezialentwicklungen für Hi-Fi-Verstärker sind nicht greifbar. Es liegt daher nahe, die Verwendung von ausgesuchten Transistoren größere Aufmerksamkeit zu widmen als eine kostspielige Entwicklung von Spezialröhren einzuleiten. Die Hersteller von Bauelementen werden gut daran tun, diese Tendenz voll zu unterstützen. Natürlich werden der Röhre immer bestimmte Anwendungsbereiche vorbehalten bleiben.

Zusammenfassend kann festgestellt werden: Die Hi-Fi-Technik hat in Deutschland den Anschluß an die internationale Spitzenklasse erreicht. Sie ist wie keine andere Entwicklung der letzten Jahre geeignet, der Rundfunkwirtschaft neue Impulse zu geben. Sie hat positive Auswirkungen auf den mechanischen, elektromechanischen und elektronischen Sektor unserer Branche und kann vielleicht ein wenig dazu befragen, dem „Made in Germany“ zu neuem Glanz zu verhelfen.

Die Hi-Fi-Technik kann marktberuhigend wirken, wenn sie vernünftig und nicht mißbräuchlich verwendet wird. Sie wird letzten Endes dazu beitragen, unsere recht knapp bemessenen Mußbestunden angenehm und auch anspruchsvoller zu gestalten.

Ein Stereo-Decoder nach dem Abtastprinzip

DK 654.195.6.537-962: 621.376.6: 681.84.087.7

Die Decodierung des vom Ratiotektor eines Stereo-Empfängers gelieferten Stereo-Multiplexsignals kann ebenso wie die Aufbereitung des den FM-Sender modulierenden Signals¹⁾ nach zwei grundsätzlich verschiedenen Verfahren erfolgen, und zwar nach dem Matrix- oder dem Abtastprinzip (außerdem sind noch gewisse Kombinationen dieser beiden Verfahren möglich). Während in einem Decoder nach dem Matrixprinzip aus dem Multiplexsignal das Summen- und das Differenzsignal getrennt erzeugt und dann in einer Matrixschaltung so addiert werden, daß sich an den Ausgängen die Signale für den linken und rechten Kanal ergeben, führt man bei einem Decoder nach dem Abtastprinzip das Multiplexsignal einem elektronischen Schalter zu, der es im 38-kHz-Takt abwechselnd an den rechten und linken Kanal legt. Dabei entsteht durch Überlagerung mit der Umschaltfunktion das rechte beziehungsweise das linke NF-Signal.

Der Stereo-Decoder von Telefunken arbeitet nach dem zuletzt beschriebenen Abtastprinzip. Das vom Ratiotektor gelieferte Multiplexsignal wird über einen Tiefpaß dem Steuergitter des Pentoden-Teils der ECF 80 zugeführt (Bild 1). An ihrem Kathodenwiderstand R 1, R 2 steht das Multiplexsignal mit kleinem Innenwiderstand zur Verfügung und gelangt über C 1 zu dem elektronischen Umschalter. Er enthält vier Dioden (D 3 ... D 6), die als Schalter wirken und im 38-kHz-Takt zeitlich abwechselnd paarweise gesperrt beziehungsweise leitend sind. Auf diese Weise liegt die Katode von Rö 1a über die Mittelanzapfung der Sekundärkreisspule des 38-kHz-Bandfilters und zwei parallel geschaltete leitende Dioden (D 3, D 5 oder D 4, D 6) abwechselnd an einem Belastungswiderstand (R 3 oder R 4), während sie gleichzeitig durch die gerade gesperrten Dioden vom anderen Belastungswiderstand getrennt ist.

Zum Schalten der vier Dioden des Umschalters ist ein 38-kHz-Träger mit genügender Leistung und richtiger Phasenlage erforderlich, der aus dem im Multiplexsignal enthaltenen 19-kHz-Pilotton gewonnen wird. Im Anodenkreis von Rö 1a liegt ein 19-kHz-Bandfilter, das den Pilotton herausliest und ihn einem Doppelweggleichrichter D 1, D 2 zuführt. Das gleichgerichtete Signal wird in Rö 1b verstärkt und gelangt über das 38-kHz-Bandfilter in ihrem Anodenkreis, das den verstärkten Hilfsträger herausliest, zum elektronischen Umschalter. Die Rückkopplung vom Primärkreis des Bandfilters zur Kathode kompensiert den Durchgriff der Triode. Die Kennlinien der Dioden D 3 bis D 6 sind durch engtolerierte Serienwiderstände einander weitgehend angeglichen, so daß zwischen der Mittelanzapfung der zweifädig gewickelten Sekundärkreisspule und den Mittelan schlüssen der Diodenpaare keine Hilfsträgerspannung mehr auftreten kann. Auf diese Weise werden Störungen, die in den 19-kHz-Kanal gelangen, von den NF-Ausgängen ferngehalten. Wegen der 90°-Phasenverschiebung im

38-kHz-Bandfilter ergibt sich gleichzeitig die für den Schalterbetrieb erforderliche Phasenlage des Hilfsträgers, so daß die Bandfilter wie üblich abgestimmt werden können.

Der elektronische Schalter schaltet nun das Multiplexsignal abwechselnd auf den Lastwiderstand für den linken (R 3) oder rechten Kanal (R 4), an dem dann das betreffende NF-Signal entsteht. An die Lastwiderstände sind über Entkopplungswiderstände R 5 beziehungsweise R 6 die Deemphasiskondensatoren C 2 und C 3 angeschlossen. Diese Anordnung ist notwendig, um zu erreichen, daß der Schalter möglichst genau während der halben Periodendauer geöffnet beziehungsweise geschlossen ist. Würde man den Deemphasiskondensator dem Lastwiderstand direkt parallel schalten, so ergäbe sich zwar eine höhere Ausgangsspannung, es würde sich aber auch das Verhältnis Einschaltzeit zu Sperrzeit verändern, und das hätte gewisse Nachteile.

Da das Multiplexsignal nur während der halben Zeit am jeweiligen Lastwiderstand liegt, tritt das entsprechende NF-Signal am Lastwiderstand nicht mit dem vollen Spitzenwert, sondern geschwächt auf. Ein reines Summensignal wird dabei um den Faktor 0,5, das Hilfssignal um 1/4 verringert. Daher ist an beiden Ausgängen ein Überschuß an Summensignal vorhanden, was Übersprechen zur Folge hat. Um diesen Nachteil zu beseitigen, greift man das am Regelwiderstand R 9 in der gemeinsamen Zuleitung zum Schirmgitter und zur Anode von Rö 1a mit entgegengesetzter Phasenlage wie am Kathodenwiderstand abfallende Multiplexsignal ab und führt es über die Entkopplungswiderstände R 7 und R 8 ebenfalls den beiden Deemphasiskondensatoren C 2 und C 3 zu. R 9 wird so eingestellt, daß der Überschuß an Summensignal im Ausgang kompensiert wird, das Übersprechen also verschwindet.

Es ist selbstverständlich, daß man neben geringem Übersprechen auch kleine nichtlineare Verzerrungen fordert. Der Decoder ist für eine maximale Eingangsspannung von 11,3 V_{ab} ausgelegt (das entspricht bei sinusförmiger Aussteuerung 4 V_{eff}). Steuert man einen Kanal bis zu diesem Pegel aus, so bleiben die nichtlinearen Verzerrungen unter 1%.

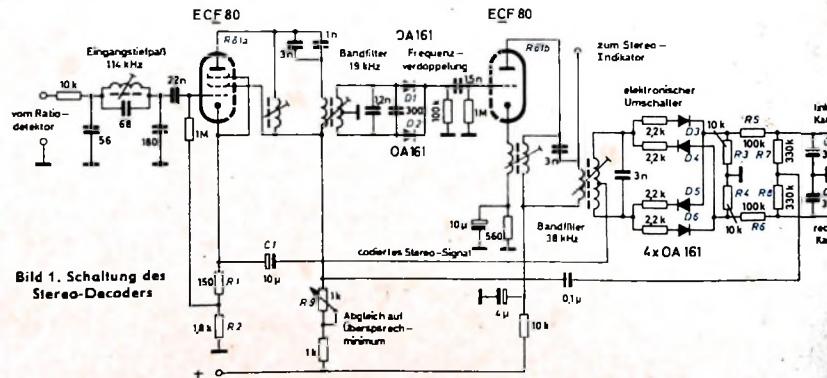
Auch die Forderung, daß der Decoder weder den Signal-Rausch-Abstand noch die Selektivität verschlechtern darf, ist naheliegend; es ist jedoch nicht ohne weiteres klar, welche wichtige Rolle der Decoder dabei spielt. Da jeder Decoder mit-

tels eines regenerierten Trägers und irgendwelcher Gleichrichter- oder Schalteranordnungen trägerfrequente, also nicht-hörbare Signale in den Hörbereich transponiert, können außer der gewünschten auch noch unerwünschte Transponierungen erfolgen. Zum Beispiel könnten Störspannungen aus den Frequenzbändern um Oberschwingungen von 19 kHz herum in hörbare Störungen transponiert werden. Derartige Störspannungen sind in Form von Rauschspannungen immer vorhanden, und außerdem erscheinen sie am Ausgang des Ratiotektors (vor der Deemphas.) proportional zu ihrem Frequenzabstand vom Nutzträger vergrößert. Beispielsweise verringert sich der Signal-Rausch-Abstand beim Übergang von Mono- auf Stereo-Empfang infolge Transponierung des Rauschens aus dem 38-kHz-Band bereits um wenigstens 20 dB.

Ähnlich liegen die Verhältnisse bei Selektivitätsschwierigkeiten. In diesem Falle werden die Störspannungen von Nachbarkanalsendern erzeugt. Bei Mono-Empfang bleiben sie wegen ihres großen Frequenzabstandes vom Nutzträger unhörbar. Bei Stereo-Empfang können diese Störspannungen aber infolge ungewollter Transponierungen hörbar werden, wodurch sich eine Verschlechterung der Selektivität ergibt.

Aus diesen Gründen muß man dafür sorgen, daß die Transponierung auf den für das Pilottonverfahren notwendigen Bereich um 38 kHz beschränkt bleibt. Bei genau gleichen Öffnungs- und Schließzeiten des Schalters erhält man bei den geradzahligen Harmonischen der Schaltfrequenz theoretisch keine Transponierung, während die Transponierung der ungeradzahligen Harmonischen umgekehrt proportional ihrer Ordnungszahl absinkt. Die Transponierung der ungeradzahligen Vielfachen von 19 kHz ist bei dem beschriebenen Decoder vernachlässigbar. Man muß daher nur die Frequenzen im Bereich der dreifachen Schaltfrequenz (114 kHz) und darüber möglichst gut unterdrücken. Das erfolgt durch einen Tiefpaß, dessen Induktivität zusätzlich mit einer Parallelkapazität einen Sperrkreis für 114 kHz bildet.

Die Ausgangsspannungen der Decoder enthalten neben den gewünschten Stereo-Signalen meistens noch einen mehr oder weniger großen Anteil der 19-kHz-Pilotfrequenz sowie deren Harmonischen. Das kann bereits beim normalen Hörbetrieb wegen der zusätzlichen Belastung des NF-Verstärkers zur Herabsetzung seiner Übersteuerungsgrenze führen. Bei Magnet-



¹⁾ Aufbereitung von Stereo-Rundfunksignalen nach dem Abtastprinzip. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 21, S. 787-789

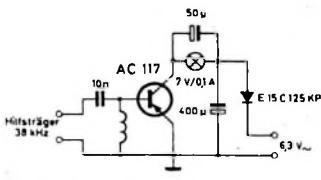


Bild 2. Schaltung des Stereo-Indikators

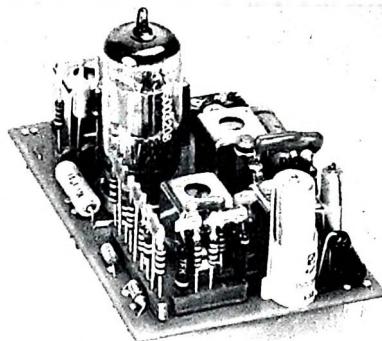


Bild 3. Ansicht des Stereo-Decoders

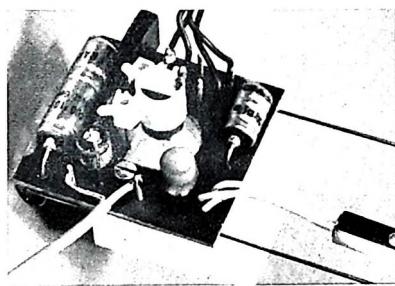


Bild 4. Ansicht des Stereo-Indikators

bandaufnahmen können die hörbaren Interferenzen dieser Störspannungen mit der hochfrequenten Lösch- und Vormagnetisierungsfrequenz zusätzliche Siebmaßnahmen erfordern. Beim vorliegenden Decoder ist schon vom Prinzip her dafür gesorgt, daß derartige Komponenten nur bei vorhandenem Stereo-Signal entstehen und ihre Amplituden durch die Deemphasis noch um eine Größenordnung verkleinert werden.

Da der Decoder dauernd an den Ausgang des Ratiotektors angeschlossen ist (bei der Umschaltung von Stereo- auf Mono-Wiedergabe werden die beiden NF-Kanäle vom Decoderausgang an den normalen Ratiotektorausgang geschaltet), läßt sich die Spannung am 38-kHz-Filter zur Anzeige stereophonischer Sendungen ausnutzen. Dazu wird einem Transistor, der wie ein Anodengleichrichter arbeitet, das 38-kHz-Signal zugeführt, das an der Kopplungswindung des Sekundärkreises des 38-kHz-Bandfilters auftritt. Als Arbeitswiderstand liegt im Collectorkreis des Transistors eine Glühlampe (Bild 2), die beim Empfang eines 19-kHz-Pilottons ein Stereo-Symbol auf der Skala des Empfängers aufleuchtet.

Die Bilder 3 und 4 zeigen Ansichten des Stereo-Decoders und des Stereo-Indikators. Der Decoder bildet einen getrennten Baustein, so daß er in verschiedenen Gerätechassis mit wenigen Lötverbindungen angeschlossen werden kann. Der Indikator läßt sich mit einer federnden Aufhängung leicht hinter der Skala befestigen.

Aufbau und Arbeitsweise des Automatik-Stereo-Decoders „330“

In der FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 21, S. 726, wurde ein mit Röhren bestückter Stereo-Decoder von Metz beschrieben. Metz stellt jetzt eine transistorisierte Ausführung vor, den Automatik-Stereo-Decoder „330“, dessen Schaltung Bild 1 zeigt.

Das direkt vom Ratiotektor - also ohne Deemphasis - kommende Multiplexsignal (Summensignal ($L + R$), 19-kHz-Pilotton und die beiden Seitenbänder des 38-kHz-Hilfsträgers, die das Signal ($L - R$) enthalten) wird dem Eingang S des Decoders zugeführt. Über das Bandfilter L_1, C_1, L_2, C_2 gelangt nur der Pilotton zum Verstärker. Nach zweistufiger Verstärkung mit T_1 und T_2 wird die 19-kHz-Pilotfrequenz durch Doppelweggleichrichtung mit den Dioden D_1, D_2 verdoppelt. T_3 erhält auch bei niedrigeren Eingangsspannungen so viel Spannung, daß er als Begrenzer arbeitet. Am Kreis L_5, C_5 steht daher eine von der Höhe der Eingangsspannung nahezu unabhängige Spannung mit der Frequenz 38 kHz zur Verfügung.

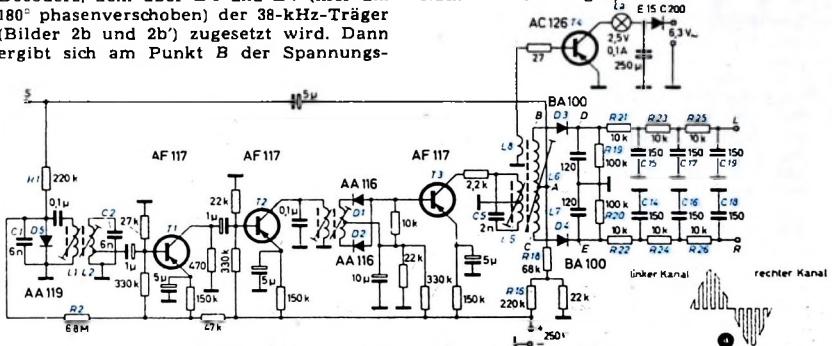
Die Umwandlung des Multiplexsignals in die Signale für die Kanäle L und R ist im Bild 2 dargestellt. Um eine bessere Übersicht zu erreichen, wurde die 38-kHz-Spannung als Rechteckspannung gezeichnet und $R = 0$ gewählt. Hier gilt also $L + R = L$, $L - R = L$. Außerdem wurde der Pilotton fortgelassen, da er für diese Betrachtung nicht mehr nötig ist.

Bild 2a zeigt das vom Ratiotektor kommende Multiplexsignal am Punkt A des Decoders, dem über L_6 und L_7 (hier um 180° phasenverschoben) der 38-kHz-Träger (Bilder 2b und 2b') zugesetzt wird. Dann ergibt sich am Punkt B der Spannungs-

38-kHz-Spannung erzeugt, und die Dioden D_3 und D_4 werden nicht umgeschaltet. Durch Einspeisen eines Vorstroms über R_{16}, R_{18} sind D_3 und D_4 in Flußrichtung vorgespannt und haben daher einen kleinen differentiellen Widerstand. Das Eingangssignal gelangt dann also ohne nennenswerte Dämpfung zu den Ausgängen L und R .

Ein weiterer Vorteug des Decoders „330“ ist die Stereo-Anzeige. Ein Glühlämpchen leuchtet auf, sobald eine Stereo-Sendung empfangen wird. In diesem Fall steht an L_5, C_5 eine 38-kHz-Spannung mit ausreichender Amplitude, die über L_8 die Basis von T_4 ansteuert. T_4 arbeitet als C-Verstärker, in dessen Collectorkreis das Glühlämpchen L_a liegt.

Bei ungenauer Abstimmung des Empfängers entstehen Seitenbandverzerrungen, deren 19-kHz-Anteil so groß sein kann, daß das Glühlämpchen auch bei Mono-Betrieb aufleuchtet. Um dies zu vermeiden, liegt dem Eingangskreis L_1, C_1 die Diode D_5 parallel. Sie ist über R_2 in Flußrichtung vorgespannt und dämpft daher den Kreis sehr stark. Dadurch sinkt die Eingangsempfindlichkeit für 19 kHz so stark ab, daß an L_5, C_5 keine Spannung abfällt. Erst bei richtiger Abstimmung wird die Vorspannung durch die Richtspannung des Ratiotektors, die über R_1 zur Diode D_5 gelangt, aufgehoben und die Diode in Sperrrichtung geschaltet. Der 19-kHz-Kreis ist dann nicht mehr bedämpft, und der Decoder arbeitet normal. (Nach Metz-Unterlagen)



verlauf nach Bild 2c und am Punkt C der nach Bild 2c'.

Die Dioden D_3 und D_4 arbeiten als Schalter und werden im 38-kHz-Takt umgeschaltet. Die Bilder 2d und 2d' zeigen das Signal hinter den Dioden an den Punkten D und E . An R_{19} steht bereits das Ausgangssignal, das allerdings noch durch die 38-kHz-Schaltfrequenz zerhackt ist. Nach der Integration mit $R_{21}, C_{15}, R_{23}, C_{17}, R_{25}, C_{19}$ erscheint am Ausgang L das ursprüngliche Signal des linken Kanals (Bild 2e). An R_{20} fällt in diesem Fall ($R = 0$) nur die 38-kHz-Spannung ab (Bild 2d'), die hinter dem Integrierglied $R_{22}, C_{14}, R_{24}, C_{16}, R_{26}, C_{18}$ verschwindet.

Strahlt der Sender ein Mono-Programm aus, so braucht das Gerät nicht auf „Mono“ umgeschaltet zu werden. Ist kein Pilotton vorhanden, was bei nichtstereophonischen Sendungen der Fall ist, so wird auch keine

Bild 1. Schaltung des Automatik-Stereo-Decoders „330“

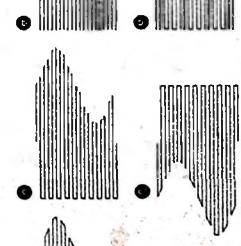
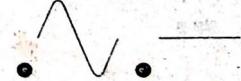


Bild 2. Umwandlung des Multiplexsignals in die Signale für den linken und rechten Kanal



Elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung für Verbrennungsmotoren

Auch im Kraftfahrzeugwesen greift die elektronische Steuerung mehr und mehr um sich. Der nachstehende Aufsatz über eine elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung für Verbrennungsmotoren ist die Zusammenfassung eines Vortrages des Verfassers.

1. Warum Benzineinspritzung?

Das Bestreben, aus einer Anlage von begrenzten Abmessungen ein Maximum an Wirkung herauszuholen, ist ein allgemeines Prinzip der Technik. Beim Bau von Verbrennungsmotoren ist man dazu außer wegen technischer Erfordernisse (Flug- und Rennmotoren) auch auf Grund gesetzgeberischer Maßnahmen (Steuer für Pkw nach dem Hubraum des Motors) geradzu gezwungen. Moderne Pkw-Motoren zeigen deshalb eine im Laufe der Jahre ständig ansteigende Literleistung (PS je Liter Hubraum). Ein probates Mittel, diesen Erfolg zu erreichen, ist die Benutzung von Ansaugrohren geringen Strömungswiderstandes, um dem Motor auch bei hohen Drehzahlen die Aufnahme der erforderlichen Frischgasmenge zu ermöglichen. Diese Maßnahme führt aber unter anderem dazu, daß bei geringen Drehzahlen die Strömungsgeschwindigkeit in den Ansaugrohren so klein wird, daß ein großer Teil vom Vergaser gelieferten Benzintropfchen aus dem Frischgas austfällt und die Wände der Ansaugrohre benetzt, wodurch das Gasgemisch an Benzin verarmt. Bereits bei relativ geringer Abmagerung des Gemisches ergeben sich überproportional langsame Verbrennung im Zylinder und geringere Kraftentfaltung, sogar völliges Ausbleiben der Gassentflammung. Solche Motoren neigen also von Haus aus zu einer gewissen Unelastizität, das heißt zu einem relativ kleinen ausnutzbaren Drehzahlbereich, und insbesondere zu schlechter Drehmomententwicklung beim Anfahren und bei plötzlicher Beschleunigung, was man durch ständige Verbesserung der Vergaser zu kompensieren trachtet. Gute Benzineinspritzanlagen erzeugen mittels Zerstäubung unter hohem Druck einen so feinen Benzinnebel, daß diese Schwierigkeiten nicht auftreten. Man hat überdies noch die Möglichkeit, für jeden Zylinder ein eigenes langes und weites Luftpansaugrohr mit Resonanzeffekt zu benutzen, da man die kleinen Einspritzdüsen direkt im oder kurz vor dem Zylinderkopf anordnen kann. Solche Motoren zeigen sehr sportliche Höchst- oder Literleistungen und geben dem Wagen, in dem sie benutzt werden, trotzdem die vom heutigen Stadt- und Straßenverkehr kategorisch geforderte gute Anfahrt- und Überholbeschleunigung.

2. Warum elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung?

Abgesehen davon, daß gute Einspritzanlagen dem Motor seinen Benzinbedarf in einer besonders gut aufbereiteten Form anbieten, wodurch der Kraftstoff leicht und schnell mit der Verbrennungsluft durchgemischt werden kann, gilt auch für Einspritzanlagen die Forderung, Luft und Kraftstoff im für den jeweiligen Betriebsfall optimalen Mischungsverhältnis anzubieten. Die Schwierigkeiten liegen darin, daß das jeweilige Mischungsverhältnis mit ziemlich geringen Toleranzen eingehalten werden muß. Das ist nicht nur schwierig wegen der in starkem Maße variierenden Betriebspunkte des Motors ($M_{di,max}/M_{di,min} \approx 10:1$, $n_{max}/n_{min} \approx 10:1$), sondern auch wegen der Variationen der Lufteigenschaften

(Luftdruck [Höhe!], Temperatur). Vor allem aber soll das einmal eingestellte Mischungsverhältnis auch während der Lebensdauer des Fahrzeugs genau bestehenbleiben. Die Einhaltung der zulässigen Mischungstoleranzen über längere Zeiträume ist nun besonders gut mit einer Einspritzanlage möglich, deren bewegliche Teile nicht dimensionierend wirken – also verschleißend dürfen – und deren dimensionierende Teile nicht beweglich sind – also nicht verschleien können. Eine solche Anlage ist zum Beispiel die elektronisch gesteuerte Benzineinspritzanlage, die im folgenden näher erläutert wird.

3. Beschreibung einer experimentellen Anlage

3.1. Wirkungsweise

Eine kleine Hochdruckpumpe fördert Benzin in einen Druckspeicher. Ein Überströmventil sorgt dafür, daß an dieser Stelle und in den angeschlossenen Leitungen ein konstanter, einmalig einstellbarer Überdruck herrscht. Im Ansaugrohr eines jeden Zylinders befindet sich kurz vor dem Einlaßventil ein Magnetventil mit kurzer Ansprechzeit. Von einem elektronischen Steuерgerät werden diesem Magnetventil elektrische Impulse bestimmter Länge zugeführt, so daß es für eine der Impulsänge streng zugeordnete kurze Zeit (einige Millisekunden) öffnet und dem Benzin vom Druckspeicher den Weg zur Dosierkapillare freigibt. Der Strömungswiderstand des Magnetventils für Benzin ist erheblich kleiner als der Strömungswiderstand der Dosierkapillare, so daß diese – ein ruhendes Bauelement – für die in der Zeiteinheit hindurchfließende Benzinmenge bestimmt bleibt, selbst wenn sich das Magnetventil aus irgendinem Grunde im Strömungswiderstand geändert haben sollte. Ebenso ist der Strömungswiderstand der Zerstäuberdüse klein gegen den der Dosierkapillare. Je Arbeitsschritt wird dem Magnetventil ein Impuls zugeführt, und zwar im allgemeinen während des Ansaugtaktes. Es hat sich jedoch gezeigt, daß bei Motoren mit getrennten Ansaugkanälen die Wahl des Einspritzmomentes ziemlich unkritisch ist, da der erzeugte Kraftstoffnebel, wenn er fein genug ist, mehrere Takte lang vor dem Einlaßventil warten kann, ohne daß meßbarer Tröpfcheniederschlag an den Rohrwänden eintritt. (Bei der direkten Einspritzung in den Verbrennungskörper muß man natürlich während des Verdichtungstaktes einspritzen, notfalls unter Zuhilfenahme des Ansaugtaktes, wenn der Motor außergewöhnlich hohe Drehzahlen erreicht.)

Um einen definierten Einspritzzeitpunkt zu bekommen, wird ein Impuls aus der Zündanlage zum Triggern des elektronischen Impulsgebers benutzt.

Die Länge des Impulses für das Magnetventil ist die einzige Variable, die die Brennstoffmenge je Ansaugtakt beeinflußt. Sie wird aus den Momentanwerten von Drehzahl und Drosselklappenstellung nach einem Steuergesetz gebildet, das für jeden Motor charakteristisch ist. Das

Steuergesetz für die Einspritzmenge ist im allgemeinen keine einfache Funktion und läßt sich deshalb nicht mit Hilfe einfacher Rechenoperationen (Addition, Subtraktion, Multiplikation, Division) aus den Meßwerten von Drehzahl und Drosselklappenstellung herleiten. Diese elektrischen Meßwerte müssen vielmehr erst von Funktionswandlern in eine solche Form gebracht werden, daß ihre Addition usw. tatsächlich den gewünschten Funktionswert „Impulsänge“ (Einspritzmenge) ergibt.

Die Eingabe der Korrekturwerte von Luftdruck und Lufttemperatur kann, da sich diese Werte weit weniger häufig und schnell ändern, als Drehzahl und Drosselklappenstellung, sowohl mit mechanischen Meßwandlern über den Kraftstoffdruck

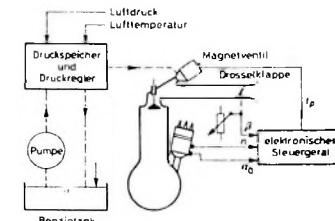


Bild 1. Eingabe der Korrekturwerte mit mechanischen Meßwandlern über den Kraftstoffdruck (δ Drosselklappenstellung, n Drehzahl, t_0 Triggersignal für Einspritzbeginn, I_p Länge des Impulses)

als auch mit Hilfe von Meßwandlern mit elektrischem Ausgang, die das Steuergerät beeinflussen, bewerkstelligt werden. Im Bild 1 ist die erste Möglichkeit angedeutet.

3.2. Beschreibung des mechanischen Teils

3.2.1. Einspritzdüsen

Sie bestimmen das Druckniveau, auf das das Benzin im Speicher gebracht werden muß. Nach anfänglichen Versuchen mit starren Düsen wurden später selbstabhebende Gegendruckdüsen verwendet, wie sie auch in mechanischen Einspritzanlagen benutzt werden. Der Benzindruck muß deutlich höher als der Öffnungsdruck der Düsen sein, da nur die Druckdifferenz an der Kapillare wirksam wird und diese wiederum erheblich höher als die Streuung der Öffnungsdrücke der einzelnen Düsen (einige zehntel atü) sein muß.

3.2.2. Magnetventile und Dosierkapillaren

Sie sind, obwohl funktionell – wie beschrieben – streng getrennt, in einem gemeinsamen Baukörper zusammengefaßt, der auch die Zerstäuberdüsen enthält. Die Anzug- und Abfallzeiten der Magnetventile liegen bei 0,7 ms. Diese kurzen Zeiten werden unter anderem wegen des hohen Benzindrucks ermöglicht, da man dann mit relativ kleinem Hub arbeiten kann. Zur Erregung der Ventile ist nur eine Arbeit von etwa 8 mWs erforderlich. Dank besonderer konstruktiver Maßnahmen (reibungsfreie Anker- und Ventilnadelführung usw.) und passender Werkstoffwahl ist die Wiederholpräzision der Zeiten wie



Bild 2. Einspritzvorgang 1 ms nach Beginn des elektrischen Impulses für das Magnetventil



Bild 3. Einspritzvorgang 2 ms nach Beginn des elektrischen Impulses für das Magnetventil



Bild 4. Einspritzvorgang 3,1 ms nach Beginn des elektrischen Impulses für das Magnetventil



Bild 5. Einspritzvorgang 4 ms nach Beginn des elektrischen Impulses für das Magnetventil



Bild 6. Einspritzvorgang 6,9 ms nach Beginn des elektrischen Impulses für das Magnetventil



Bild 7. Einspritzvorgang 7,4 ms nach Beginn des elektrischen Impulses für das Magnetventil

auch die Lebensdauer der Ventile heute beachtlich hoch. Die Dosierkapillaren bestehen aus einem Loch von etwa 0,35 mm Ø in Phosphorbronzeplatten von 0,5 mm Dicke. Man kann auch Röhrchen von entsprechendem ld/D -Verhältnis verwenden.

3.2.3. Druckerzeugung, Druckglättung, Druckregelung

Da die Benzinentnahme aus der Druckleitung stoffweise erfolgt, muß auch bei kontinuierlicher arbeitender Pumpe ein Druckspeicher, zum Beispiel nach Art eines Windkessels, vorgesehen werden, damit während des ganzen Einspritzvorganges ein konstanter und definiter Druck herrscht. Wenn dies erreicht ist, dürfen sich die Einspritzvorgänge der einzelnen Zylinder beliebig überschneiden (wichtig für vielylindrige Motoren). Das Überströmventil darf keine Kippenschwingungen vollführen, das heißt, es darf nicht bei einem geringeren Druck schließen als es öffnet, wie es zum Beispiel viele übliche Sicherheitsventile tun. Die Glättung der von der Pumpe und von den Ventilen herrührenden Druckschwankungen durch den Druckspeicher kommt der Lebensdauer des Überströmventils sehr zugute, da es andernfalls mit einer mindestens mit der Zylinderzahl multiplizierten Schalthäufigkeit wie die Einspritzventile arbeiten würde.

3.2.4. Einspritzvorgang

Er ist in einigen seiner charakteristischen Phasen in den Bildern 2 bis 7 dargestellt¹⁾.

¹⁾ Die Bilder 2 bis 7 wurden mit freundlicher Genehmigung durch Herrn Baudirektor Dr. Krone von den Herren Dr. Thiessen, Schluck und Storz in der Ingenieur-Schule der Freien und Hansestadt Hamburg aufgenommen, wo auch unter der Leitung von Herrn Dr.-Ing. J. Zeyns die Untersuchungen und Messungen am Motor und an den Einspritzorganen vorgenommen wurden.

3.3.1. Meßwandler für Drehzahl und Drosselklappenstellung

Die Drehzahl des Motors steht in eindeutigem Zusammenhang mit der Anzahl der erzeugten Zündfunken. In bekannter Weise wird ein Impuls passender Höhe und Polarität aus der Zündanlage entnommen, verstärkt, begrenzt und damit zu einem Quasi-Rechteck verformt. Da die Zündimpulse oft mehrere Nullurdurchgänge der Spannung zeigen, wird ein monostabiler Multivibrator benutzt, dessen Verweilzeit im metastabilen Zustand so lang ist, daß sie mit Sicherheit auch beim Vorliegen ungünstiger Umstände die Zeittäste eines Zündimpulses mit seinen Folgeimpulsen überwiegt. Diese Rechteckimpulse werden dann differenziert, so daß für jeden Zündimpuls ein Dreieckimpuls definierten Ladungsinhalts (da das Differenzierglied und der Spannungshub konstant sind) entsteht. Durch Integration erhält man hieraus einen Strom, dessen Gleichstrommittelpunkt der Drehzahl des Motors streng proportional ist. Dieser Strom erzeugt an einem Meßwiderstand eine völlig lineare mit der Drehzahl steigende Spannung. Entsprechende Schaltungen elektronischer Drehzahl- oder Frequenzmesser sind seit längerem bekannt und sind an vielen Stellen im praktischen Einsatz.

Die Drosselklappenstellung ist im Zusammenhang mit der Drehzahl ein eindeutiges Maß für die vom Motor je Ansaugtakt aufgenommene Luftmenge. Die Umsetzung der Drosselklappenstellung in eine elektrische Spannung erfolgt in einfachster Weise mit einem Potentiometer auf der Drosselklappenachse, das von einer stabilisierten Spannung gespeist wird. Um mit Sicherheit von Kontaktchwierigkeiten auch bei schwerstem Einsatz des Fahrzeugs freizukommen, ist alternativ ein induktiver Weggeber vorgesehen.

3.3.2. Funktionswandler

Wie bereits geschildert, lassen sich im allgemeinen die Eingangsgrößen Drehzahl und Drosselklappenstellung nicht ohne weiteres zur Ausgangsgröße Impulslänge zusammensetzen, sondern müssen vorher in passender Weise verzerrt werden. Die Funktionswandler erzeugen aus einer linear ansteigenden (Gleichspannungs-) Funktion eine nichtlineare (Wechselstromleitwert-) Funktion. Die gewünschte Ausgangskurve jedes Wandlers wird mittels grafischer Methoden aus dem von Hand auf dem Prüfstand ausgemessenen Motor-Kennlinienfeld $t_p(n, \beta)$ gewonnen (t_p : Impulslänge für das Magnetventil, n : Drehzahl, β : Drosselklappenstellung).

Die Arbeitsweise der Funktionswandler erkennt man aus Bild 9. Mehrere Dioden sind an von einer stabilisierten Spannung U_B gespeiste Spannungsteiler angeschlossen, deren Ausgangsspannungen gegeneinander abgestuft sind. Die Eingangsspannung U_E wird als Gleichspannung parallel zu einem großen Kondensator C_E eingeführt. Sofern die Spannung an C_E

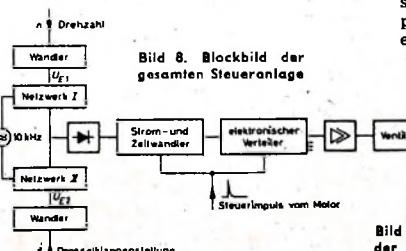
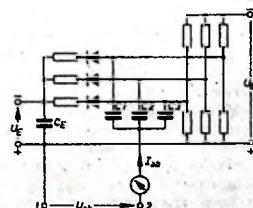
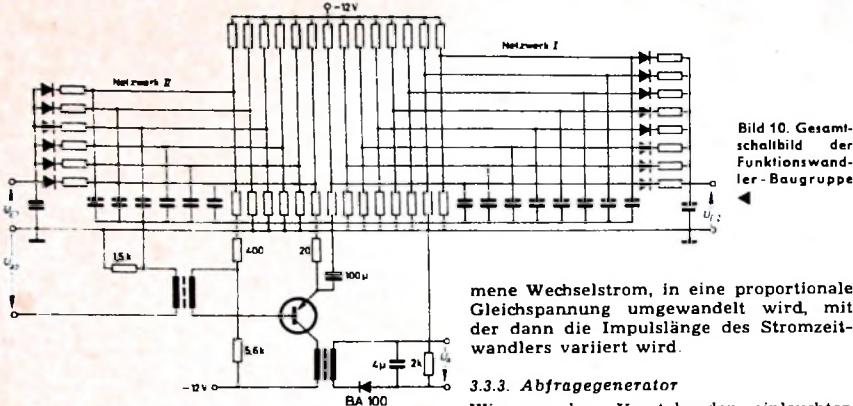
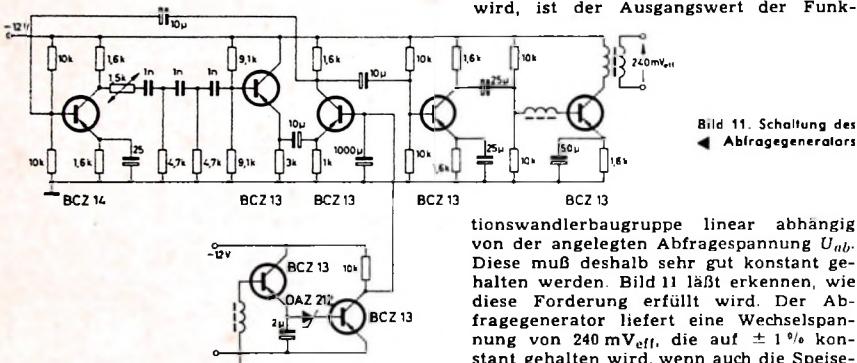


Bild 8. Blockbild der gesamten Steueranlage





betrieb konstruiert sind und deshalb für jeden Zylinder ein eigenes Ansaugrohr haben, kann man auf einen Verteiler vor den Magnetventilen überhaupt verzichten und alle Ventile gleichzeitig betätigen, da - wie ausgeführt - bei der Einspritzung ins Ansaugrohr der Einspritzzeitpunkt äußerst unkritisch ist. Der den Versuchen bei Valvo zugrunde gelegte Motor hat jedoch nur teilweise getrennte Ansaugkanäle, so daß bei dieser Anlage noch ein Verteiler vorhanden ist. Die Zuordnung der Stellung des Schieberregisters zur Stellung der Nockenwelle des Motors muß mit einem besonderen Triggerkontakt (auch elektronische Lösung möglich) erfolgen, da die Zündimpulse in ihrer Zuordnung zur Nockenwellenstellung bei Mehrzylindermotoren mehrdeutig sind. Bei Mehrzylindermotoren mit völlig getrennten Ansaugkanälen, die nicht mit allzu hoher Drehzahl betrieben werden, ist es auch möglich, alle Ventile gleichzeitig jeweils eine Teilmenge des benötigten Kraftstoffes abspritzen zu lassen. In diesem Fall kann ebenfalls, da kein elektronischer Verteiler vorgesehen werden muß, auf den zu seiner Ansteuerung notwendigen besonderen Kontakt oder Impulsgeber in der Zündanlage verzichtet werden.



kleiner als die niedrigste aus einem der Spannungsteiler angebotene Teilspannung ist, sind alle Dioden gesperrt und haben in diesem Zustand sehr hohe Gleich- und Wechselstrom-Innenwiderstände. Die von dem Abfragegenerator an die Klemmen 1, 2 gelieferte Spannung U_{ab} kann deshalb über die Kondensatoren C 1, C 2, C 3 nur einen verschwindend geringen Strom durch die Dioden treiben. Wenn die Eingangsspannung U_E steigt, öffnen die Dioden nacheinander und verringern dabei ihren Wechselstrom-Innenwiderstand nach einem Exponentialgesetz, so daß sich die Wechselstromaufnahme des Netzwerks mehr und mehr erhöht. Liegen die Teilspannungen sehr weit auseinander, dann ergeben sich im Verlauf der Spannungs-erhöhung an C_E stufenweise wachsende Wechselströme I_{ab} durch das gezeichnete Ampermeter. Wählt man jedoch die Unterschiede der Teilspannungsstufen hinreichend klein, dann ergibt sich wegen der Überlappung der gekrümmten Durchlaßbereiche der einzelnen Dioden eine stetige Erhöhung des aufgenommenen Wechselstromes mit steigender Spannung U_E .

An diesem Schaltbild erkennt man ferner, daß die Spannungsteiler selbst einen gewissen, jedoch konstanten Wechselstrom aufnehmen. Dieser Anteil wird im späteren Verlauf der Schaltung kompensiert.

Mit einer Umpolung der Dioden kann man erreichen, daß mit steigender Eingangsspannung U_E die Wechselstromaufnahme der Schaltung nicht monoton ansteigt, sondern (ebenfalls monoton) absinkt. Von jeder dieser beiden Möglichkeiten wird in je einem Netzwerk (Funktionswandler) Gebrauch gemacht, wie die im Bild 10 dargestellte Funktionswandler-Baugruppe erkennen läßt. Dieses Bild zeigt außerdem, wie mittels eines transformatorisch angekoppelten Transistorverstärkers die eigentliche Ausgangsgröße der Funktionswandlernetzwerke, nämlich der aufgenom-

mene Wechselstrom, in eine proportionale Gleichspannung umgewandelt wird, mit der dann die Impulslänge des Stromzeitwandlers variiert wird.

3.3.3. Abfragegenerator

Wie aus dem Vorstehenden einleuchten wird, ist der Ausgangswert der Funk-

tionswandlerbaugruppe linear abhängig von der angelegten Abfragespannung U_{ab} . Diese muß deshalb sehr gut konstant gehalten werden. Bild 11 läßt erkennen, wie diese Forderung erfüllt wird. Der Abfragegenerator liefert eine Wechselspannung von 240 mV_{eff} , die auf $\pm 1\%$ konstant gehalten wird, wenn auch die Speisespannung dieses Generators im Bereich $11,0 \dots 15,0 \text{ V}$ und die Umgebungstemperatur zwischen -20 und $+60^\circ \text{C}$ schwankt.

3.3.4. Stromzeitwandler

Der Stromzeitwandler arbeitet nach folgendem Prinzip: Mit dem Triggerimpuls aus der Zündanlage wird ein genau dimensionierter Kondensator sehr schnell über einen Schaltransistor von der stabilisierten Betriebsspannung, die auch zum Teil für die anderen Baugruppen benutzt wird, aufgeladen. Ein weiterer Transistor in Basischaltung entlädt diesen Kondensator anschließend mit gleichbleibendem Strom, so daß die Spannung am Kondensator die Form eines Sägezahns mit linearer Spannungsabfall in Abhängigkeit von der Zeit hat.

Diese fallende Spannung wird von einem Schmitt-Trigger mit zwei definierten Schaltpunkten abgetastet. Entsprechend der Ansteuerung des Transistors, der den Kondensator entlädt, wird die Steilheit des Sägezahnrückens verschieden sein, so daß der Schmitt-Trigger dann auch verschiedene lange Zeiten im geöffneten Zustand verbleibt.

3.3.5. Elektronischer Verteiler

Der elektronische Verteiler arbeitet nach dem Prinzip eines Schieberegisters und verteilt die von dem Schmitt-Trigger gelieferten Impulse auf die Endstufenverstärker, von denen je einer ein Magnetventil steuert. Wegen der hohen Betätigungsströme für die Magnetventile (etwa 6 A während einiger Millisekunden wegen der niedrigen Spannung der üblichen Fahrzeugbatterie) hat es sich bislang als unpraktisch erwiesen, eine gemeinsame Endstufe zu benutzen und deren Ausgangsströme über einen Verteiler entsprechender Leistungsfähigkeit den einzelnen Ventilen in der gewünschten Reihenfolge zuzuführen. Bei Motoren, die für Einspritz-

3.3.6. Endstufen

Die Endstufen sind in durchaus konventioneller Bauart zweistufig mit dem Transistor OC 30 als Treiber und mit dem Typ OC 28 als Ausgangstransistor bestückt. Die Magnetventile sind mit einer sehr niederohmigen Wicklung ausgeführt und mit einem Vorwiderstand vom Fünffachen des Wicklungswiderstandes versehen, um durch den bekannten Effekt der elektrischen Schnellerregung eine möglichst sofortige Stromaufnahme der Ventile zu erzwingen. Hierdurch wird, selbst wenn das Magnetventil im Laufe seiner Lebensdauer seinen Anzugsstromwert ändern sollte, dennoch eine sehr geringe Unsicherheit der an sich nur kurzen Totzeit zwischen Impulsbeginn und Öffnungspunkt des Ventils erreicht. Die Ventile werden aus Gründen erhöhter Betriebssicherheit (absinkende Batteriespannung beim Starten usw.) im Strom etwa um den Faktor 2 übersteuert.

Um ein ebenso schnelles Verschwinden des Erregerstromes für die Ventile trotz ihrer eigenen Induktivität zu erreichen, lässt man durch passende Dimensionierung eines Parallelwiderstandes zu den Transistoren die induktive Abschaltspannungsspitze auf einen für die Transistoren gerade noch dauernd zulässigen Betrag ansteigen. Durch konstruktive Maßnahmen im Ventil wurde der Haltestrom künstlich erhöht, um auch beim Abschalten im steilen Teil der fallenden Exponentialfunktion zu bleiben, nach der der Erregerstrom abklingt. Hierdurch wird in einer zum Einschaltvorgang analogen Weise eine sehr geringe Streuung der an sich ebenfalls nur sehr kurzen Abfallverzögerung des Ventiles erreicht.

Durch diese Maßnahme ist es möglich geworden, die Öffnungszeit des Ventils selbst bei sehr kurzen Impulszeiten sehr genau und gut reproduzierbar mit der elektrischen Impulslänge zu koppeln, so daß sich die durch die Elektronik zu erreichende Genauigkeit auch tatsächlich und betriebsicher auf die exakte Einhaltung der vorgeschriebenen Benzinnmenge auswirkt.

Regelbarer UHF-Kanalwähler

Transistorisierte UHF-Kanalwähler haben gegenüber den mit Röhren bestückten Kanalwählern den Vorteil der kleineren Rauschzahl und der höheren Verstärkung. Beide Werte ermöglichen es, mit den heute üblichen Schaltungen am Eingang des ZF-Verstärkers sowohl bei VHF als auch bei UHF das gleiche Signal/Rausch-Verhältnis zu erreichen¹⁾.

Der Transistor-Kanalwähler hat aber auch Nachteile gegenüber der Röhren-Ausführung: geringere Kreuzmodulationsfestigkeit, geringere zulässige Antennen-Eingangsspannung und ungünstigere Regel-eigenschaften.

Die Regelung des Transistor-UHF-Kanalwählers ist unter Umständen jedoch zweckmäßig, da vielfach Antennenspannungen zur Verfügung stehen, die 25 mV an 240 Ohm überschreiten (25 mV/240 Ohm ist die garantierte zulässige Antennen-

eine Brücke verbunden und werden an die Betriebsspannung $U_B = +12 \text{ V}$ gelegt (Bild 3). Soll der UHF-Kanalwähler geregelt werden, dann ist die Verbindung zwischen C2 und C3 aufzutrennen. C3 und C16 bleiben miteinander verbunden und liegen an +12 V. Dem Basisspannungsteiler kann jetzt eine getrennte, veränderbare Gleichspannung U'_B zugeführt werden, die in Abhängigkeit von der Größe des empfangenen UHF-Signals zwischen $U'_B = +12 \text{ V}$ bei Antennen-Eingangsspannungen $U_{Ant} \leq 25 \text{ mV}$ an 240 Ohm und $U'_B < +12 \text{ V}$ bei $U_{Ant} > 25 \text{ mV}$ an 240 Ohm schwankt.

Das entspricht einer Aufwärtsregelung, weil die Basis-Collector-Spannung U_{BC} verringert wird, während gleichzeitig der Emitterstrom I_E ansteigt. Wegen des dabei am Emittervorwiderstand R_1 auftretenden größeren Spannungsabfalls wird

diesen ändern sich Steilheit und Ausgangsleitwert stärker als bei normalen HF-Transistoren.) Die Ausgangsimpedanz der Transistorstufe wird jedoch in Abhängigkeit von der Regelung mit steigendem Emitterstrom geringer. Das bedeutet, daß der nachfolgende abgestimmte Kreis gedämpft und infolge der Änderung der Ausgangskapazität C_M des Transistors außerdem noch etwas verstimmt wird. Bei günstiger Dimensionierung und mit einem im unregelbaren Zustand unsymmetrisch gedämpften HF-Bandfilter lassen sich jedoch sehr brauchbare Werte erreichen.

Die zulässige Antennen-Eingangsspannung U_{Ant} des Transistor-Kanalwählers steigt linear mit dem Faktor der Regelung. Sie kann jedoch wegen der anders verlaufenden Kreuzmodulationscharakteristik (Kreuzmodulation innerhalb des Kanals, also Eigenton- auf Eigenbildträger) nicht

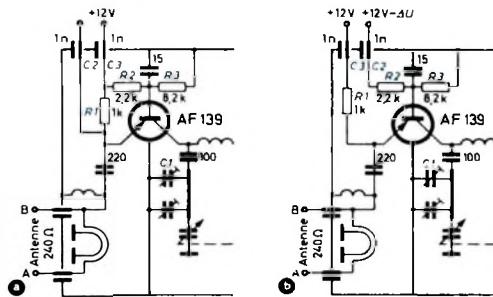


Bild 1. a) Ungeregelter Vorstufe des Kanalwählers „AT 6370“. b) regelbare Vorstufe des Kanalwählers „AT 6370“.

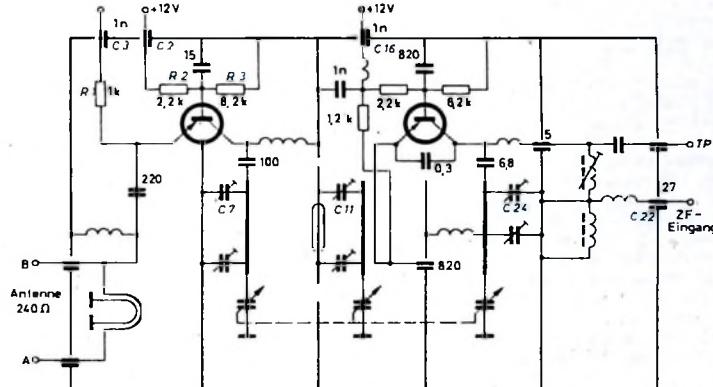


Bild 2. Gesamtschaltbild des Kanalwählers „AT 6370“.

Eingangsspannung für die Kanalwähler „AT 6370“ und „AT 6371“ von Valvo). Die angegebene Spannung kann von der Vorstufe des Kanalwählers ohne weiteres verarbeitet werden. Wegen der Verstärkung in der Vorstufe ergeben sich aber bei höheren Eingangsspannungen Werte, die in der Mischstufe zu Verzerrungen und Kreuzmodulation führen können. Um für die Regelung eine optimale Lösung zu finden, wurden verschiedene Möglichkeiten geprüft. Nach einer Reihe von Untersuchungen hat sich die im folgenden beschriebene Anordnung als die günstigste erwiesen.

Bild 1a zeigt die bisherige Vorstufe, Bild 1b die geänderte Schaltung. Im Bild 2 ist das neue Gesamtschaltbild dargestellt.

Der Basisspannungsteiler R_2, R_3 ist in der neuen Schaltung nicht mehr mit dem Emittervorwiderstand R_1 gemeinsam über C_3 an den positiven Anschluß der Betriebsspannung +12 V, sondern über C_2 , den bisherigen Testpunkt am Emitter, getrennt nach außen geführt. Normalerweise sind die Anschlußpunkte an den Durchführungs kondensatoren C_2 , C_3 und C_{16} durch

auch die Spannung U_{CE} zwischen Collector und Emitter kleiner. Der Arbeitspunkt des Transistors wird in einen Bereich kleinerer Steilheit verschoben.

Der Eingangsleitwert des Transistors ändert sich bei Aufwärtsregelung nur geringfügig, so daß der Reflexionsfaktor ρ nahezu konstant bleibt. (Dies gilt allerdings nicht für ausgesprochene Regeltransistoren; bei

voll ausgenutzt werden. Die am 240-Ohm-Antenneneingang zulässige Eingangsspannung U_{Ant} zu 1% Kreuzmodulation ist im Bild 4 grafisch als Funktion der Regelung dargestellt.

An einer Musterserie wurden die in Tab. I zusammengestellten Mittelwerte gemessen; die Werte gelten für einen Regelhub von 20 dB.

Tab. I.
An einer Musterserie
gemessene Mittelwerte

Regelhub	$\Delta U'_B$	$U_{Ant \max}$	Aenderung der HF-Durchlaßkurve	Aenderung des Reflexionsfaktors
20 dB	$-5 \pm 1 \text{ V}$	$80 \pm 10 \text{ mV}$	2 dB	$\Delta \rho \leq 10\%$

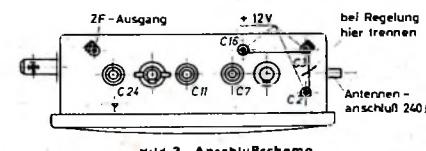


Bild 3. Anschlußschema

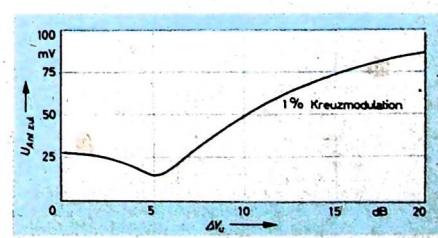


Bild 4. Am 240-Ohm-Antenneneingang für 1% Kreuzmodulation zulässige Eingangsspannung U_{Ant} zu in Abhängigkeit von der Regelung des Transistors

1) Stäbler, E.: UHF-Kanalwähler mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 9, S. 297-298

Allbandwähler für VHF und UHF

Der nachstehend beschriebene Allbandwähler von Telefunken ist eine elektrische und mechanische Kombination der Eingangssaggregate für den VHF- und den UHF-Bereich. Seine drei Transistoren arbeiten jeweils für den einen oder den anderen Bereich. Bild 1 zeigt eine zur besseren Kenntlichmachung der HF-mäßigen Zusammenhänge vereinfachte Prinzipschaltung des Allbandwählers.

Als VHF- und UHF-Empfangsantennen dienen im allgemeinen symmetrische An-

tennen mit einer Impedanz von 240 Ohm. Die Eingänge des Allbandwählers sind jedoch unsymmetrisch und für 60 Ohm ausgelegt. Deshalb liegen zwischen den Antennen und den Eingängen des Tuners breitbandige Eingangstransformatoren.

Bild 1. Vereinfachtes Prinzipschaltungsprinzip des Fernseh-Allbandwählers

tennen mit einer Impedanz von 240 Ohm. Die Eingänge des Allbandwählers sind jedoch unsymmetrisch und für 60 Ohm ausgelegt. Deshalb liegen zwischen den Antennen und den Eingängen des Tuners breitbandige Eingangstransformatoren.

Der Vorstufentransistor T1 arbeitet für beide Bereiche in Basis-Schaltung und muß deshalb am Emitter gespeist werden. Die notwendige Anpassung an den niederohmigen Emitter-Eingangswiderstand übernimmt für den UHF-Bereich das π -Glied C2, L1, C3 und für VHF ein entsprechender induktiver Abgriff am abstimmbaren Eingangskreis L2, C6. Die Umschaltung zwischen den Bereichen erfolgt mit den Umschaltsegmenten S1, S2 des Sammelschalters. Sie trennen die jeweils nicht benutzte Antenne auf.

Im Gegensatz zur Röhrenschaltung ist es bei dem neuen Tuner möglich geworden, das heiße Ende des Primärkreises L3, C5 des UHF-Bandfilters direkt an den Vorstufentransistor zu koppeln. Bei der Röhrenschaltung war man nämlich an dieser Stelle wegen der relativ hohen Ausgangskapazität und der inneren Röhreninduktivität gezwungen, eine wesentlich lose Ankopplung vorzunehmen. Dieses wurde dadurch erreicht, daß der Primärkreis ähnlich einer π -Schaltung (Kreis mit zwei in Serie geschalteten Kapazitäten) ausgelegt worden war, die aus der inneren und

äußeren Röhrenkapazität C4, der in Reihe zum inneren Leiter des Koaxialkreises geschalteten Röhreninduktivität L_R und dem eigentlichen Abstimmkondensator C5 bestand (Bilder 2a und 2b).

Eine solche Schaltung verlängt aber, daß die Gesamtinduktivität als $1/2$ -Leitung zu betrachten ist, damit sich an den beiden Enden der Induktivität annähernd ein Spannungsabfall einstellen kann. Diese Methode hat jedoch den Nachteil, daß der Stromknopenpunkt in Abhängigkeit von der Betriebs-

dem Kondensator C9 und vorwiegend aus dem Eingangswiderstand der Basis-Emitter-Strecke besteht (Bild 4). Das frequenzbestimmende Glied befindet sich im Collectorkreis und setzt sich im wesentlichen aus dem Koaxiallinienleiter L9 und der variablen Kapazität C8 zusammen.

Die UHF-Spannung wird über die Koppeleinschleife L8 aus dem Sekundärkreis des Bandfilters entnommen und dem Emitter der Oszillatorkreise zugeführt. Über eine UHF-Drossel und den Umschalter S8 ist an den Collector von T2 der Primärkreis des fußpunktgekoppelten ZF-Bandfilters C11, L11, L12, C17 angegeschlossen. Als zusätzlicher ZF-Verstärker arbeitet bei UHF-Empfang der Transistor

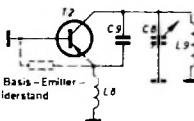


Bild 4. Der kapazitiv rückgekoppelte UHF-Oszillator erhält seine Rückkopplungsspannung aus einem Spannungsteiler, der aus C9 und vorwiegend dem Eingangswiderstand der Basis-Emitter-Strecke von T2 besteht

T3, der über C18 und den Schalter S9 ebenfalls am Emitter gespeist wird. Am Collector dieses Transistors befindet sich ebenfalls ein ZF-Kreis, der im wesentlichen aus C15, L13 besteht. Zur niederohmigen Auskopplung ist zu L13 in Reihe C14 geschaltet, an deren Knotenpunkt die ZF-Spannung entnommen werden kann.

Bei VHF-Betrieb wird über S5 der Kondensator C10 an die Emitterzuleitung von T2 gelegt und über S7 die VHF-Oszillatorkreisinduktivität L10 mit dem Koaxialinneneiter L9 in Reihe geschaltet. Auch hier bildet ein Spannungsteiler, der aus dem Kondensator C10 und dem komplexen Eingangswiderstand der Basis-Emitter-Strecke besteht, den Rückkopplungszweig für den VHF-Oszillator. Weiter wird der UHF-Koppelkondensator C13 bei VHF-Betrieb mit S6 kurzgeschlossen und somit der Collector des Transistors T2 über S7 an den Hochpunkt des VHF-Oszillatorkreises geschaltet.

Während der Transistor T3 bei UHF-Betrieb als zusätzlicher ZF-Verstärker arbeitet, dient er bei VHF-Betrieb zur additiven Mischung. Er erhält das VHF-Signal über die niederohmige Ankopplung L16 aus dem VHF-Bandfilter C5, L5, L6, C7 und die Oszillatortspannung über C16 vom Hochpunkt des Oszillatorkreises. Der auch bei UHF wirkende ZF-Kreis C15, L13 am Collector von T3 arbeitet auch in diesem Fall für VHF-Betrieb.

Der Allbandwähler bildet somit sowohl eine elektrische als auch konstruktive Einheit. Der Vierfachdrehkondensator C5, C6, C7, C8 dient zur Abstimmung beider Bereiche und braucht deshalb elektrisch nicht umgeschaltet zu werden. Der Umschalter für die Induktivitäten liegt in jedem Fall an den kalten Enden der Koaxiallinienleiter. Eigenkapazitäten des Schalters können sich also im UHF-Bereich nicht störend auswirken. Im verhältnismäßig „langwelligen“ VHF-Bereich lassen sie sich leicht mit in den Kreis einstimmen.

Die ganze Einheit hat die Abmessungen von nur 12 cm \times 10 cm \times 4 cm.

Die Empfindlichkeit dieses Tuners entspricht in dem VHF-Bereich etwa der eines Röhrentuners und erreicht im UHF-Bereich die Werte eines transistorisierten UHF-Tuners, die hinsichtlich Verstärkung und Rauschzahl um den Faktor 2 besser sind als beim UHF-Röhrentuner. (Nach Telefunken-Unterlagen)

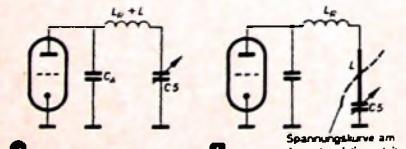


Bild 2. a) Lossy Coupling mittels π -Schaltung bei Röhren, b) die Röhreninduktivität L_R liegt in Reihe mit dem Innenleiter des $1/2$ -Koaxialkreises

Gesonderte Tondiode und Transistor-Ton-ZF-Verstärker

Beim Intercarrier-Verfahren wird die Ton-ZF als Differenzfrequenz von Bild- und Tonträger gewonnen, wobei die Videodiode gleichzeitig als Mischdiode arbeitet. Eine derartige Schaltung erfordert aber, daß der Tonträger mit um wenigstens 20 dB kleinerer Amplitude als der Bildträger in der gesamten ZF-Spannung enthalten ist, um Störungen des Bildes durch den frequenzmodulierten Tonträger zu vermeiden. Diese Störungen, die sich im Bild als Tonstreifen oder Moiré-Bildung bemerkbar machen, treten besonders dann auf, wenn man das Bild mit der Feinabstimmung etwas überscharf einstellt, das heißt, wenn der Tonträger von seiner durch die Eigentonfalle gegebenen Absenkung nahezu auf die volle Höhe der ZF-Durchlaßkurve gebracht wird. Hierbei ergibt sich zwar eine bessere Bildauflösung infolge Bevorzugung der hohen Bildfrequenzen, aber das Bild ist wegen der gleichzeitig auftretenden Tonstörungen unbrauchbar. Daher muß man die Amplitude der Intercarrierfrequenz durch entsprechende Absenkung des Tonträgers mit der Eigentonfalle so klein halten, daß derartige Störungen im Bild auf ein erträgliches Maß reduziert werden. Dagegen ist eine möglichst hohe Ton-ZF-Spannung erwünscht, um eine gute Begrenzung im Ton-ZF-Verstärker und optimale Störunterdrückung des Ratiotektors zu erreichen.

Für bestmögliche Bild- und Tonwiedergabe ergeben sich also entgegengesetzte Forderungen, so daß man einen Kompromiß bei der Auslegung der Schaltung schließen

geringeren Leistung, mit der der Fernsehsender den Tonträger ausstrahlt. Selbst bei einer Verstimmung des Tuner-Oszillators um ± 300 kHz bleibt die Absenkung des Tonträgers gegenüber dem Bildträger immer < 20 dB.

Die Absenkung des 33,4-MHz-Tonträgers erfolgt am Bildmodulatorkreis L_{233} , C_{227} , C_{230} , der als Bifilar-T-Trap ausgelegt ist und eine wirkungsvolle Tonträgerunterdrückung ermöglicht. Die 33,4-MHz-Falle L_{234} , C_{231} senkt den Tonträger vor der Videodiode um mehr als 40 dB ab, wobei die Sperrbandbreite bei 36 dB Absenkung wenigstens 100 kHz ist. Die Schaltung wurde außerdem so ausgelegt, daß die Durchlaßcharakteristik vom Tonträger nach höheren Frequenzen hin sehr steil ansteigt. Trotz hoher Tonträgerunterdrückung wird daher eine große Bandbreite für das Videosignal gewährleistet. Mit dieser Schaltung und dem im Anodenkreis der Video-Endröhre R_6 C_{232} liegenden Kompensationsnetzwerk L_{241} , L_{242} , R_{241} , L_{244} , R_{243} sowie der zusätzlichen 5,5-MHz-Ton-ZF-Sperre L_{243} , C_{242} in der Katodenleitung der Bildröhre ergibt sich eine sehr gute Übertragungscharakteristik bis zu den höchsten Bildfrequenzen, ohne daß sich der diesen Frequenzen benachbarte Tonträger im Bild störend bemerkbar macht.

Die an den Ton-ZF-Verstärker zu stellenden technischen Forderungen lassen sich in folgenden Punkten zusammenfassen:

der Basis des Transistors HF-Spannungen von 300 ... 400 mV anzubieten. Transistoren arbeiten dann nämlich bereits mit Großsignalsteuerung.

Da sich die inneren Transistorparameter (besonders Rückwirkungsleitwert und Ausgangsleitwert) wegen der Übersteuerungseffekte in der Basis und im Collector in Abhängigkeit von der Höhe der HF-Spannung ändern, scheint eine Neutralisation wenig zweckmäßig. Man ist daher gezwungen, die Stabilität der Schaltung durch Unteranpassung der Eingangs- und Ausgangsleitwerte des Transistors herzustellen. Für diesen Anwendungsfall eignet sich besonders gut die Emitterschaltung, mit der bei geeigneter Dimensionierung hohe Stabilität und gleichzeitig auch große Verstärkung erreicht werden können.

Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung des zweistufigen Ton-ZF-Verstärkers. Die 5,5-MHz-Ton-ZF wird über Kondensator C 229 dem Primärkreis L 701, C 234 des ersten 5,5-MHz-Bandfilters zugeführt. Die beiden im Ton-ZF-Verstärker verwendeten Bandfilter sind transitional gekoppelt und haben eine flach verlaufende Durchlaßcharakteristik mit einer Gesamtbreite von 250 kHz (bezogen auf einen Amplitudenabfall von 3 dB). Die Dämpfung der einzelnen Bandfilterkreise und das Übersetzungsverhältnis der Koppelwicklungen zur Basis der Transistoren wurden so ge-

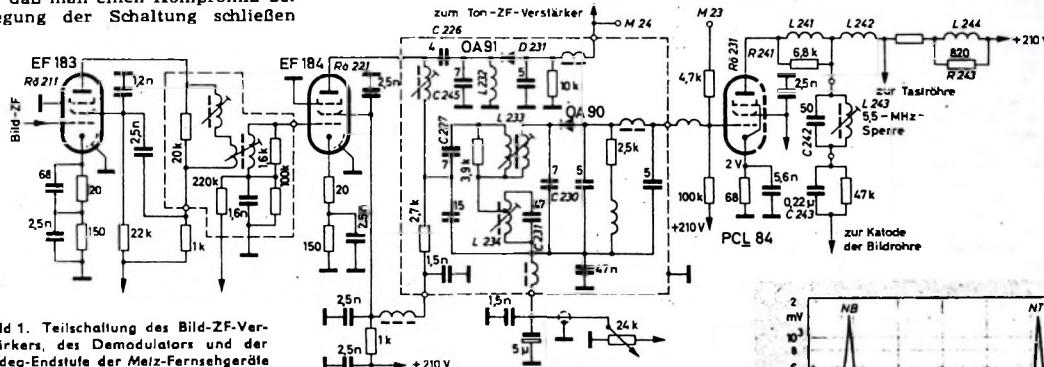


Bild 1. Teilschaltung des Bild-ZF-Verstärkers, des Demodulators und der Video-Endstufe der Metz-Fernsehgeräte

muß. Wird dagegen eine Schaltung verwendet, bei der Bilddemodulation und Tonmischung getrennt sind, so ist es möglich, den Bildkanal ohne Rücksicht auf die Tonwiedergabe und den Tonkanal ohne Rücksicht auf die Bildwiedergabe zu dimensionieren.

Mit einer derartigen Schaltung sind alle Metz-Fernsehgeräte des Jahrganges 1963/64 ausgerüstet. Der dreistufige, mit Spanngitteröhren bestückte Bild-ZF-Vstärker verstärkt das ZF-Signal ohne Eigentonaufzettelung bis zur Anode der letzten ZF-Stufe Rö 221 (Bild 1). Über C 226 gelangt es dann zu dem eigentlichen Tonmischdiodenkreis C 245, L 232, D 231, der die Ton-ZF liefert. Wie die Durchlaufkurve b im Bild 2 zeigt, stehen Bild- und Tonträger an der Tonmischdiode (Meßpunkt M 24) mit verhältnismäßig großen Amplituden zur Verfüzung. Der Amplitudenunterschied ist im Mittel 5 dB zuzüglich 7 dB wegen der

- a) Ausgleich der durch den Abstimmvorgang hervorgerufenen Schwankung des Ton-ZF-Signals bei gleichzeitig guter Störunterdrückung,
 - b) verzerrungsfreie Übertragung des frequenzmodulierten Signals durch Bandfilter und Ratiotektor,
 - c) zusätzlich gute AM-Störunterdrückung des Ratiotektors, auch wenn der Träger zu niedrigeren Frequenzen verstimmt wird und die Begrenzung des Verstärkers aussetzt, sowie
 - d) einfache Abgleichmöglichkeit.

Eingehende Untersuchungen haben gezeigt, daß sich Transistoren für die Anwendung im Ton-ZF-Verstärker eines Fernsehgerätes besonders gut eignen. Weegen der kurzen Kennlinie des Transistors lassen sich Begrenzungseigenschaften erreichen, die denen der Röhrenschaltung um den Faktor 10 überlegen sind. Das ist der Fall, wenn es gelingt,

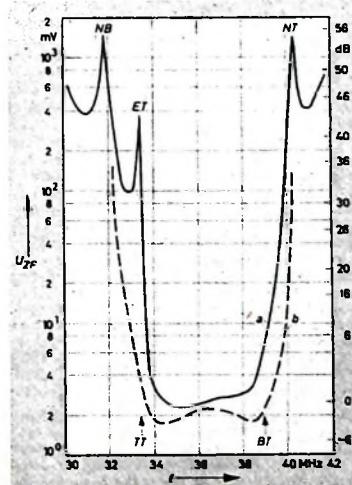


Bild 2. Bild-ZF-Durchlaßkurven (a am Steuergitter der Video-Endröhre, b hinter der Tondiode gemessen)

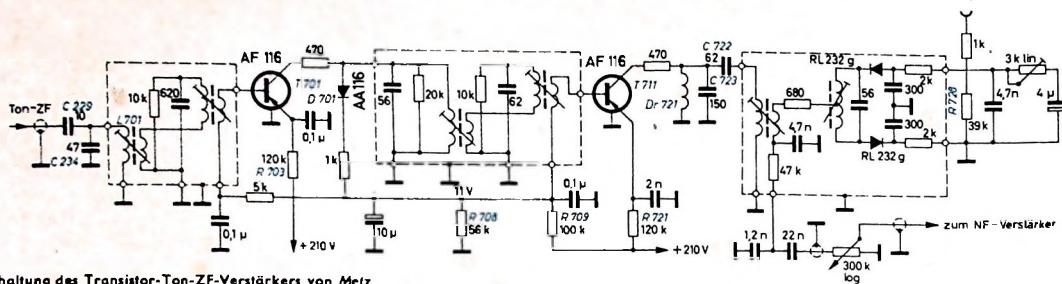


Bild 3. Schaltung des Transistor-Ton-ZF-Verstärkers von Metz

wählt, daß Streuungen der Transistorparameter den Formfaktor der Bandfilter nur noch geringfügig beeinflussen. Aus demselben Grunde und um die Stabilität von T 711 zu erhöhen, wurde der Primärkreis des Ratiofilters über den kapazitiven Spannungsteiler C 722, C 723 niederohmig an den Collector angekoppelt. Dr 721 dient nur als Gleichstromweg für den Collectorstrom.

Als Betriebsspannung für die Transistor-Schaltung wird die +210-V-Spannung des

Fernsehgerätes verwendet. Hierdurch ist es möglich, die Temperaturabhängigkeit der Transistor-Kennlinien mit sehr großen Emitterwiderständen (R_{703} , R_{721}) aufzuheben. Die Basisspannung erhalten beide Transistoren über den gemeinsamen Spannungsteiler R_{709} , R_{708} , der gleichzeitig auch das Bezugspotential für die Begrenzerdiode D 701 liefert. Diese Diode arbeitet als zusätzlicher Begrenzer und verhindert eine Übersteuerung des Transistors T 711.

Die Spannungsverstärkung der Schaltung von der Basis von T 701 bis zum Arbeitswiderstand R_{728} des Ratiotektors beträgt 68 dB. Die Begrenzerwirkung des Verstärkers allein ist besser als 40 dB (das heißt, 30 % Störmodulationsgrad des Intercarrier-Trägers werden auf weniger als 3 % vermindert), und die Ratio-Störunterdrückung, bezogen auf einen Frequenzhub von ± 50 kHz und 30 % Amplitudenmodulation, ist größer als 46 dB. (Nach Metz-Unterlagen)

11. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft

Die Fernseh-Technische Gesellschaft hielt ihre diesjährige Jahrestagung in Bad Nauheim ab. Die Tagung war von über 600 Interessenten besucht, und das umfangreiche Programm umfaßte 62 Fachvorträge aus allen Gebieten der Fernsehtechnik. Ein ganzer Tag mit 14 Vorträgen war dem Farbfernsehen vorbehalten. Auf die interessantesten Vorträge, vor allem sowohl sie die Fernsehempfangstechnik betreffen, soll nachstehend kurz eingegangen werden.

W. Bruch (Telefunken AG, Hannover) brachte einen ausführlichen Experimentalvortrag über „Das PAL-Farbfernseh-System“. Er beschrieb das von ihm vorgeschlagene System, das neben dem amerikanischen NTSC-System und dem französischen SECAM-System in die engere Wahl für ein europäisches Farbfernseh-System gezogen wird. PAL behält die Vorteile des NTSC-Verfahrens (zum Beispiel Modulation mit unterdrücktem Träger) bei, beseitigt aber dessen Empfindlichkeit gegen Phasenfehler. An Hand von Demonstrationen wurde gezeigt, daß Phasenfehler bei PAL keine Farbverschiebung, sondern nur eine geringe Änderung der Farbsättigung verursachen. Auch gegen Quadraturfehler ist das neue System praktisch unempfindlich. Als Verzögerungsleitung dient im Empfänger ein mit Ultraskall (4,43 MHz) gespeister Glastab. Das neue System ist dem NTSC-System stark verwandt. Mit Hilfe von relativ einfachen Wandlern lassen sich die beiden Systeme leicht transcodieren.

G. Mahler (Telefunken AG, Hannover) sprach über „Die Synchronisation von Farbröhrengeneratoren im Empfänger ohne Quarz“. Er zeigte, daß der Oszillator zur Wiedergewinnung des Referenzträgers im Empfänger beim PAL-System nicht so phasengenau geregelt werden muß wie bei NTSC. Der Vorteil des geschichteten Verfahrens zeigt sich vor allem bei Magnetbandaufzeichnungen von Farbsendungen.

J. Müller (Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt) berichtete über „Vergleichende Untersuchungen verschiedener Farbfernseh-Systeme“. Um einen Überblick über die Vor- und Nachteile der zur Diskussion stehenden Farbfernsehverfahren zu erhalten, wurden im Fernmeldetechnischen Zentralamt verschiedene Systemeigenschaften (Empfindlichkeit gegenüber statistischen und periodischen Störungen, Fragen der Kompatibilität und der Farbbildwiedergabe) vergleichend untersucht. Als Bezugssystem diente dabei das auf unsere Norm modifizierte NTSC-Verfahren. Es zeigte sich, daß SECAM gegenüber NTSC etwas rauschempfindlicher ist; das Rauschen ist auch etwas grobkörniger. Bei periodischen Störern ist NTSC dem SECAM-Verfahren merkbar überlegen. Das PAL-System zeigte sich dem NTSC-System etwa ebenbürtig.

H. Hofp (Institut für Rundfunktechnik, München) erläuterte seine „Empfangsbeobachtungen mit NTSC, SECAM- und PAL-Farbfernseh-Systemen“. Dazu wurden im Mai 1963 im Moselatal Ausbreitungsversuche mit den drei zur Diskussion stehenden Systemen durchgeführt. Da der Hauptzweck der Beobachtungen der Vergleich der unterschiedlichen Empfindlichkeit der Verfahren gegenüber Reflexionsstörungen und Rau-

schen war, wurden bewußt Orte mit schlechten Empfangsverhältnissen ausgewählt. Die Sendungen gingen über den Sender Hardikopf, die Modulationen kamen vom Fernmeldetechnischen Zentralamt in Darmstadt und von den Telefunken-Laboratorien in Hannover. Die beiden Meßwagen enthielten Empfänger mit einheitlichem Monitor und umschaltbarem Decoder.

Aus einer sehr großen Anzahl von Beobachtungen wurde eine statistische Auswertung ermittelt. Sie ergab eine kleine Überlegenheit von NTSC gegenüber SECAM (vor allem im Rauschen) sowie eine merkbare, wenn auch geringfügige Überlegenheit von PAL gegen NTSC.

E. G. Trost (Standard Elektrik Lorenz AG, Pforzheim) zeigte seinen „Farbfernseh-Überwachungsempfänger mit Transistoren“. Der mit einer 17"-Rechteck-Farbröhre ausgestattete NTSC-Farbfernsehempfänger enthält etwa 100 Transistoren. Er ist leicht transportabel und eignet sich vor allem für Empfangsversuche an verschiedenen Orten. Er kann auch als Monitor verwendet und auf andere Farbfernseh-Systeme umgestellt werden.

H. Licht (Siemens & Halske AG, München) referierte über „Empfangsprobleme bei wachsender Belegung der verfügbaren Fernsehkanäle“. Die in Europa verfügbaren etwa 50 Fernsehkanäle ermöglichen die Ausstrahlung von drei unabhängigen Programmen in jedem Land. Einschließlich der Sendungen aus den Nachbargebieten wird in absehbarer Zeit der Fernsehempfang auf vier bis sechs Kanälen möglich sein.

Unter idealen Bedingungen bietet der wahlweise Empfang auf sechs verschiedenen Kanälen sowohl antennen- wie empfängerseitig keine Probleme. In der Praxis entstehen jedoch Schwierigkeiten wegen der begrenzten Selektion und Linearität der Empfangsgeräte sowie wegen der unerwünschten Abstrahlungen in Verbindung mit ungenügender gegenseitiger Entkopplung der Empfänger. Antennenanlagen, die den wahlweisen Empfang mehrerer Fernsehsender ermöglichen, müssen daher sorgfältig geplant und aufgebaut werden. Der nicht ganz „dichte“ 240-Ohm-Eingang der Empfänger bringt zusätzlich das Problem der Vorwärtsgesteuerter. Der Vorträger empfängt daher, die Empfänger mit einem koaxialen 60-Ohm-Eingang auszurüsten.

H. Röscher (Siemens & Halske AG, München) behandelte das Thema „Halbleiter-Bauelemente in Gemeinschaftsantennen“. Die hohe Lebensdauer der Halbleiter-Bauelemente ermöglicht den Aufbau sehr betriebssicherer Anlagen mit niedrigem Stromverbrauch und geringen Wartungskosten. Besonders in den UHF-Bereichen IV/V (470...860 MHz) sind infolge des niedrigen Eigenrauschen moderner Meso-Transistoren erhebliche Verbesserungen des Rauschabstandes bei kleinen Empfangsstärken möglich geworden. Ein nach dem Baustein-System aufgebauter Transistor-Antennenverstärker wurde eingehend beschrieben. Für die Zukunft ist zu erwarten, daß neue Transistoren auf Silizium-Basis auch höhere Ausgangsleistungen als bisher liefern werden.

K. Juhnke (Valvo GmbH, Hamburg) sprach über „Transistor-Videoverstärker im Fernsehempfänger“. Der in seiner Schaltung verwendete Silizium-npn-Mesa-Transistor BF 109 erlaubt eine Aussteuerung bis zu 100 V, wobei für das BA-Signal etwa 60...80 V zur Aussteuerung zur Verfügung stehen.

P. J. H. Janssen (Philips, Eindhoven) brachte das Referat „Der Einfluß von Streuungen der Schwarzabhebung im Sendesignal auf den Bedienungskomfort eines modernen Fernsehgerätes“. Der Vortragende zeigte, daß bei Nutzung der in der CCIR-Norm zugelassenen Toleranzen der Schwarzabhebung unzulässige Änderungen in der Gradation des Fernsehbildes auftreten, die von der Empfängerautomatik nicht korrigiert werden können. Erschlag vor, die Toleranzen auf der Senderseite einzuhören oder an der hinteren Syncronschaltung einen echten Schwarzbezugspunkt mitzuliefern.

H. Springer (Institut für Rundfunktechnik, München) zeigte „Kritische Betrachtungen über den Einfluß des Bildschirms und seiner unmittelbaren Umgebung auf die Wiedergabe von Fernsehbildern“. In dem Referat wurde auf einige vom technischen Standpunkt her bedeutende Merkmale wie Bildröhre, Filterscheibe und Bildmaske näher eingegangen. Die optimalen Bedingungen für die Betrachtung von Fernsehbildern wurden kurz gestreift. Dabei zeigte es sich, daß schutzscheinlose Bildröhren für die Bildwiedergabe nicht ideal sind.

G. Gassmann (Standard Elektrik Lorenz AG, Eßlingen) berichtete über „Ein neues Schaltungskonzept für den Horizontalablenktisch von Transistor-Fernsehempfängern“. Darin arbeitet die Zeilen-Endstufe zusätzlich als LC-Sinusoszillator, und zwar so, daß der Schwingkreis durch den niederohmigen Transistoreingang nur „parametrisch“ bedämpft wird, so daß man damit eine sehr hohe Frequenzkonstanz erreicht.

H. Funk (Institut für Rundfunktechnik, München) erläuterte „Technische Probleme bei der Anwendung des Magnettoleinen-Einbaldspeichers im Fernseh-Rundfunk“. Der Einbaldspeicher, der von Siemens vor zwei Jahren auf der FTG-Tagung in Aachen erstmalig vorgestellt worden war, gibt die Möglichkeit, aus einer laufenden Fernsehübertragung zu einem frei wählbaren Zeitpunkt einzelne Bilder zu speichern und anschließend als Standbilder beliebig lange wiederzugeben. Dieses Gerät ist beispielsweise nicht nur für die Röntgendiagnostik von Bedeutung, sondern es kann auch im Fernseh-Studio eingesetzt werden, um z.B. bei Sportsendungen in kritischen Situationen ein Bild „festzuhalten“. Hierzu ist es notwendig, den Folienspeicher genau, das heißt auf etwa einen halben Bildpunkt, mit der Sendung zu synchronisieren.

H. Haas (Loewe Optik AG, Kranach) referierte über „Optacard 505, ein tragbarer Transistorbetrieblicher Bildbandkoffer“. Das Gerät wurde aus dem stationären „Optacard 500“ entwickelt, wobei ohne Einbuße an Stabilität und Zuverlässigkeit durch Fortlassen aller für die Bildaufzeichnung entbehrlichen Teile eine spürbare Verkleinerung möglich wurde. Das Gerät arbeitet nach dem Einkopplerverfahren mit 360° Umklappungswinkel des Magnetogrammträgers um die Bildröhre bei 19 cm/s Bandgeschwindigkeit. Der Bildbandkoffer hat die Abmessungen von 47 cm x 45 cm x 28 cm, wiegt 25 kg und ermöglicht eine Aufzeichnung von 45 Minuten Dauer. P. Pils

Einführung in die Vektoralgebra

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 22, S. 836

4.3. Anwendungsbeispiele zum Vektorprodukt

4.3.1. Zahlenbeispiel

Von den Vektoren \mathbf{A} und \mathbf{B} aus Gl. (3;18), das heißt

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= (A_1, A_2, A_3) = (-2, 3, 1), \\ \mathbf{B} &= (B_1, B_2, B_3) = (0, 1, -1)\end{aligned}$$

soll das Vektorprodukt $\mathbf{C} = \mathbf{A} \times \mathbf{B}$ mit den Komponenten $C_k = (\mathbf{A} \times \mathbf{B})_k$ berechnet und die von den Vektoren \mathbf{A} und \mathbf{B} aufgespannte Fläche $F = |\mathbf{A} \times \mathbf{B}| \sin(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ des Parallelogramms bestimmt werden.

Nach Gl. (4;16) gilt für das Vektorprodukt die Darstellung

$$\mathbf{A} \times \mathbf{B} = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 \\ A_1 & A_2 & A_3 \\ B_1 & B_2 & B_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 \\ -2 & 3 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \end{vmatrix}. \quad (4;21)$$

In die Determinante Gl. (4;21) wurden die Komponenten der Vektoren \mathbf{A} und \mathbf{B} aus Gl. (3;18) eingetragen.

Die zu den Einheitsvektoren \mathbf{e}_k gehörenden Unterdeterminanten sind

$$\begin{aligned}U_1 &= \begin{vmatrix} 3 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix} = 3 \cdot (-1) - 1 \cdot 1 = -4, \\ U_2 &= \begin{vmatrix} -2 & 1 \\ 0 & -1 \end{vmatrix} = (-2) \cdot (-1) = 2, \\ U_3 &= \begin{vmatrix} -2 & 3 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = (-2) \cdot 1 = -2.\end{aligned} \quad (4;22)$$

Die Komponenten $(\mathbf{A} \times \mathbf{B})_k$ des Vektorproduktes $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ berechnen sich nach $(\mathbf{A} \times \mathbf{B})_k = (-1)^{k+1} U_k$ zu

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B})_1 = U_1 = -4, (\mathbf{A} \times \mathbf{B})_2 = -U_2 = -2, (\mathbf{A} \times \mathbf{B})_3 = U_3 = -2.$$

Ordnet man dem Vektorprodukt $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ einen Zeilenvektor $\mathbf{C} = \mathbf{A} \times \mathbf{B}$ zu, so folgt daraus die Darstellung

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \times \mathbf{B} = (-4, -2, -2). \quad (4;23)$$

Das Quadrat der von den Vektoren \mathbf{A} und \mathbf{B} aufgespannten Parallelogrammfläche errechnet sich aus

$$F^2 = (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) = C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 \quad (4;24)$$

zu

$$F^2 = (-4)^2 + (-2)^2 + (-2)^2 = 24, \quad (4;25)$$

woraus sich die Parallelogrammfläche zu

$$F = +\sqrt{|\mathbf{A} \times \mathbf{B}|^2} = +\sqrt{24} = 4,8990 \quad (4;26)$$

ergibt.

4.3.2. Das Drehmoment einer Kraft

Wirkt auf einen im Nullpunkt O drehbar angebrachten Körper in der Entfernung r vom Nullpunkt O die Kraft \mathbf{K} , so ist das daraus resultierende Drehmoment \mathbf{M} durch das Vektorprodukt

$$\mathbf{M} = \mathbf{r} \times \mathbf{K} \quad (4;27)$$

gegeben (Bild 38).

Greifen an einem drehbar angebrachten Körper mehrere Kräfte \mathbf{K}_i in den Entfernungen r_i vom Drehpunkt O an, so bewirken die einzelnen Drehmomente $\mathbf{M}_i = \mathbf{r}_i \times \mathbf{K}_i$ ein resultierendes Drehmoment \mathbf{M} , das sich additiv aus der Summe der Einzeldrehmomente zusammensetzt

$$\mathbf{M} = \sum_{i=1}^n \mathbf{M}_i = \sum_{i=1}^n \mathbf{r}_i \times \mathbf{K}_i. \quad (4;28)$$

Bild 38. Darstellung des Drehmoments $\mathbf{M} = \mathbf{r} \times \mathbf{K}$

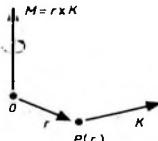


Bild 39. Darstellung von $\mathbf{M} = \mathbf{r} \times \mathbf{K} = 0$

Der Körper befindet sich im Gleichgewicht, wenn die Vektorsumme aller seiner Kräfte und Drehmomente gleich Null ist

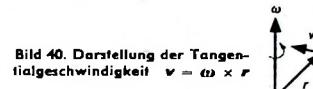
$$\mathbf{K} = \sum_{i=1}^n \mathbf{K}_i = 0, \quad \mathbf{M} = \sum_{i=1}^n \mathbf{M}_i = 0. \quad (4;29)$$

Wirkt auf den Körper nur eine Kraft \mathbf{K} , dann kann das Drehmoment $\mathbf{M} = \mathbf{r} \times \mathbf{K}$ nur dann verschwinden, wenn die Kraft \mathbf{K} entweder parallel oder antiparallel zum Ortsvektor \mathbf{r} , dem vektoriellen Abstand vom Drehpunkt, wirkt (Bild 39).

Das Drehmoment $\mathbf{M} = \mathbf{r} \times \mathbf{K}$ ist ein axialer Vektor, dem zusätzlich zu Betrag und Richtung noch ein Drehsinn zugeordnet ist. Der Drehsinn des Drehmomentes zeigt die Drehrichtung des Körpers an.

4.3.3. Die Tangentialgeschwindigkeit

Ein Punkt P rotiere um eine durch die Winkelgeschwindigkeit ω gekennzeichnete Drehachse (Bild 40). Liegt der Ursprung des Ortsvek-



tors r in der Drehachse, dann errechnet sich die Tangentialgeschwindigkeit v des Punktes P aus

$$v = \omega \times r. \quad (4;30)$$

Die Tangentialgeschwindigkeit $v = \omega \times r$ steht senkrecht auf der Winkelgeschwindigkeit ω und dem Ortsvektor r .

Die Winkelgeschwindigkeit ω ist ein axialer Vektor, während die Bahngeschwindigkeit v ein polarer Vektor ist.

4.3.4. Die Lorentz-Kraft

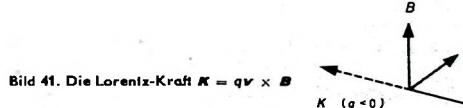
Bewegt sich ein Teilchen der Ladung q im Vakuum mit einer Geschwindigkeit v durch ein Magnetfeld der magnetischen Flußdichte B , dann wirkt auf das Teilchen die Kraft $\mathbf{K} = q \mathbf{v} \times \mathbf{B}$. (4;31)

Das Kraftgesetz Gl. (4;31) heißt Lorentz-Kraft nach seinem Entdecker, dem holländischen theoretischen Physiker H. A. Lorentz.

Nach der Definition des Vektorproduktes wirkt im Magnetfeld die Lorentz-Kraft senkrecht zu v und B . Die magnetische Flußdichte B kann vom Ort r und der Zeit t abhängig sein. Diesen Fall hat man zum Beispiel in den Ablenkspulen der Fernsehrohren, denn dort gilt $B = B(r, t)$, wobei die magnetische Flußdichte eine periodische Funktion der Zeit t ist. Das Kraftgesetz (4;31) ist von fundamentaler Bedeutung bei der elektronenoptischen Abbildung mit Hilfe elektrostatischer und magnetischer Linsen.

In der Formel der Lorentz-Kraft sind K und v polare Vektoren, während die magnetische Flußdichte B ein axialer Vektor ist.

Ist die Teilchenladung q positiv, dann bilden die Vektoren v , B und K wegen $K = q v \times B$ ein Rechtssystem, das heißt, für die Reihenfolge dieser



$$K = q v \times B \quad (q > 0)$$

Vektoren gilt die Rechte-Hand-Regel. Für negatives q bilden die eben genannten Vektoren ein Linkssystem (Bild 41).

q ist zum Beispiel positiv für Wasserstoff- und Deuteriumionen (${}^1_1 H^+$, ${}^2_1 H^+$), Heliumionen (${}^4_2 He^{++}$) und Positronen. Elektronen sind negativ geladene Elementarteilchen, sie tragen die Ladung $q = -e_0$. Die Größe e_0 ist die sogenannte elektrische Elementarladung.

Wird ein geladenes Teilchen so in ein Magnetfeld konstanter Richtung eingeschossen, daß sein Geschwindigkeitsvektor v parallel oder antiparallel zu B ist, so verschwindet das Vektorprodukt $v \times B$. Für diesen speziellen Fall ist die Lorentz-Kraft ein Nullvektor. Das geladene Teilchen bewegt sich dann so, als ob kein Magnetfeld vorhanden wäre, das heißt, es bewegt sich geradlinig parallel oder antiparallel zu B mit der Geschwindigkeit v .

4.3.5. Der Poyntingsche Vektor

Elektromagnetische Wellen sind transversal polarisiert. Die elektrische Feldstärke E und die magnetische Feldstärke H stehen aufeinander

und zur Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle senkrecht. Das Vektorprodukt $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ bezeichnet man als Energiestromdichte oder Poyntingsche Vektor

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}. \quad (4;32)$$

Der Poyntingsche Vektor $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ zeigt in Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle, er beschreibt die pro Sekunde durch die Flächeneinheit von der elektromagnetischen Welle transportierte Energie (Bild 42). \mathbf{E} , \mathbf{H} und \mathbf{S} bilden ein Rechtssystem.

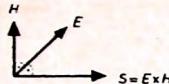


Bild 42. Der Poyntingsche Vektor $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$

5. Mehrfache Produkte

5.1. Das gemischte Produkt (Spatprodukt)

Unter dem gemischten Produkt $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$, auch Spatprodukt genannt, versteht man das skalare Produkt eines Vektors \mathbf{A} mit dem Vektorprodukt $\mathbf{B} \times \mathbf{C}$ zweier anderer Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} gemäß

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = \mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C}). \quad (5;1)$$

Der Name Spatprodukt für die Produktbildung $\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ röhrt von einer geometrischen Deutung her:

Die Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} seien gerichtete Strecken mit der Dimension einer Länge. Der Betrag F des Vektorproduktes $\mathbf{B} \times \mathbf{C}$ ist die Fläche F des von den Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Parallelogramms. Der Vektor $\mathbf{F} = \mathbf{B} \times \mathbf{C}$ steht senkrecht auf der von den Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Ebene und bildet mit diesen ein Rechtssystem.

Die skalare Multiplikation des Vektors \mathbf{A} mit dem Vektorprodukt $\mathbf{F} = \mathbf{B} \times \mathbf{C}$ führt auf

$$\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{F} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{F} \cos(\mathbf{A}, \mathbf{F}). \quad (5;2)$$

Darin ist die Größe $\mathbf{A} \cos(\mathbf{A}, \mathbf{F})$ die Höhe des von den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Parallelepipedes, dessen Grundfläche F von den Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} durch $\mathbf{F} = \mathbf{B} \times \mathbf{C}$ festgelegt ist (Bild 43).

Folglich bedeutet in Gl. (5;2) das skalare Produkt $\mathbf{A} \cdot \mathbf{F}$ das Volumen des von den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Parallelepipedes.

Das Spatprodukt $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ ist — abgesehen vom Vorzeichen — das Volumen des von den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Parallelepipedes. Bilden die Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} ein Rechtssystem, so ist das Vor-

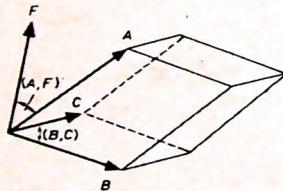
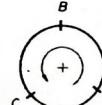


Bild 43. Geometrische Darstellung des aus den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Spates

Bild 44. Zyklische Vertauschung im Spatprodukt $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$



zeichen von $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ positiv, bilden sie ein Linkssystem, so ist das Spatprodukt negativ.

Die Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} können innerhalb des Spatproduktes $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ zyklisch vertauscht werden, vorausgesetzt, daß das Rechtssystem (beziehungsweise Linkssystem) der Vektoren erhalten bleibt. Es gilt

$$\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = \mathbf{B} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{A}) = \mathbf{C} \cdot (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \quad (5;3)$$

beziehungsweise in der Symbolik der eckigen Klammern

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = [\mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{A}] = [\mathbf{C}, \mathbf{A}, \mathbf{B}]. \quad (5;4)$$

Bild 44 zeigt die Reihenfolge der zyklischen Vertauschung ... $\mathbf{A} \rightarrow \mathbf{B} \rightarrow \mathbf{C} \rightarrow \mathbf{A}$... in symbolischer Darstellung.

Geometrisch bedeutet die zyklische Vertauschung Gl. (5;3) die Unabhängigkeit des Volumens des Parallelepipedes von der Benennung seiner Kanten.

Wird im Spatprodukt $\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ die Reihenfolge der Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} vertauscht, so folgt wegen $\mathbf{B} \times \mathbf{C} = -\mathbf{C} \times \mathbf{B}$ die Beziehung

$$\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = -\mathbf{A} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{B}). \quad (5;5)$$

Das Spatprodukt $\mathbf{A} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{B})$ bedeutet eine antizyklische Vertauschung der Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} ; denn \mathbf{A} , \mathbf{C} und \mathbf{B} bilden ein Linkssystem, wenn vorher die Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} ein Rechtssystem gebildet haben. Aus der zyklischen Vertauschbarkeit der Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} und wegen $\mathbf{C} \cdot (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) = (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{C}$ (kommutatives Gesetz der skalaren Multipli-

kation) erhält man aus Gl. (5;3) die Formel

$$\mathbf{A} \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{C} \quad (5;6)$$

beziehungsweise unter Weglassung der runden Klammern

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} \times \mathbf{C} = \mathbf{A} \times \mathbf{B} \cdot \mathbf{C}. \quad (5;7)$$

Im Spatprodukt Gl. (5;7) können bei gleicher Reihenfolge der Vektoren die skalare Multiplikation (\cdot) und die vektorielle Multiplikation (\times) miteinander vertauscht werden.

Sind in einem Spatprodukt zwei Vektoren linear abhängig (zum Beispiel $\mathbf{B} = \lambda \mathbf{A}$), so verschwindet das Spatprodukt, das heißt, es gilt

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = 0. \quad (5;8)$$

Bei zwei linear abhängigen Vektoren ist nämlich das Volumen des von ihnen aufgespannten Parallellepipeds gleich Null.

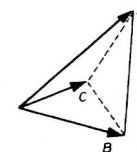


Bild 45. Aus den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespanntes Teilraeder

Will man das Volumen des von den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Tetraeders nach Bild 45 berechnen, dann gilt dafür die Gleichung

$$V = \frac{1}{6} [\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]. \quad (5;9)$$

5.1.1. Komponentendarstellung des Spatproduktes

Das Vektorprodukt $\mathbf{B} \times \mathbf{C}$ kann nach Gl. (4;16) als symbolische Determinante geschrieben werden

$$\mathbf{B} \times \mathbf{C} = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 & \mathbf{B}_3 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_3 \end{vmatrix}. \quad (5;10)$$

Die skalare Multiplikation des Vektorproduktes $\mathbf{B} \times \mathbf{C}$ in Gl. (5;10) mit dem Vektor $\mathbf{A} = A_1 \mathbf{e}_1 + A_2 \mathbf{e}_2 + A_3 \mathbf{e}_3$ führt auf die Darstellung

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = \begin{vmatrix} A_1 & A_2 & A_3 \\ B_1 & B_2 & B_3 \\ C_1 & C_2 & C_3 \end{vmatrix}. \quad (5;11)$$

Das Spatprodukt $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ bildet eine dreireihige Determinante der Vektorkomponenten A_k , B_k und C_k ($k = 1, 2, 3$).

Eine Determinante ist Null, wenn zwei Zeilen (oder Spalten) einander proportional sind.

Eine Determinante kehrt ihr Vorzeichen um, wenn zwei Zeilen (oder Spalten) miteinander vertauscht werden.

Diese Eigenschaften wurden im Abschnitt 5.1. ohne Benutzung der Determinantendarstellung hergeleitet.

Eine dreireihige Determinante kann entweder nach Unterdeterminanten entwickelt oder nach der Regel von Sarus (sprich Saruh) berechnet werden.

Nach der Sarusschen Regel schreibt man hinter dem zweiten vertikalen Strich der dreireihigen Determinante die ersten beiden Spalten in gleicher Reihenfolge, bildet dann die Summe der Produkte der Glieder der Hauptdiagonalen (—) und subtrahiert davon die Summe der Glieder der Nebendiagonalen (—). Bild 46 veranschaulicht die Sarussche Regel.

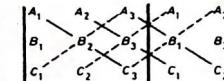


Bild 46. Regel von Sarus

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = A_1 B_2 C_3 + A_2 B_3 C_1 + A_3 B_1 C_2 - A_1 B_3 C_2 - A_1 B_2 C_3 - A_2 B_1 C_2. \quad (5;12)$$

Durch Auswertung der Formel Gl. (5;12) ergibt sich

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = A_1 B_2 C_3 + A_2 B_3 C_1 + A_3 B_1 C_2 - A_1 B_3 C_2 - A_1 B_2 C_3 - A_2 B_1 C_2. \quad (5;13)$$

In Gl. (5;13) sind die positiven Produkte die Glieder der Hauptdiagonalen, die negativen Produkte die der Nebendiagonalen, und zwar sind sie in der Reihenfolge von links nach rechts aufgeschrieben.

Wenn in einer dreireihigen Determinante ein oder mehrere Elemente Null sind, dann kann eventuell die Entwicklung nach Unterdeterminanten schneller zum Ziel führen als die Regel von Sarus.

5.1.2. Anwendungsbeispiele zum Spatprodukt

5.1.2.1. Zahlenbeispiel

Es seien die Vektoren

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= (-2, 3, 1), \\ \mathbf{B} &= (0, 1, -1), \\ \mathbf{C} &= (-1, -1, 3) \end{aligned} \quad (5;13)$$

gegeben.

Daraus soll das von den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} bestimmte Volumen des Parallelepipedes und des Tetraeders berechnet werden. Außerdem ist anzugeben, ob diese Vektoren ein Rechts- oder Linkssystem bilden.

Für das Spatprodukt $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ erhält man aus Gl. (5;12) die Determinante

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = \begin{vmatrix} -2 & 3 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 3 \end{vmatrix}. \quad (5;14)$$

Die vorstehende Determinante wird nach der Regel von Sarrus berechnet

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = \begin{vmatrix} -2 & 3 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 3 \end{vmatrix} = \frac{-2 \cdot 3 \cdot 1 + 3 \cdot (-1) \cdot 1 + 0 \cdot 1 \cdot (-1) - 1 \cdot 0 \cdot (-1) - (-1) \cdot (-1) \cdot (-2) - 3 \cdot 0 \cdot 3}{6} = -8$$

Daraus folgt

$$[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = -6 - 3 - 1 + 2 = -8. \quad (5;15)$$

Da das Vorzeichen des Spatproduktes $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ von Gl. (5;15) negativ ist, bilden die Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} von Gl. (5;14) ein Linkssystem.

Der Betrag des Spatproduktes $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$ ist gleich dem Volumen des von den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Parallelepipedes

$$V = |[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]| = 8. \quad (5;16)$$

Der sechste Teil von $[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] = 8$ ist das gesuchte Tetraedervolumen

$$V_T = \frac{1}{6} |[\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]| = \frac{4}{3} = 1,333\ldots. \quad (5;17)$$

5.1.2.2. Bewegung eines geladenen Teilchens in elektrischen und magnetischen Feldern

Ein Teilchen habe die Ladung q , die Masse m , und es soll sich im Vakuum mit der Geschwindigkeit v in einem elektrischen Feld der Feldstärke E und in einem magnetischen Feld der Flussdichte B bewegen. Die Vektorgrößen v , E und B können im allgemeinsten Fall vom Ort r und der Zeit t abhängen und beliebige Richtungen haben.

Die Bewegungsgleichung des geladenen Teilchens lautet

$$m \frac{dv}{dt} = K = q(E + v \times B). \quad (5;18)$$

In Gl. (5;18) ist der Anteil $q E$ die von der elektrischen Feldstärke E auf die Ladung q ausgeübte Kraft, $q v \times B$ ist die von der magnetischen Flussdichte B bei der Geschwindigkeit v auf die Teilchenladung q wirkende Lorentz-Kraft.

Multipliziert man Gl. (5;18) auf beiden Seiten skalar mit der Geschwindigkeit v , dann folgt

$$m v \cdot \frac{dv}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{m}{2} v^2 \right) = q E \cdot v + q v \cdot (v \times B). \quad (5;19)$$

In Gl. (5;19) verschwindet das Spatprodukt $v \cdot (v \times B)$, denn es enthält zwei gleiche Vektoren v .

Das Glied $\frac{m}{2} v^2$ ist die kinetische Energie des geladenen Teilchens. Wenn die elektrische Feldstärke E eine Funktion des Ortes r ist, dann ist das skalare Produkt $E \cdot v$ die negative Ableitung des Potentials V nach der Zeit

$$E \cdot v = -\frac{dV}{dt} = -\left(\frac{\partial V}{\partial x} \dot{x} + \frac{\partial V}{\partial y} \dot{y} + \frac{\partial V}{\partial z} \dot{z} \right). \quad (5;20)$$

Die potentielle Energie U des Teilchens der Ladung q ist

$$U = q V. \quad (5;21)$$

Aus Gl. (5;19) bis Gl. (5;21) folgt dann der Energiesatz

$$W = T + U = \text{const.} \quad (5;22)$$

In Gl. (5;22) ist W die Gesamtenergie des geladenen Teilchens. Ein magnetisches Feld (Flussdichte B) kann also die Gesamtenergie eines geladenen Teilchens nicht verändern, wohl aber dessen kinematischen Bewegungs-

ablauf und damit die Teilchenbahn. Von dieser Tatsache wird bei allen magnetischen Linsen (zum Beispiel magnetisches Elektronenmikroskop, Ablenkspulen der Fernsehröhren) Gebrauch gemacht.

Auch bei diesem Beispiel führt der Vektoralkalkül schnell und einfach zum Ziel.

5.2. Das dreifache Vektorprodukt

Das dreifache Vektorprodukt $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ kann durch Einführung des Hilfsvektors $\mathbf{F} = \mathbf{B} \times \mathbf{C}$ auf ein zweifaches Vektorprodukt $\mathbf{A} \times \mathbf{F}$ zurückgeführt werden. Die eingeschlossenen Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} spielen in dem dreifachen Vektorprodukt $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ eine besondere Rolle.

Nach der Definition des Vektorproduktes $\mathbf{B} \times \mathbf{C}$ steht der Hilfsvektor \mathbf{F} senkrecht auf der von den Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Ebene. Der Vektor $\mathbf{A} \times \mathbf{F}$ steht seinerseits senkrecht auf dem Hilfsvektor \mathbf{F} , er liegt also in der von den Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} aufgespannten Ebene. Man kann deshalb den Ansatz

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = \alpha \mathbf{B} + \beta \mathbf{C} \quad (5;23)$$

machen.

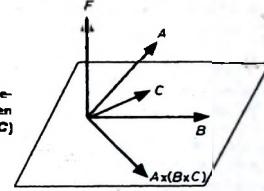


Bild 47. Geometrische Beziehungen im dreifachen Vektorprodukt $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$

Die in Gl. (5;23) auftretenden Koeffizienten α und β können aus den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und \mathbf{C} berechnet werden.

Im Bild 47 sind die geometrischen Verhältnisse des dreifachen Vektorproduktes $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ dargestellt.

Die Berechnung der Koeffizienten α und β in Gl. (5;23) erfolgt am einfachsten aus der Komponentendarstellung des dreifachen Vektorproduktes. Nach Gl. (4;16) gilt für den Hilfsvektor $\mathbf{F} = \mathbf{B} \times \mathbf{C}$ die Darstellung von Gl. (5;10), woraus sich die Komponenten

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_1 &= (\mathbf{B} \times \mathbf{C})_1 = B_2 C_3 - B_3 C_2, & \mathbf{F}_2 &= (\mathbf{B} \times \mathbf{C})_2 = B_3 C_1 - B_1 C_3, \\ \mathbf{F}_3 &= (\mathbf{B} \times \mathbf{C})_3 = B_1 C_2 - B_2 C_1 \end{aligned} \quad (5;24)$$

ergeben.

Unter Beachtung der Komponenten $\mathbf{F}_k = (\mathbf{B} \times \mathbf{C})_k$ erhält man für das dreifache Vektorprodukt $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = \mathbf{A} \times \mathbf{F}$ die Darstellung

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_1 & \mathbf{e}_2 & \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 & \mathbf{A}_3 \\ B_2 C_3 - B_3 C_2 & B_3 C_1 - B_1 C_3 & B_1 C_2 - B_2 C_1 \end{vmatrix}. \quad (5;25)$$

Zur einfacheren Schreibweise wird $\mathbf{D} = \mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ eingeführt. Aus Gl. (5;25) ergibt sich die Komponente \mathbf{D}_1 zu

$$\mathbf{D}_1 = (A_1 C_2 + A_2 C_3) B_1 - (A_1 B_2 + A_2 B_3) C_1. \quad (5;26)$$

Addiert man zu Gl. (5;26) auf der rechten Seite

$$0 = A_1 C_1 B_1 - A_1 B_1 C_1,$$

dann folgt daraus

$$D_1 = (A_1 C_1 + A_2 C_2 + A_3 C_3) B_1 - (A_1 B_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3) C_1. \quad (5;27)$$

Der Ausdruck in der ersten runden Klammer ist das skalare Produkt $\mathbf{A} \cdot \mathbf{C}$, in der zweiten runden Klammer steht das skalare Produkt $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$.

Für eine beliebige Komponente D_k des dreifachen Vektorproduktes $\mathbf{D} = \mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ gilt also

$$D_k = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{B}_k - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) \mathbf{C}_k \quad (k = 1, 2, 3). \quad (5;28)$$

Multipliziert man die Komponentengleichung (5;28) mit dem zugehörigen Grundvektor \mathbf{e}_k und summiert dann von $k = 1$ bis $k = 3$, dann folgt daraus der Entwicklungssatz

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{B} - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) \mathbf{C} \quad (5;29)$$

des Vektoralkalküls.

Der Entwicklungssatz Gl. (5;29) ist für die gesamte Vektorrechnung bei der Ableitung noch komplizierterer Vektorprodukte von fundamentaler Bedeutung.

5.2.1. Rechenregeln für das dreifache Vektorprodukt

Vervauscht man in dem dreifachen Vektorprodukt $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ die Reihenfolge der Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} , dann folgt daraus wegen des alternativen Gesetzes $\mathbf{B} \times \mathbf{C} = -\mathbf{C} \times \mathbf{B}$ die Beziehung

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = -\mathbf{A} \times (\mathbf{C} \times \mathbf{B}). \quad (5;30)$$

Ferner gilt

$$(\mathbf{B} \times \mathbf{C}) \times \mathbf{A} = -\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) \quad (5;31)$$

und

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) + \mathbf{B} \times (\mathbf{C} \times \mathbf{A}) + \mathbf{C} \times (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) = 0. \quad (5;32)$$

Sind in dem dreifachen Vektorprodukt $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C})$ die beiden Vektoren \mathbf{B} und \mathbf{C} einander proportional beziehungswise gleich, dann ergibt sich beispielsweise für $\mathbf{B} = \mathbf{C}$

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{B}) = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) \mathbf{B} - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) \mathbf{B} = 0.$$

Ergebnis:

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{B}) = 0. \quad (5;33)$$

Bei Gleichheit der Vektoren \mathbf{A} und \mathbf{B} , wobei $\mathbf{B} = \mathbf{C}$ angenommen ist, ergibt sich

$$\mathbf{A} \times (\mathbf{A} \times \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{A} - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}) \mathbf{C}. \quad (5;34)$$

Dieser Ausdruck ist unter den angegebenen Voraussetzungen ungleich Null.

5.3. Vierfache Produkte

Der Entwicklungssatz $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \times \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{B} - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) \mathbf{C}$ gestattet die Herleitung von Gleichungen vierfacher und höherer Produkte.

5.3.1. Skalares Produkt zweier Vektorprodukte

Es seien die Vektorprodukte $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ und $\mathbf{C} \times \mathbf{D}$ vorgegeben und skalär miteinander multipliziert

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = \mathbf{A} \times \mathbf{B} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{D}). \quad (5;35)$$

Auf der rechten Seite von Gl. (5;35) wurde die Klammer des Vektorproduktes $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ weggelassen. $\mathbf{A} \times \mathbf{B} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{D})$ stellt ein aus den Vektoren \mathbf{A} , \mathbf{B} und $\mathbf{C} \times \mathbf{D}$ bestehendes Spatprodukt dar. Nach Gl. (5;6) ist in Gl. (5;35) die skalare mit der vektoriellen Multiplikation vertauschbar

$$\mathbf{A} \times \mathbf{B} \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = \mathbf{A} \cdot \{ \mathbf{B} \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) \}. \quad (5;36)$$

Der in der geschweiften Klammer stehende Ausdruck ist das aus den Vektoren \mathbf{B} , \mathbf{C} und \mathbf{D} bestehende dreifache Vektorprodukt

$$\mathbf{B} \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = (\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) \mathbf{C} - (\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{D}. \quad (5;37)$$

Damit geht Gl. (5;36) in

$$\begin{aligned} (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) &= \mathbf{A} \cdot \{ (\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) \mathbf{C} - (\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{D} \} \\ &= (\mathbf{A} \cdot \mathbf{C}) (\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{D}) (\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) \end{aligned} \quad (5;38)$$

über. Den letzten Ausdruck kann man in Form einer zweireihigen Determinante darstellen

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{C})(\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{D})(\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) = \begin{vmatrix} \mathbf{A} \cdot \mathbf{C} & \mathbf{A} \cdot \mathbf{D} \\ \mathbf{B} \cdot \mathbf{C} & \mathbf{B} \cdot \mathbf{D} \end{vmatrix} \quad (5;39)$$

Sind in Gl. (5;39) speziell $\mathbf{A} = \mathbf{C}$ und $\mathbf{B} = \mathbf{D}$, dann folgt

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \cdot (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) = \mathbf{A}^2 \mathbf{B}^2 - (\mathbf{A} \cdot \mathbf{B})^2.$$

Diese Formel ist Gl. (4;10).

5.4. Vektorprodukt zweier Vektorprodukte

Die vektorielle Multiplikation der Vektorprodukte $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ und $\mathbf{C} \times \mathbf{D}$ führt auf den Vektor

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}).$$

In diesem Ausdruck ändert sich nichts, wenn bei gleicher Reihenfolge der Vektoren zum Beispiel die vordeire Klammer weggelassen wird. Man erhält

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = \mathbf{A} \times \mathbf{B} \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}). \quad (5;40)$$

Darin ist $\mathbf{B} \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = (\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) \mathbf{C} - (\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{D}$ ein dreifaches Vektorprodukt, das durch die linkseitige vektorielle Multiplikation mit dem Vektor \mathbf{A} in

$$(\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) = \{ \mathbf{A} \times (\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) \} \mathbf{C} - \{ \mathbf{A} \times (\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) \} \mathbf{D} \quad (5;41)$$

übergeht. In den geschweiften Klammern stehen die Spatprodukte $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \cdot \mathbf{D}) = [\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{D}]$ und $\mathbf{A} \times (\mathbf{B} \cdot \mathbf{C}) = [\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}]$. Damit folgt aus Gl. (5;40)

$$\begin{aligned} (\mathbf{A} \times \mathbf{B}) \times (\mathbf{C} \times \mathbf{D}) &= [\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{D}] \mathbf{C} - [\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}] \mathbf{D} \\ &= [\mathbf{A}, \mathbf{C}, \mathbf{D}] \mathbf{B} - [\mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}] \mathbf{A}. \end{aligned} \quad (5;42)$$

Der zweite Teil von Gl. (5;42) kann durch eine einfache Umformung aus dem ersten Teil hergeleitet werden.

5.5. Anwendungsbeispiel mehrfacher Produkte

Ein Massenpunkt der Masse m habe vom Nullpunkt des Koordinatensystems den vektoriellen Abstand r , er rotiere mit der Winkelgeschwindigkeit ω um eine durch den Nullpunkt gehende Drehachse (Bild 48).

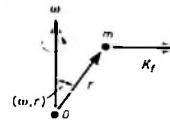


Bild 48. Fliehkraft als dreifaches Vektorprodukt

Die auf den Massenpunkt wirkende Zentrifugalkraft K_f , auch Fliehkraft genannt, ist durch das dreifache Vektorprodukt

$$K_f = -m \omega \times (\omega \times r) \quad (5;43)$$

Daraus errechnet sich die Zentrifugalbeschleunigung zu

$$b_f = \frac{K_f}{m} = -\omega \times (\omega \times r) = -\omega \times v = v \times \omega. \quad (5;44)$$

Das Vektorprodukt $v = \omega \times r$ ist die Tangentialgeschwindigkeit des Massenpunktes. Wegen $v = \omega \times r$ steht die Tangentialgeschwindigkeit v senkrecht auf der von der Winkelgeschwindigkeit ω und dem Ortsvektor r aufgespannten Ebene. v zeigt also im Bild 48 senkrecht nach unten in die Papierebene (ω , v und r bilden ein Rechtssystem). Die Vektoren v und b_f bilden wegen $b_f = v \times \omega$ ebenfalls ein Rechtssystem, das heißt, b_f , die Tangentialbeschleunigung, zeigt in die im Bild 48 angegebene Richtung. (Schluß folgt)

Buchbesprechungen

Dioden und Transistoren - Grundlagen. Von G. Fontaine. Philips Technische Bibliothek, 1963. VII, 470 S. m. 448 B. 15 cm x 20,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 29,- DM

Das Transistorlehrbuch. Von H. E. Kaden. Philips Technische Bibliothek, 1963. X, 200 S. m. 128 B. 16 cm x 23,2 cm. Preis in Ganzl. geb. 16,- DM

Transistoren Teil II - Probleme des Mittelwellensupers. Von J. Kommerloher. Prien 1963, C. F. Winter'sche Verlagshandlung. XII, 187 S. m. 98 B. u. zahlr. Tab. Preis in Ganzl. geb. 19,60 DM

Diese drei Bücher über die Transistortechnik behandeln zwar etwa das gleiche Gebiet, wenden sich aber an sehr verschiedene Leserkreise. Das Buch von Fontaine ist besonders für diejenigen bestimmt, die eine überwiegend praktische Ausbildung erhalten haben und daher die Arbeitsweise der Halbleiter-Bauelemente ohne abstrakte, rein theoretische Erläuterungen verstehen lernen wollen. Dem Verfasser ist es gelungen, die Grundlagen der Halbleiterphysik und die Funktion von Dioden und Transistoren anschaulich zu erklären, ohne besondere Anforderungen an die mathematischen Kenntnisse des Lesers zu stellen. Dazu tragen vor allem die zahlreichen, sehr übersichtlichen Abbildungen und der verhältnismäßig kurze, aber das Wesentliche klar herausstellende Text bei.

Auch das Transistor-Lehrbuch von Kaden setzt an mathematischen Kenntnissen nur die Algebra voraus. Es wendet sich speziell an den Praktiker, aber auch an den Studierenden und den Ingenieur, denen es das Rüstzeug geben will, beliebige Schaltungen zu verstehen und selbst zu entwickeln. Das Hauptaugenmerk dieses Lehrbuches liegt daher auf der Darstellung der Arbeitsweise des Transistors als Verstärkerlement (an Hand der Kennlinien und Ersatzschaltbilder) im Zusammenwirken mit den erforderlichen Schaltelementen. Die ausführliche Beschreibung beschränkt sich auf die Kleinsignalverstärkung bei niedrigen und hohen Frequenzen. Dabei wird aber nicht die wenig anschauliche Vierpoldarstellung verwendet, sondern der Transistor wird, wie auch bei Röhren üblich, als Zweiopol behandelt.

Nachdem im ersten Band die Grundlagen der Transistortechnik und die Niederfrequenzverstärker beschrieben wurden, beschäftigt sich der jetzt vorliegende zweite Teil des Werkes von Kommerloher mit den Problemen des Mittelwellensupers. Es werden sowohl die physikalischen Vorgänge quantitativ beschrieben als auch aus ihrer rechnerischen Behandlung Vorschriften für die Dimensionierung der Bauelemente abgeleitet. Dabei werden besonders die Größen sichtbar, die einen wesentlichen Einfluß auf die Dimensionierung haben. Das erfordert aber wegen der Frequenzabhängigkeit der Transistorwerte eine Beschränkung hinsichtlich des Frequenzbereichs. Die Hauptabschnitte sind: Transistor-Schaltungen bei hohen Frequenzen; Verstärkung; Der Eingangsteilwert; Neutralisation eines ZF-Vervielfachers; Verstärkung des neutralisierten ZF-Vervielfachers; ZF-Vervielfacher mit einkreisigem Bandfilter; ZF-Vervielfacher mit zweikreisigen Bandfiltern; Berechnung der Neutralisierungselemente des ZF-Vervielfachers in der Emitterschaltung; ZF-Vervielfacher in der Basischaltung; Berechnung der Gleichstromwiderstände und Kapazitäten; Oszillator in der Emitterschaltung; Oszillator in der Basischaltung; Mischstufe; Selbstschwingende Mischstufe; Berechnung des Bandfilters und der Verstärkung des selbstschwingenden Mischtransistors; Die Mischverstärkung bei hohem Kollektorlinienniederstand; Demodulation der Zwischenfrequenz; Berechnung der Schwingkreiselemente der Mischstufe; Praktisch ausgelührte selbstschwingende Mischstufe; Verstärkungsregelung durch Dämpfungsdioden; Verstärkungsregelung durch die Regelung der Steilheit; Gesamt-Schaltung des HF-Teils eines Mittelwellensupers. Die vom Verfasser vorausgesetzten mathematischen Kenntnisse sind natürlich nicht gering, und daher ist das Buch besonders für Studierende an Hoch- und Fachschulen sowie für den in der Praxis stehenden Ingenieur bestimmt.

Oben besprochene Bücher können bestellt werden bei
der HELIOS-Buchhandlung und Antiquariat GmbH,
Berlin-Borsigwalde, POSTanschrift: 1 BERLIN 52

Einfache Messung von Resonanzwiderständen und Impedanzen

1. Gütemessung nach dem Verstimmungsverfahren

1.1. Prinzip

Zunächst soll kurz auf die Gütemessung nach dem Verstimmungsverfahren eingegangen werden.

Die Ankopplung des zu messenden Schwingkreises an den Meßsender erfolgt über einen kleinen Kondensator C_k (Bild 1). Die Frequenz des Meßsenders wird unter

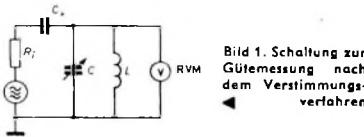


Bild 1. Schaltung zur Gütemessung nach dem Verstimmungsverfahren

Beobachtung des Röhrenvoltmeters (RVM) so lange variiert, bis die Resonanzfrequenz f_r erreicht ist. Die Resonanzfrequenz f_r ist dann erreicht, wenn auf dem RVM die Resonanzspannung U_r zur Anzeige kommt. Ausgehend von der Resonanzfrequenz f_r , wird nun die Frequenz des Meßsenders verstellt, bis die Spannung am Schwingkreis auf

$$\frac{U_r}{\sqrt{2}} \approx 0,7 U_r \quad (1)$$

abgesunken ist. Die Frequenzdifferenz bei dieser Verstimmung sei Δf gewesen. Es gilt dann für die Schwingkreisgüte

$$Q = \frac{f_r}{2\Delta f}. \quad (2)$$

1.2. Nachteile des Verstimmungsverfahrens

Die Gütemessung nach dem Verstimmungsverfahren hat zwei Nachteile, und zwar gerade für denjenigen, dem keine hochwertigen Meßinstrumente zur Verfügung stehen.

Der erste Nachteil ist der, daß kleine Frequenzdifferenzen Δf auf der Frequenzskala des Meßsenders sehr genau ablesbar sein müssen. Nimmt man beispielsweise eine Schwingkreisgüte $Q = 100$ bei einer Resonanzfrequenz $f_r = 500$ kHz an, dann errechnet sich nach Gl. (2) eine Frequenzdifferenz $\Delta f = 2,5$ kHz. Eine solche Ablesegenauigkeit dürfte aber nicht immer gegeben sein.

Der zweite Nachteil liegt in dem Koppelnkondensator C_k begründet. Die Koppelpkapazität C_k muß klein sein, damit der Innenwiderstand R_i des Meßsenders das Meßergebnis nicht verfälscht. Da Meß-

sender meist einen niederohmigen Ausgang haben, werden besonders im KW-Bereich sehr kleine Werte ($C_k < 1 \mu F$) erforderlich. Es ist zwar eine rechnerische Korrektur möglich, diese ist aber für die Praxis unbequem. Abgesehen davon, verursacht die lose Ankopplung eine Herabsetzung der Anzeigespannung. Diese sollte aber mit Rücksicht auf den Meßbereich des RVM nicht zu klein sein.

2. Messung von Resonanzwiderständen und Impedanzen nach der Methode der Differenzsubstitution

2.1. Prinzip der Differenzsubstitutionsmethode

Die beiden im Abschnitt 1.2. genannten Nachteile lassen sich umgehen, wenn zwischen dem Meßsender und dem Meßobjekt ein Verstärker mit hochohmigem Ausgang eingefügt wird. Ein hierfür geeigneter Einröhrenverstärker läßt sich mit geringem Aufwand zu einem Meßgerät ausbauen, mit dessen Hilfe die Ermittlung von Schwingkreisgüten, Resonanzwiderständen, Spulengüten, Induktivitäten und Kapazitäten möglich ist.

Die Speisung der Anordnung erfolgt mit konstantem Strom I über eine Pentode mit hohem Innenwiderstand R_i (Bild 2). Der Kreis L , C wird ohne Meßobjekt auf Resonanz abgestimmt. Der Drehkondensator C habe die Einstellung C_1 . Den regelbaren Leitwert G (ein in Leitwerten geeichtetes Potentiometer) stellt man auf einen kleinen Wert G_1 ein. Anschließend wird bei angeschaltetem Meßobjekt mit dem Drehkondensator C auf Resonanz nachgestimmt, das heißt, der Blindleitwert jB des Meßobjekts wird kompensiert. Der Drehkondensator C erhält dabei die neue Einstellung C_2 ; er ist also um $\Delta C = C_2 - C_1$ verstellt worden. Mit $\omega = 2\pi f$ gilt

$$jB + j\omega(C_2 - C_1) = jB + j\omega\Delta C = 0. \quad (3)$$

Ist $\omega\Delta C$ positiv, dann ist der Blindleitwert jB negativ, und es handelt sich bei dem Meßobjekt um einen induktiven Leitwert. Die Induktivität errechnet sich aus

$$\omega\Delta C = \frac{1}{\omega L} \quad (4)$$

zu

$$L = \frac{1}{\omega^2\Delta C}. \quad (5)$$

Ist $\omega\Delta C$ dagegen negativ, dann ist der Blindleitwert positiv, und das Meßobjekt zeigt einen kapazitiven Charakter. Kapazitäten C_2 können sehr leicht gemessen werden. Es ist einfach

$$C_s = -\Delta C = C_1 - C_2. \quad (6)$$

Im allgemeinen wird der Ausschlag des RVM bei angeschaltetem Meßobjekt auch bei Resonanz kleiner sein als ohne Meßobjekt. Dies ist auf die vom Wirkleitwert (Resonanzwiderstand, Parallelämpfung von Spulen) verursachte zusätzliche Beämpfung zurückzuführen. Die Resonanzspannung ohne Meßobjekt sei U_{r0} , die Resonanzspannung mit Meßobjekt U_r . Zur Bestimmung des Wirkleitwerts des Meßobjekts wird zunächst mit dem Drehkon-

densator C auf U_{r1} abgestimmt. Der einstellbare Wirkleitwert G habe dabei die Einstellung G_1 . Anschließend wird das Meßobjekt abgeklemmt und mit dem Drehkondensator C auf U_{r0} nachgestimmt. Nun ist der einstellbare Wirkleitwert G von der Einstellung G_1 aus so lange zu verändern, bis sich bei der Einstellung G_2 die gleiche Resonanzspannung U_1 einstellt wie bei angeschaltetem Meßobjekt. Es ist dann

$$G_s = \Delta G = G_2 - G_1, \quad (7)$$

und der Parallelwiderstand des Meßobjekts hat den Wert

$$R_p = \frac{1}{G_s} = \frac{1}{\Delta G}. \quad (8)$$

Wenn nur die Spulengüte interessiert, dann gilt

$$Q = \frac{R_p}{\omega L} = \frac{\omega\Delta C}{\Delta G}. \quad (9)$$

2.2. Hinweise zum praktischen Aufbau

Schwierigkeiten bereitet der regelbare Wirkleitwert G , weil regelbare Hochohmwiderrände im HF-Bereich schlecht realisierbar sind. Man macht daher von der Tatsache Gebrauch, daß eine in Spitzenrichtung arbeitende und mit dem Wirkwiderstand R belastete Diode HF-mäßig als Widerstand $R_{HF} = R/2$ wirkt. Bild 3 zeigt eine solche Schaltung. Als Be-

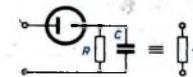


Bild 3. Schaltung, mit der im HF-Bereich ein regelbarer Hochohmwiderrand hergestellt werden kann

dingung für die Brauchbarkeit der Schaltung muß gefordert werden, daß $\tau = RC$ groß gegenüber $T = 1/f$ ist. Halbleiterdioden empfehlen sich nicht, da wegen des Sperrstroms die Beziehung $R_{HF} = R/2$ nicht mehr gilt.

Für die Kapazität C wird ein in pF geeichter Drehkondensator verwendet. Die Eichung braucht nicht im Gerät zu erfolgen, denn da nur Kapazitätsdifferenzen interessieren, spielen Schaltkapazitäten keine Rolle. Die Größe der Schwingkreisinduktivität L muß nicht bekannt sein. Es wird jeweils ein solcher Wert gewählt, daß sich sowohl mit als auch ohne Meßobjekt Resonanz einstellen läßt. Zweckmäßigerverweise hält man verschiedene Werte bereit.

2.3. Eine praktische Schaltung

Bild 4 zeigt eine praktische Schaltung, bei der für die Verstärkerröhre und die Gleichrichterdiode eine Verbundröhre EBF 2 verwendet wurde. Verbundröhren haben den Nachteil, daß wegen der gemeinsamen Kathode keine automatische Gittervorspannungserzeugung möglich ist. In der Schaltung nach Bild 4 wird die Gittervorspannung durch Gleichrichtung der Heizspannung gewonnen. Bei Verwendung einer getrennten Diode (beispielsweise EAA 91) entfällt diese Schwierigkeit. Das

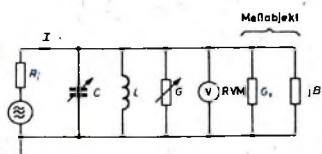


Bild 2. Schaltung zur Messung nach der Differenzsubstitutionsmethode. Diese Schaltung gestattet die Bestimmung von Resonanzwiderständen, Induktivitäten, Kapazitäten und Spulengüten.

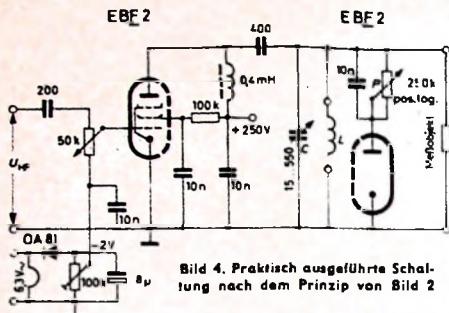


Bild 4. Praktisch ausgeführte Schaltung nach dem Prinzip von Bild 2

Potentiometer P wird in Wirkleitwerten $2 G$ geeicht. Um über den gesamten Skalenbereich eine einigermaßen gleichmäßige prozentuale Ablesegenauigkeit zu erhalten,

empfiehlt sich die Verwendung eines logarithmischen Potentiometers. Der Verfasser verwendete ein positiv-logarithmisches 250-kOhm-Potentiometer, mit dem sich für die praktisch vorkommenden Resonanzwiderstände von $\approx 5 \dots 500$ kOhm eine recht günstige Skalentellung ergab. Die Resonanzspannung muß größer als 5 V sein, damit die Beziehung $R_{HF} = R/2$ gilt.

Der Aufbau der Schaltung ist unkritisch. Zum Anschluß des Meßobjekts und der Spule L werden zwei Doppelbuchsen und vier Krokodilklemmen mit Vollkontakte stift verwendet. Die beiden Doppelbuchsen müssen in genügendem Abstand am Chassis angebracht sein, damit keine Verkopplungen vorkommen können. In

jede Buchse wird eine Krokodilklemme eingesteckt. Die Meßobjekte lassen sich dann bequem anklammern, ebenso die jeweils benötigten Spulen L . Beim Messen von Spulen mit HF-Litze ist auf verzinnete Anschlüsse zu achten.

Mit der Schaltung nach Bild 4 können niederohmige Meßobjekte (Spulen mit Güten $Q < 10$, sehr kleine Resonanzwiderstände) wegen des Einflusses der bei der Gleichrichtung entstehenden Oberwellen nicht mehr genau gemessen werden.

Schriftum

Meinke, H. H. u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 2. Aufl., S. 1558. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1962, Springer

E. KOCH, DL1HM

Für den KW-Amateur

Antennen für den mobilen Funkbetrieb

Während die Antennen für Mobilstationen in früheren Jahren stets im Selbstbau entstanden, kommen heute mehr und mehr industriell gefertigte Antennen in Gebrauch. Der nachstehende Bericht gibt einen Überblick über die in der Bundesrepublik und in den USA hergestellten, im UKW- und im KW-Amateurfunk gebräuchlichen Autoantennen.

KW-Mobilantennen

Unter den KW-Mobilantennen unterscheidet man solche, die für die Bänder 10 m, 15 m, 20 m, 40 m, 80 m durchstimmbar sind, und solche, die bei Bandwechsel einen Austausch der Antennenspule oder anderer Antennenteile erforderlich machen.

Das Auto bietet im wesentlichen zwei Festigungsmöglichkeiten für die KW-Mobilantenne: die Stoßstange und die Karosserie (Dach, vordere oder hintere Kotflügel). Der Karosseriebefestigung sollte wegen der dann besseren Abstrahlung der Vorzug gegeben werden.

Die KW-Mobilantennen sind durchweg bis etwa 200 W Ausgangsleistung geeignet.

Durchstimmbare Antennen
Bild 1 zeigt die für alle Bänder durchstimmbare KW-Mobilantenne „Bandspan-

ner“ aus Fiberglas untergebracht. Das untere Ende der 60 cm langen Antennenrute hat ein Kontaktträddchen (Kontaktbesen), das innen an den Spulenwindungen entlanggleitet. Durch Herausziehen oder Hereindrücken des unteren Rutenteils erfolgt die genaue Abstimmung auf die gewünschte Arbeitsfrequenz. Markierungsringe am ausziehbaren Teil erleichtern die Einstellung. Selbstreinigende Kontakte und waserdichte Einführungen sorgen für hohe

Betriebs sicherheit. Die maximale Länge der Mobilantenne ist 2,92 m.

Eine sehr interessante Ausführung einer KW-Mobilantenne mit elektronischem Bandwechsel zeigt Bild 2. Es ist die „autowhip TM 5“ (Preis 73,45 \$) der Mosley Electronics Inc. (4610 N. Lindbergh Blvd., Bridgeton, Missouri, USA). Diese Mobilantenne hat eine Gesamtlänge von 2,44 m. An ihrem Fußpunkt sind in einem kleinen Gehäuse fünf Abstimmkreise für die Bänder 10 m, 15 m, 20 m, 40 m, 80 m untergebracht, die auf eine wählbare Vorzugs-

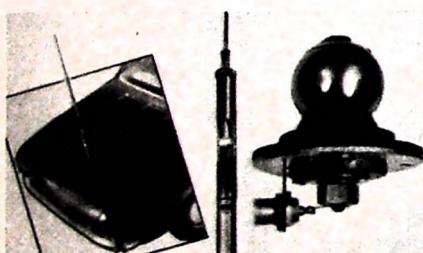


Bild 1. KW-Mobilantenne „Bandspanner“ von Webster; links: an der hinteren Stoßstange eines Personenkraftwagens montiert, Mitte: abstimmbare Verlängerungsspule, rechts: Montagefuß für Karosseriebefestigung

„ner“ von Webster (Preis 137,40 DM zuzüglich 65 DM für Montagesatz zur Befestigung an der Stoßstange oder an der Karosserie). Die Verlängerungsspule dieser Antenne ist im Innern eines Halterohrs

Bild 2. KW-Mobilantenne „autowhip TM 5“ von Mosley

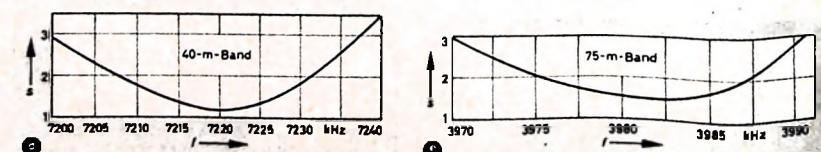
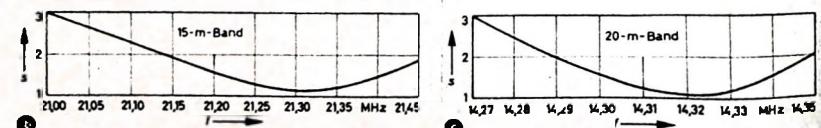
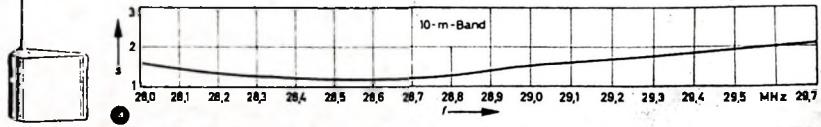
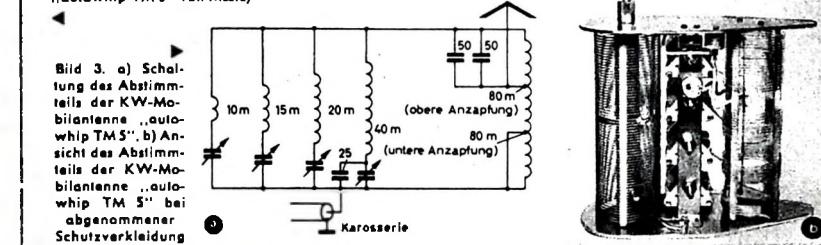


Bild 4. Stehwellenverhältnis s der KW-Mobilantenne „autowhip TM 5“, a) für das 10-m-Band, b) für das 15-m-Band, c) für das 20-m-Band, d) für das 40-m-Band, e) für das 75-m-Band

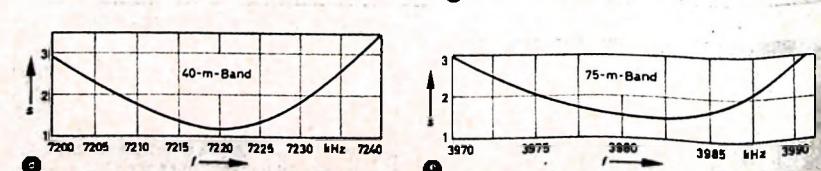


Bild 4. Stehwellenverhältnis s der KW-Mobilantenne „autowhip TM 5“, a) für das 10-m-Band, b) für das 15-m-Band, c) für das 20-m-Band, d) für das 40-m-Band, e) für das 75-m-Band

frequenz abgestimmt sind. Je nachdem, auf welches Band die Antenne abgestimmt wird, ist einer der fünf Abstimmkreise (Bilder 3a und 3b) wirksam. Die Diagramme im Bild 4 zeigen das Stehwellenverhältnis s der Antenne bei den vorab abgestimmten Frequenzen, die mit den eingebauten kleinen Drehkondensatoren beliebig gewählt werden können. Vor allem fällt bei den höherfrequenten Bändern die gute Breitbandigkeit der Antenne auf. Ein $s = 2$, bei dem etwa 10% der Sendeleistung reflektiert werden, ist durchaus noch akzeptabel. Die Antenne ist für einen Fußpunktwiderstand von 52 Ohm zum Anschluß an Koaxialkabel ausgelegt, das für optimale Anpassung an den niederohmigen Senderausgang (52 Ohm) eine Mindestlänge von etwa 6,85 m aufweisen muß.

Antennen mit auswechselbaren Teilen.

Bild 5 zeigt die neue KW-Mobilantenne „AMO 1“ (Preis 98 DM) von fuba. Bei Bandwechsel wird ihre Spule ausgetauscht. Die Gesamtlänge des 4teiligen Teleskops ist 2,88 m. Die Feinabstimmung

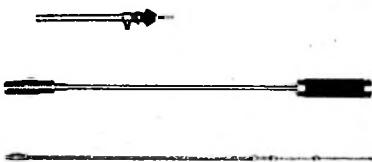


Bild 5. KW-Mobilantenne „AMO 1“ von fuba

erfolgt durch Hereindrücken oder Herausziehen des oberen Teleskopteils. Letzteres ist mit einer Strichskala versehen. Die „AMO 1“ besteht aus einem Einbaufuß mit Anschluß für Koaxialkabel, einer Tonnenfeder aus hochglanzpoliertem Edelstahl, einem Antennenwischenstab, einem Spulenkörper und einem 4teiligen Teleskop. Die Bewickelung der Spule muß selbst (nach mitgelieferten Daten) vorgenommen werden. Unbewickelte Spulen zur Abstimmung der Antenne auf andere Bänder sind zusätzlich lieferbar (Preis 12 DM). Die Antenne ist für Karosseriebefestigung vorgesehen.

Die neue „Topper-Top-Loaded-Mobilantenne“ von hy-gain (8405 N. E. Highway 6, Lincoln, Nebraska, USA) hat einen hohen Wirkungsgrad, der durch die Unterbringung der Ladespule (loading coil) im obersten Teil der Rute erreicht wird. Es fließt daher im Antennenstab ein hoher Strom,



Bild 6. Stromverteilung auf einer Stabantenne mit Ladespule: a) Spule an der Basis, b) in der Mitte, c) am Ende des Antennenstäbes angebracht

der für eine optimale Abstrahlung von größter Wichtigkeit ist. Bild 6 zeigt die Stromverteilung bei Mobilantennen mit Spule an der Basis, in der Mitte des Stabes und am Ende der Rute. Die Mobilantenne besteht aus einem Universal-Stahlmastteil „TM 38“ (Preis 7,95 \$) von 13 mm Durchmesser mit einer Länge von 91 cm und der auswechselbaren Antennen-

route (für das 80-m-Band 1,82 m lang) mit der Verlängerungsspule an der Spitze, die für die einzelnen Bänder (10 m, 15 m, 20 m, 40 m, 80 m) wahlweise geliefert wird (Preis 7,95 ... 11,95 \$). Die genaue Abstimmung auf die Sendefrequenz wird durch Verstellen der Antennenlänge erreicht. Die Bandbreite ist im 10-m-Band 2 MHz, im 15-m-Band 600 kHz, im 20-m-Band 400 kHz, im 40-m-Band 150 kHz und im 80-m-Band 50 kHz. Bei Resonanz ist das Stehwellenverhältnis weniger als 2:1. Der Fußpunktwiderstand der Antenne ist 50 Ohm, so daß ohne Verwendung von Zwischenkreisen auf einfachste Weise die volle Energie direkt vom Senderausgang von 50 Ohm zur Antenne gelangt. Die Antenne ist für eine AM-Leistung von 100 W und für SSB von 300 W ausgelegt. Ein kontaktsicherer Schnellverschluß ermöglicht die Abnahme der Antennenroute vom Mastteil ohne Hilfe von Werkzeug. Mit einem Gelenk im Mastteil läßt sich die Antenne zum Einfahren in die Garage leicht umlegen. Die Spule ist vollkommen gekapselt und vor Witterungseinflüssen bestens geschützt. Die schlanke Bauform hält den Winddruck und die mechanische Beanspruchung gering.

Bei den KW-Mobilantennen von New-Tronics im Bild 7 wird für alle Bänder ein 1,38 m langer Mastteil (Preis 7,95 \$) verwendet. Der Mastteil hat auf halber Länge ein Gelenk und läßt sich umlegen, so daß das Fahrzeug in die Garage eingefahren werden kann, ohne daß die Antenne abmontiert oder zusammengeschoben werden muß. Für die einzelnen Bänder werden die Spulen mit dem oberen Antennenteil (Preis zwischen 5,95 \$ und 11,95 \$) geliefert. Für das 80-m-Band mißt die Gesamtlänge der Antenne 2,95 m. Die Antennen sind so ausgelegt, daß der Fußpunktwiderstand etwas 52 Ohm ist. Es kann daher jedes 52-Ohm-Kabel direkt angeschlossen werden.

Die Antenne „Wondershaft“ der Columbia-Products Co. (USA), ist nur für jeweils ein Band ausgelegt (Bild 8). Es muß bei Bandwechsel der gesamte Strahler mit Spule am Fußpunkt ausgewechselt werden. Die Antenne besteht aus Fiberglas mit einem weißen Kunststoffüberzug aus Polyester. Die Spule ist hierin eingebettet und erstreckt sich über die gesamte Antennenroute. Es handelt sich um eine Art Wendelantenne („normal mode helical antenna“). Diese Konstruktion bietet einige nicht zu unterschätzende Vorteile. Sie zeichnet sich vor allem durch das niedrige Gewicht und die hohe Flexibilität aus, so daß kein kostspieliger Federfuß nötig ist. Der Plastiküberzug in Verbindung mit dem Fiberglas verhindert Korrosion und mechanische Beschädigungen. Die Antenne hat für das 10-m-Band und das 15-m-Band eine Gesamtlänge von 1,22 m (Preis je 15,90 \$), für das 20-m-Band eine Gesamtlänge von 1,83 m (Preis 18,75 \$) und für das 40-m-Band sowie für das 80-m-Band eine Gesamtlänge von 2,44 m (Preis je 22 \$).

UKW-Mobilantennen

Polarisation und Richtcharakteristik der Antennen spielen bei mobilem Funkbetrieb auf dem 2-m-Band eine große Rolle. Im kommerziellen UKW-Funksprechverkehr (Polizei, Feuerwehr usw.) arbeitet man mit vertikaler Antennenpolarisation, und es genügt eine senkrechte Stabantenne auf dem Wagendach, die Rundempfang beziehungsweise Rundstrahlung gestattet. Da

der kommerzielle UKW-Funksprechverkehr mit Frequenzmodulation arbeitet, werden Feldstärkeschwankungen (Flattererscheinungen) in der Begrenzerschaltung ausgeregelt und daher weitgehend unwirksam gemacht. Der 2-m-Amateurfunkwickelt sich dagegen überwiegend mit horizontaler Antennenpolarisation und mit Amplitudenmodulation ab. Wegen des oft ständigen Ortswechsels bei mobilem Funkbetrieb sind die üblichen Richtanten ungeeignet. Es kommen daher für den Mobilbetrieb in Frage: der abgewinkelte Schleifendipol, der abgewinkelte gestreckte Dipol, der Kreuzdipol und der Ringdipol. Um eine Beeinflussung der Abstrahlcharakteristik durch die Karosserie

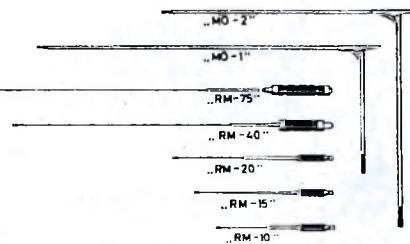


Bild 7. Teile der KW-Mobilantenne von New-Tronics

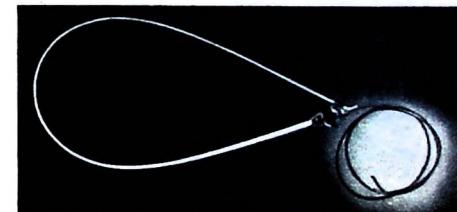


Bild 8. KW-Mobilantenne „Wondershaft“ der Columbia-Products Co.



Bild 9. Ringdipol für das 2-m-Band. Es handelt sich um eine Selbstanfertigung ►

zu vermeiden, sollte die Mobilantenne in einem Abstand von $1/2$ über dem Wagendach angebracht sein. Eine entsprechend starke Halterung muß Bewegungen des Dipols während der Fahrt verhindern, da sonst Flattererscheinungen den Empfang beeinträchtigen.

Die beliebteste 2-m-Mobilantenne ist der Ringdipol, der auch als „Halo“ bezeichnet wird. Sein Durchmesser liegt bei 35 cm, so daß er am Fahrzeug nicht sonderlich auffällt (Bild 9). Gegenüber einem Dipol mit einem Gewinn von 0 dB (± 1 fach) in seinen beiden Hauptempfangsrichtungen



Bild 10. Ringdipol „HH 2-B“ für das 2-m-Band von hy-gain

Bild 11. Winkeldipol für das 2-m-Band

Bild 12. Magnet-Haftantenne für das 2-m-Band von Kathrein

liegt der Spannungsgewinn beim Ringdipol in allen Richtungen bei -6 dB ($\triangle 0,5\text{fach}$). Ringdipole für das 2-m-Band werden in Deutschland nicht industriell gefertigt. Der im Bild 10 gezeigte, von *hy-gain* hergestellte Ringdipol „HH 2-B“ (Preis 5,95 \$) für das 2-m-Band hat 35 cm Durchmesser und ist zum direkten Anschluß an 52-Ohm-Koaxialkabel ausgelegt. Er läßt sich auch noch optimal auf einen gewünschten Teil des 2-m-Bandes abstimmen.

Gute Resultate ergibt der Kreuzdipol, der im Mittel einen Gewinn von -3 dB ($\triangle 0,75\text{fach}$) bringt. Diese Antenne ist jedoch recht ungestalt und findet deshalb bei Mobilbetrieb kaum Verwendung.

Eine brauchbare Rundstrahlantenne ist der abgewinkelte Dipol. Er hat zwei Hauptstrahlrichtungen, in denen er einen Gewinn von $-1,5 \text{ dB}$ ($\triangle 0,9\text{fach}$) liefert. In Richtung der sonst beim gestreckten Dipol vorhandenen Nullstellen zeigt er etwa den gleichen Gewinn wie ein Ringdipol. Der gewinkelte Dipol läßt sich leicht aus einem normalen 2-m-Dipol zusammensetzen. Er wird dazu auf etwa 100° abgewinkelt. Die Anpassung an das 60-Ohm-Koaxialkabel stellt eine Balun-

Schleife her. Der Verfasser hat seinen Winkeldipol an einem 1 m langen Aluminiumrohr mitten auf dem Wagendach befestigt (Bild 11). Das untere Ende des Aluminiumrohrs steckt zum Schutz der Karosserie in einem Gummisauger eines Autogepäckständerns. Mit Perlonsseilen und Spannslössern ist der Antennenträger 4fach an den Enden der Regenrinne verspannt. Dadurch ist die mechanische Stabilität des Aufbaus auch bei größter Fahrgeschwindigkeit auf der Autobahn gesichert. Mit dieser Antenne wurden während der Fahrt mit einem 100-mW-Funksprechgerät Entfernung bis zu 50 km überbrückt.

Für den mobilen 2-m-Funkbetrieb liefert *Kathrein* (Rosenheim, Bayern) eine Magnet-Haftantenne (Bild 12) mit 60 Ohm Fußpunktwiderstand und Koaxialanschluß. Im Antennenfuß ist ein starker Magnet mit einer Haftkraft von 20 kp eingebaut, der es gestattet, die Antenne ohne sonstige Befestigungsmaßnahmen an geeigneter Stelle an der Karosserie anzubringen. Der Strahler ist schwenkbar, so daß sich die Antenne auch an senkrechten Flächen anbringen läßt. Zum Schutz der Wagenlackierung ist über den Antennenfuß eine Neoprene-Schutzhülle gezogen. Die Magnet-Haftantenne wird in der Ausführung „K 51122“ (Preis 46,50 DM) mit nichtrostendem $\lambda/4$ -Strahler und einem Gewinn von 0 dB ($\triangle 1\text{fach}$) und in der Ausführung „K 51132“ (Preis 56 DM) mit einem $5/8 \lambda$ langen Strahler (Rutenlänge 1,23 m) und einem Gewinn von $+2 \text{ dB}$ ($\triangle 1,6\text{fach}$) geliefert. Obwohl die Antenne für vertikal polarisierte Abstrahlung vorgesehen ist, läßt sich die Antenne mit Erfolg auch bei Anlagen mit horizontaler Polarisation verwenden. Der Einfluß der Autokarosserie verursacht nämlich wie bei den Rundfunk-Autoantennen eine gewisse Drehung der Polarisation, so daß sich insbesondere mit dem Modell „K 51132“ bei horizontaler Polarisation etwa der Gewinn eines Ringdipols erreichen läßt. Es wäre jedoch vorteilhaft, wenn alle 2-m-Mobilstationen mit vertikaler Antennapolarisation arbeiten würden, weil dann die Verständlichkeit untereinander wesentlich besser wäre. Da die Feststationen mit größerer Leistung und ihre Antennen mit höherem Gewinn arbeiten, wäre dann auch ein gewisser Dämpfungsausgleich zwischen Mobilstationen mit vertikaler und Feststationen mit horizontaler Antennapolarisation gegeben.

Persönliches

M. Mau 70 Jahre

Der Mitinhaber der *Saba*-Generalvertretung Hamburg, Max Mau, beging am 30. Oktober 1963 seinen 70. Geburtstag. Seit 41 Jahren für *Saba* tätig, hat er wesentlich dazu beigetragen, den Ruf dieses Unternehmens zu verbreiten und zu festigen.

Dr. W. Wolff 65 Jahre

Am 3. November 1963 vollendete Direktor Dr. Willy Wolff, Leiter des Fachgebietes „Fernmeldekabel“ im Fachbereich Anlagen, Weltverkehr und Kabeltechnik der Telefunken AG, sein 65. Lebensjahr. In seiner beruflichen Laufbahn hatte er nicht nur wesentlichen Anteil an vielen bedeutenden Entwicklungen auf dem Gebiet der Fernmelde-technik, besonders der Kabeltechnik, sondern er nahm auch richtungweisenden Einfluß auf das gesamte Massenkern- und Spulen-gebie-t. Seine Kenntnisse und Erfahrungen fanden ihre Anerkennung in der Berufung in verschiedene in- und ausländische Gremien; unter anderem ist er Vorsitzender in der Fernkabel-Kommission der Deutschen Fernkabel-Gesellschaft und Vorsitzender im Arbeitsausschuß Fernmeldekabel und -Leitungen der Technischen Kommission des Fachverbandes „Kabel und isolierte Drähte“ im ZVEI.

H. Pancke 60 Jahre



Der 1. Vorsitzende des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e.V., Helmut Pancke, begeht am 1. Dezember 1963 seinen 60. Geburtstag.

Seit neun Jahren steht H. Pancke, Inhaber der Firma *Mufag Großhandels GmbH*, Hannover, als 1. Vorsitzender an der Spitze des VDRG. Der gebürtige Berliner, gelernter Außenhandelskaufmann und seit 40 Jahren selbständiger Unternehmer, ist ein Pionier der Branche und des Großhandels. Mit seinem sachkundigen und besonnenen Verhandlungsstil fand er immer einen Weg durch die vielfältigen Probleme des Wirtschaftszweiges, und in mancher harten Auseinandersetzung um Produktionshöhe, Preise und Rabatte hat er unter den Marktbeteiligten ausgleichend wirken können. Als 1. Vorsitzender des VDRG ist es ihm ein besonderes Anliegen, die Funktionen des Großhandels auf dem Rundfunk- und Fernsehmarkt nachdrücklich hervorzuheben. H. Pancke ist außerdem Präsident der Europäischen Arbeitsgemeinschaft des Rundfunk-, Fernseh- und Phono-großhandels, die bereits 11 Länder umfaßt und deren Entstehen seiner Initiative mit zu verdanken ist.

Dr. D. Hopf 50 Jahre

Dr. Dietrich Hopf, der Leiter des Applikationslagers der *Valvo GmbH*, wurde am 15. November 1963 50 Jahre alt. Der gebürtige Thüringer studierte an den Hochschulen in München und Berlin. Nach dem Kriege ging Dr. Hopf nach München, wo er am Institut für Elektromedizin und Elektronentechnik tätig war und auch einen Lehrauftrag der Universität erhielt. Im Juni 1949 trat er bei der *Valvo GmbH* ein und übernahm zunächst innerhalb der technisch-kommerziellen Abteilung das Gebiet Rundfunkröhren. Seit 1953 leitet er das Applikationslager in Hamburg-Stellingen.

G. Meyer 25 Jahre bei Bosch

Günther Meyer, der kaufmännische Geschäftsführer der *Robert Bosch Elektronik GmbH*, beging am 1. November 1963 sein 25jähriges Dienstjubiläum.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUND SCHAU

brachte im Novemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Ein deuteriumgefülltes 200-MW-Thytron neuester Entwicklung

Die Benutzung von Kopplungen der Induktivitäten zur Kompensation des Anstiegs der Verstärkung mit der Frequenz bei Breitbandkettenverstärkern

Gleichstrommotoren mit gedruckter Wicklung

Die Beurteilung der Katalodengüte durch Impulsmessungen

Format DIN A4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 3,50 DM, Einzelheft 3,75 DM

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Dimensionierung n-stabiler Multivibratorstufen

1. Einleitung

Für viele Anwendungen in der elektronischen Zähletechnik werden Multivibratorstufen benötigt. Die am häufigsten verwendete Multivibratorschaltung ist der bistabile Typ. Auf der Grundlage des bistabilen Multivibrators lässt sich eine n -stabile Multivibrat-

orschaltung entwickeln. Die n -stabile Multivibratorschaltung kann zum Beispiel mit Vorteil in digitalen Zähldekaden eingesetzt werden. Zur Erreichung einer zehnstufigen Untersetzung der Zähldekade werden dabei eine zweistufige (binäre) und eine fünfstufige (quintäre) Multivibratorschaltung zu einem Dezimaluntersetzer kombiniert. Auch für beliebige Untersetzungsverhältnisse (praktisch bis $n = 5$) können n -stabile Multivibratorstufen Vorteile bringen. Im folgendem werden Aufbau und Dimensionierung der n -stabilen Multivibratorschaltung behandelt.

2. Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung einer biquinären Zähldekade [1, 2, 4]. Eine biquinäre Zähldekade setzt sich im wesentlichen aus einem

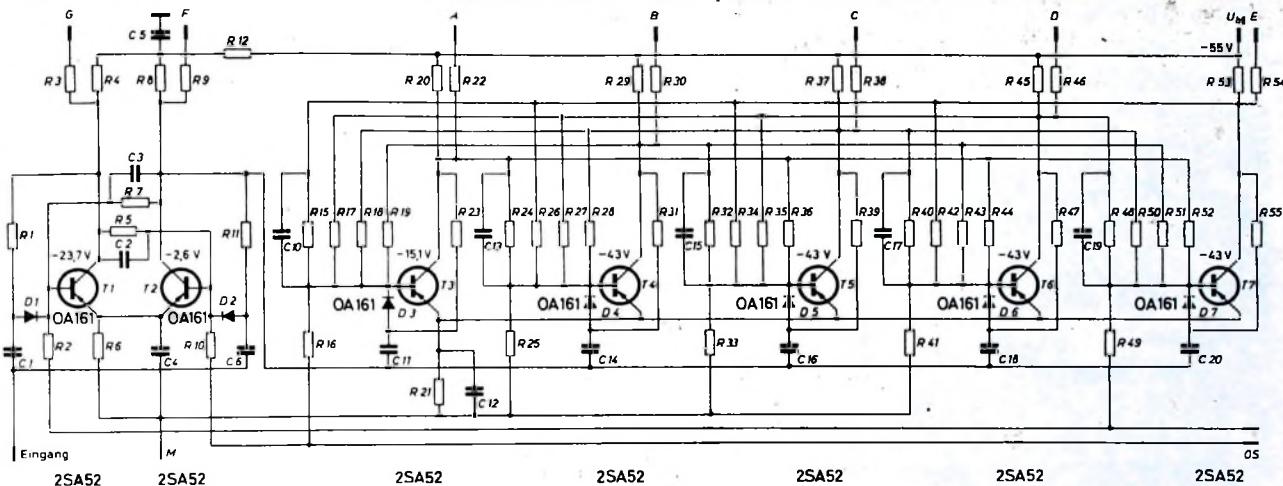


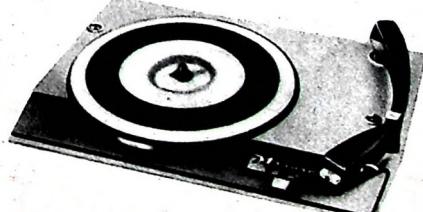
Bild 1. Schaltung einer biquinären Zähldekade



Einer der meistgekauften Plattenwechsler der Welt



Das slim-line-Chassis UA 15, von Raymond Loewy gestaltet, lässt sich universell verwenden und ist farblich auf Tonmöbel jeder Holzart und Ausführung abgestimmt.



Das Stereo-Chassis GU 7, für Stereo- und Mono-Wiedergabe, mit 4 Geschwindigkeiten, wahlweise für Netz- und Batteriebetrieb, automatische Abschaltung. Zuverlässig wie alle BSR-Geräte!



BSR (Germany) GmbH

2 Hamburg 1 · West Germany · Schopenstehl 20/21 · Normannenhof



Stereopult TC 20 aus der »audio«-Klasse

Alltransistor-Gerät in der Bauweise des audio 1. Flachform, obenliegende Bedienelemente, Plexiglasdeckel. Dank kleiner Abmessungen überall unterzubringen, besonders geeignet für Tisch- oder Regalaufstellung. Drei Wellenbereiche, laufruhiger Plattenspieler P 2 (ebenfalls Neuentwicklung), Anschluß für Tonband. Ausgangsleistung 2x4,5 Watt, Klirrfaktor 1%. Als Lautsprecher besonders geeignet: L 25. Preis des Gerätes DM 795.-

Das Spitzengerät audio 1 hat 2x8 Watt Ausgangsleistung, 4 Wellenbereiche, automatische Scharfjustierung, Plattenspieler mit Aufsetzhilfe, wahlweise magnetischen Tonabnehmer. Preis DM 1090.- (1250.-)

Braun AG,
Frankfurt (Main), Rüsselsheimer Straße

zwei- und einem fünfstabilen Multivibrator zusammen. Die Ausgangsinformationen der Zähldekade im biquinären Code liegen dabei direkt ohne Spannungsverluste vor [4]. Benötigte Anzeigesysteme können mit kleinem Codieraufwand angeschlossen werden. Gegenüber einer Zähldekade mit vier bistabilen Multivibratoren fällt der Vergleich der Transistorenanzahl zugunsten der biquinären Schaltung aus. Je nach Aufbau kann allerdings die Bauelementedichte der biquinären Ausführung höher sein, da die stabilen Schaltzustände im Quinarteil n-stufige Widerstandsnetzwerke voraussetzen. Sehr übersichtlich ist auch die Ausbildung der Schaltung nach Bild 1 zur biquinären Vorwärts-Rückwärts-Zähldekade durchzuführen [2].

Die n-stabile Multivibratorschaltung läßt sich auch bei Zähldekaden in Röhrentechnik verwenden. Hierbei ergibt sich die einfache Möglichkeit, eine Glühlamtziffernröhre für Einzeleinzelanzeige ohne größeren Codieraufwand direkt an die biquinäre Multivibratorschaltung anzuschließen [3]. In einem industriellen Zählgerät [1] ist das gleiche Prinzip von biquinärer Zähldekade mit angeschlossener Ziffernröhre in Transistorstechnik angewendet. Damit kann gleichzeitig die Zählanzeige im Speicherverfahren vorgenommen werden. Die Zähldekade mit Ziffernröhre speichert dabei die Zählwerte einer weiteren angeschlossenen Zähldekade ohne Anzeigevorrichtung. Für beide Typen der Zähldekaden mit oder ohne Anzeige hat sich die biquinäre Schaltung bewährt. Der Anschluß von Registrergeräten mit beliebigem Code an eine biquinäre Anzeigezähldekade ist ebenfalls leicht möglich.

3. Statische Dimensionierung

Der statischen Dimensionierung sei Bild 2 zugrunde gelegt. Der Übersichtlichkeit halber wurde hier $n = 3$ gewählt. Mit Hilfe von n läßt sich allgemein die Anzahl der benötigten Schaltelemente angeben. Die Schaltung setzt sich aus n Transistoren, n Collector-, n Basis- und $n \cdot (n-1)$ Vorwiderständen zusammen. Es soll jeweils ein Transistor leiten, und es sollen $n-1$ Transistoren gesperrt sein. Die Emitterspannung wird an einem gemeinsamen Widerstand vom jeweils fließenden Emitterstrom des leitenden Transistors erzeugt.

Die statische Verkopplung der Transistoren geht aus den Bildern 3 und 4 hervor. Das Netzwerk im Bild 3 gilt für den leitenden und das im Bild 4 für den gesperrten Transistor. Für den leitenden Transistor wird

$$I_b \geq \frac{I_e}{B} \quad (1)$$

gewählt. Für B kann der niedrigste Exemplarstreuwert eingesetzt werden, damit der Transistor sicher im Übersteuerungsgebiet betrieben wird. Tritt bei Transistoren mit zu hohen B -Werten infolge der eintretenden starken Sättigung eine Verminde rung der maximalen Zählfrequenzen ein, müssen die Transistoren gegebenenfalls ausgesucht werden. Bei einem übersteuerten Transistor kann

$$U_{ce} \rightarrow 0 \quad (2)$$

angenommen werden. Dem entspricht im folgenden auch

$$U_1 = U_s. \quad (3)$$

Es ist zweckmäßig, den Basiswiderstand R_b vorzugeben. Weiterhin ist

$$\Delta U = U_s - U_e. \quad (4)$$

Bild 2. Schaltung eines n-stabilen Multivibrators

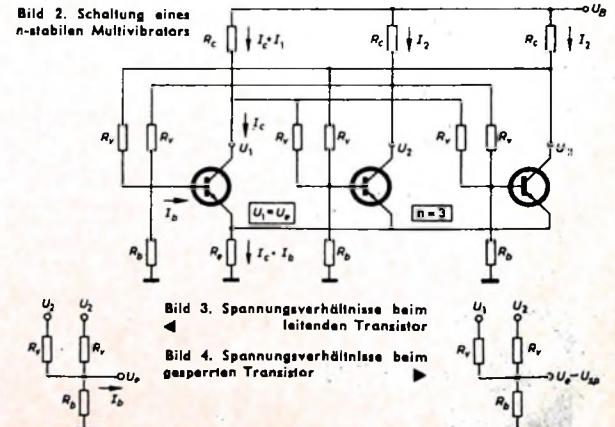


Bild 3. Spannungsverhältnisse beim leitenden Transistor

Bild 4. Spannungsverhältnisse beim gesperrten Transistor

bekannt. Aus Bild 3 läßt sich nun

$$R_v = \frac{(n-1) \Delta U}{\frac{U_e}{R_b} + I_b} \quad (5)$$

ermitteln.

Zum Sperren eines Transistors bei hohen Umgebungstemperaturen ist die Größe der Sperrspannung U_{sp} wichtig. Aus Toleranzgründen der Basisnetzwerke und wegen der Verringerung der wirksamen Sperrspannung an der Basis infolge des bei hohen Temperaturen über die Basis abfließenden hohen Collectorreststroms ist U_{sp} genügend groß anzusetzen. Dabei ist auch Gl. (8) zu beachten. In der Praxis lassen sich für U_{sp} etwa 1 ... 2 V einsetzen. Aus Bild 4 ergibt sich für R_v auch noch

$$R_v = \frac{(n-2) \Delta U + (n-1) U_{sp}}{U_e - U_{sp}} R_b \quad (6)$$

Zur Erfüllung der Forderungen der beiden Netzwerke nach Bild 3 und Bild 4 benötigt man eine Emitterspannung U_e . Dazu werden Gl. (5) und Gl. (6) gleichgesetzt. Es ist

$$U_e = \frac{I_b R_b [(n-2)(\Delta U + U_{sp}) + U_{sp}] + (n-1) \Delta U U_{sp}}{\Delta U - (n-1) U_{sp}} \quad (7)$$

Damit in Gl. (7) für U_e realisierbare Werte entstehen, muß

$$1 < \frac{\Delta U}{(n-1) U_{sp}} \quad (8)$$

sein.

Für die Berechnung der Collectorkreise wird wie in Gl. (1) I_c vorgegeben. Aus Bild 2 lassen sich die weiteren Daten entnehmen. Durch den Collectorwiderstand des leitenden Transistors mit der Spannung U_o fließt neben I_c noch

$$I_1 = \frac{(n-1) U_{sp}}{R_o} \quad (9)$$

Durch den Collectorwiderstand des gesperrten Transistors mit der Spannung U_2 fließt

$$I_2 = \frac{(n-1) \Delta U + (n-2) U_{sp}}{R_2} \quad (10)$$

Aus Gl. (9) und Gl. (10) ergibt sich die Betriebsspannung

$$U_B = U_e + (I_c + I_1) R_c = U_2 + I_2 R_2 \quad (11)$$

der Schaltung.

Der Collectorwiderstand wird

$$R_c = \frac{\Delta U}{I_c + I_1 - I_2} \quad (12)$$

Der gemeinsame Emitterwiderstand ist

$$R_e = \frac{U_e}{I_c + I_1} \quad (13)$$

Damit sind alle Schaltelemente für die statische Dimensionierung gefunden. Für die Durchrechnung der Schaltung ist die Reihenfolge Gl. (7), Gl. (5) oder Gl. (8), Gl. (9), Gl. (10), Gl. (12), Gl. (11), Gl. (13) zweckmäßig. Wird in den Gleichungen $n = 2$ gesetzt, folgt daraus die statische Dimensionierung für den bistabilen Multivibrator

$$U_e = \frac{U_{sp} (\Delta U + I_b R_b)}{\Delta U - U_{sp}} \quad (14)$$

$$R_v = \frac{\Delta U}{\frac{U_e}{R_b} + I_b} = \frac{U_{sp} R_b}{U_e - U_{sp}} \quad (15)$$

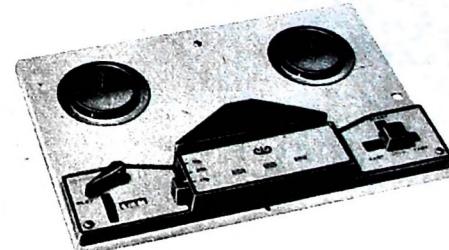
$$I_1 = \frac{U_{sp}}{R_o} \quad (16)$$

$$I_2 = \frac{\Delta U}{R_2} \quad (17)$$

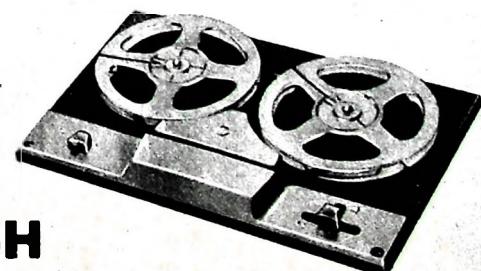
Gl. (12), Gl. (11) und Gl. (13) können direkt übernommen werden. In der vorliegenden Berechnung fällt auf, daß die Betriebsspannung U_B nicht vorgegeben werden kann, sondern sich als Rechenwert ergibt. Bei der Festlegung der Vorgabewerte sind die Grenzdaten der Transistoren berücksichtigt. Die zwei wichtigsten Grenzdaten eines Transistorhalters sind der maximale Collectorstrom und die höchstzulässige Collectorspannung. Durch die



Tonbandchassis - in Form und Technik hervorragend!



Das neueste Gerät: TD 10 - 3 Geschwindigkeiten (4,75, 9,5, 19 cm/sec), Spulendurchmesser bis 18 cm, Einfache Handhabung, Löschsicherung. TD 10 hat „De-Luxe“-Eigenschaften!



Das bei führenden Einbaufirmen bewährte Modell TD 2, stilistisch hervorragend, glänzende Wiedergabe, Gleichlauf besser als 0,26 %, absolute Betriebssicherheit.



BSR (Germany) GmbH

2 Hamburg 1 · West Germany · Schopenstahl 20/21 · Normannenhof

WIMA- MKS



Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren.

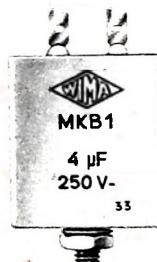
Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte.
 - Exakte geometrische Abmessungen.
 - Genaue Einhaltung des Rastermaßes.
 - Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten.
 - Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbstheileffekt.
 - HF-kontaktsicher und induktionsarm.
 - Verbesserte Feuchtesicherheit.
- Betriebsspannungen:
250 V- und 400 V-;
 $U_N = 100$ V- in Vorbereitung.



Moderne Bau- elemente für die Elektronik



Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren in Becherausführung.

Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

Zwei Ausführungen:

MKB 1: Im rechteckigen Alu-Becher mit Lötösen und Schraubbolzenbefestigung. Gießharzverschluß.

MKB 2: Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher. Betriebsspannungen: 250 V- (bis 16 μF) und 400 V- (bis 6 μF).

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

WIMA- MKB



1 μF
250V

WIMA WILH. WESTERMANN
SPEZIALE FABRIK F. KONDENSATOREN
68 MANNHEIM POSTFACH 2345

Vorgabe des Collectorstroms I_c ist die Sicherheitszone bis zur Stromgrenze im voraus bekannt. Die Beachtung der Collector-Spannungsgrenze ist durch die Vorgabe der ausnutzbaren Schaltspannung ΔU gegeben. Wie praktische Rechnungsergebnisse bestätigt haben, ist meist $U_e < U_1$ und $I_c R_c < U_1$, so daß sich mit Gl. (4) und Gl. (11) ein U_B in der Größenordnung von U_1 (ΔU) ergibt. Weicht bei der Ausrechnung U_B von der geschätzten Betriebsspannung ab, dann ist eine Differenz in der Praxis zulässig, da es bekannt ist, daß n-stabile Multivibratoren eine große Betriebsspannungsabhängigkeit aufweisen.

4. Dynamische Dimensionierung

Eine exakte Berechnung der dynamischen Verhältnisse ist mit sehr viel Zeitaufwand verbunden. Von den Transistorherstellern werden Gleichungen für das Schaltzeitverhalten angegeben. Diese Gleichungen beziehen sich in der Regel auf den Transistor in einer Multivibratorstufe mit komplexen Ein- und Ausgangswiderständen eingesetzt, kommt man mit empirisch ermittelten Werten schneller zum Ziel. Hier gilt genau wie in der Röhrentechnik, daß die Kapazitäten meist festliegen und das Erreichen einer bestimmten oberen Zählfrequenz nur von der Größenordnung der maßgebenden Widerstände abhängt.

Wie aus Bild 1 ersehen werden kann, sind zur betriebsfertigen Schaltung noch Kondensatoren und Diodenschaltungen notwendig. Die Diodenschaltungen gewährleisten, daß der den leitenden Transistor sperrende Fortschaltimpuls nicht an die Basen der gesperrten Transistoren gelangt. Bild 5 zeigt ein Diodentor. Um die maximale Zählfrequenz f_o der Schaltung auszunutzen zu können, muß

$$R C < \frac{1}{f_o} \quad (18)$$

sein. Dabei kann aber RC nicht beliebig klein gemacht werden. Der Widerstand R belastet den Collectorkreis, und wegen der endlichen Differentiationswirkung [4] ist eine Mindestgröße für C notwendig, um den Transistor anzusteuern.

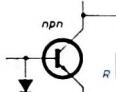


Bild 5. Schaltung
eines Diodentors

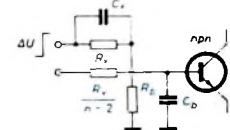


Bild 6. Schaltung des
Koppelnetzwerks

Die maximale Zählfrequenz der Schaltung wird auch von den Eigenschaften der Koppelnetzwerke bestimmt. Die Kondensatoren C_r vom Collector eines Transistors zur Basis eines nächstfolgenden Transistors sind für die obere Zählfrequenzgrenze von Bedeutung. Hier gilt (Bild 6) einerseits

$$R_p C_r < \frac{1}{f_o} \quad (19)$$

Anderseits muß

$$R_p C_r > \frac{R_p R_b C_b}{R_p + (n-2) R_b} \quad (20)$$

sein, um die Eingangsüberhöhung des Impulses vom Collector des vorhergehenden Transistors für die folgende Transistorbasis sicherzustellen.

Natürlich muß auch der Collectorkreis günstig dimensioniert werden; dabei ist die äußere Belastung zu berücksichtigen. An Hand von Serienmessungen und anschließender tabellarischer Auswertung kann die geeignete dynamische Dimensionierung gefunden werden. Abschließend werden dann an fertigen Schaltungen die Temperaturmessungen ausgewertet.

Schrifttum

- [1] Schurig, E.: „UZ 71“ - Ein neuer Universalzähler. Elektron. Rdsch. Bd. 16 (1962) Nr. 3, S. 111-114
- [2] Schurig, E.: Neue Zähldekaden für digitale Meßgeräte nach dem binären Prinzip. Elektronik Bd. 11 (1962) Nr. 5, S. 135-138
- [3] Schurig, E.: Zähldekaden mit Einzelanzeige. radio mentor Bd. 28 (1962) Nr. 4, S. 672-676
- [4] Schurig, E.: Digitale Zähldekaden. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 14, S. 488-492, Nr. 15, S. 519, 520, 522; Nr. 16, S. 553-555



DIE MATSUSHITA ELECTRIC-STORY

FOLGE 7

Das prominente amerikanische Nachrichtenmagazin "Time" widmete ihm eine Titelseite 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



NATIONAL — ein Weltbegriff. Mit diesem Slogan stellte Matsushita Electric den deutschen Verbrauchern NATIONAL-Produkte in einer Werbekampagne vor, die 1963 in großen Illustrierten eingeschaltet wurde. Matsushita Electric wird auch künftig den Handel durch eine fundierte Werbung in allen Verbraucherschriften unterstützen.

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.

In Fortführung unserer Artikelserie bringen wir jetzt für die Leser dieser Zeitschrift interessante Einzelheiten aus der Produktion und dem aktuellen Geschehen bei Matsushita Electric.

Werbung für NATIONAL in Deutschland

Moderne Werbung ist ein Instrument, das den Handel beim Verkauf außerordentlich unterstützen kann. Nicht allein die Technik der Geräteherstellung wird deshalb bei Matsushita Electric stets auf dem modernsten Niveau gehalten, auch in der Technik des Werbens und Verkaufens werden die modernsten Methoden eingesetzt. Matsushita Electric beschäftigt in allen Ländern seines Verkausbereichs zahlreiche Spezialisten für die Planung und Gestaltung wirkungsvoller Werbefeldzüge. Spezialgebiete wie Marktfor- schung, Psychologie und Gestaltung müssen zusammenwirken, um Verbraucher in großem Umfang zu interessieren und zum Kauf geneigt zu machen.

Die abgebildete Übersicht gibt einen Einblick in den Plan, nach dem Matsushita Electric 1963 Verbraucherwerbung in

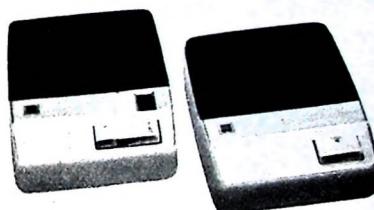
	Jan.	Febr.	März	April	Mai	Juni	Juli	Aug.	Sept.	Okt.	Nov.	Dez.
Anzeigen in Illustrierten Zeitschriften												
Verbraucher- Prospekte												
Anzeigen in Fachzeitschriften												
Prospekte für den Handel												
Dekorationshilfen												

Deutschland einsetzte. Dieses Beispiel zeigt deutlich, daß bei einer Werbekampagne für NATIONAL-Geräte alle Maßnahmen wie in einem Orchester aufeinander abgestimmt werden.

Doppelt geworben wirkt besser

Wenn eine solche Werbestrategie auch noch planmäßig auf das werbende Angebot des Handels abgestimmt ist, muß der Kaufappell eine maximale Wirkung erreichen. Matsushita Electric hält deshalb eine gute Zusammenarbeit zwischen Handel und Hersteller auch auf diesem Gebiet für äußerst wertvoll. Für das Angebot der NATIONAL-Geräte steht jedem Händler Werbematerial kostenlos zur Verfügung. Damit kann er systematisch die Kaufbereitschaft nutzen, die die Verbraucherwerbung für NATIONAL-Geräte erzeugt. Mit einer umfangreichen Verbraucherwerbung wird Matsushita Electric den Handel selbstverständlich auch 1964 unterstützen.

Fortsetzung in den nächsten Ausgabe



Interessant und zweckmäßig: NATIONAL-Sprechanlagen

Wie wär's, wenn Sie sich bei Ihren Kunden als Spezialist für Sprechanlagen bekannt machen würden? Damit könnten Sie sich ein zusätzliches Geschäft auf einem sehr Entwicklungsfähigen Gebiet sichern. NATIONAL bietet Ihnen dazu ideale Anlagen verschiedener Ausführung mit Batteriebetrieb für Heim und Büro. An allen NATIONAL-Sprechanlagen überrascht der kristallklare Ton.



Bereits Millionen Lesern in Deutschland vorgestellt:

NATIONAL-Fernsehgerät TT-21 RE

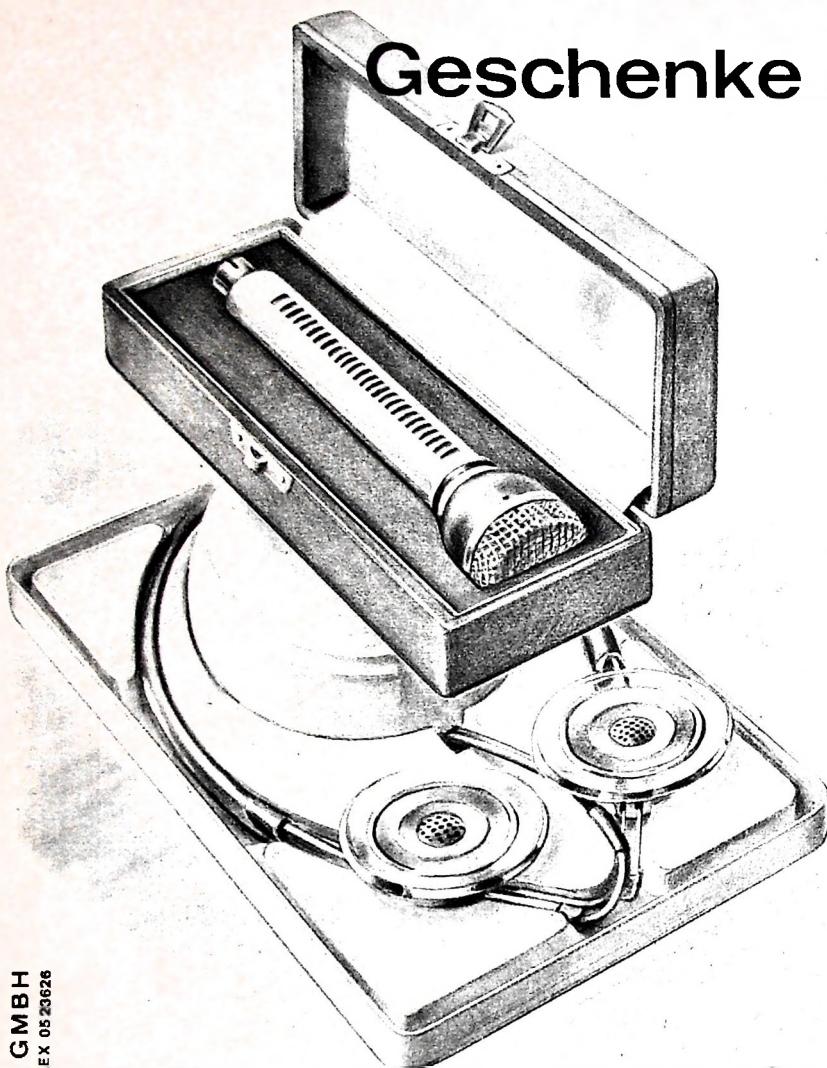
Dieses Gerät wird in Zukunft große Verkaufschancen haben, denn es bietet herausragende Vorteile: Ein überraschend kleiner Gehäuse mit der angenehmen und nach wissenschaftlichen Erkenntnissen augenschonenden Bildgröße von 23 cm. Weitere Daten: Scharfes Bild, Batterie und Netz, 1. und 2. Programm, 4,8 kg Gewicht, 19,5 x 23 x 27 cm Gerätgröße — ein echt tragbares Fernsehgerät!

A Japan's größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektro-Geräte

JAPAN
Generalvertretung für Deutschland

TRANSONIC Elektrohandelsges. m.b.H. & Co., Hamburg 1, Schmilinskystr. 22, Tel. 24 52 52
HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL, Dortmund,
Wuppertal-Eiferfeld, Bielefeld · HERBERT HOLS, Hamburg, Lübeck · KLEINEERFKAMP & CO.,
Köln, Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KÜCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS
GMBH, Hannover · Braunschweig · WIHL, NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Breg., Mannheim ·
GEBRÜDER SIE, Bremen · SCHNEIDER-OPEL, Berlin SW-81, Wolfenbüttel, Merburg/Lahn ·
GEBRÜDER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, München, Augsburg, Landshut.

Geschenke



AKUSTISCHE- U. KINO-GERÄTE GMBH
8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 16 · TEL. 555545 · TELEF. 05233626

die immer wieder Freude schenken

Sie sind ein versierter Händler! Sie wissen, daß Tonbandgerätebesitzer Zubehör brauchen.

Das Problem Ihres Kunden, was schenkt man wem, — lösen Sie leicht. — Ihr bester Verkäufer wird Ihnen den richtigen Tip geben:

„Schenken Sie das bewährte AKG-Mikrofon D 19 C oder lassen Sie es sich von jemandem, der Ihnen nahesteht und Ihr Hobby kennt, schenken.“

Und der Kopfhörer K 50 ist für die ganze Familie eine nette Überraschung.

Ihr Leitsatz im Dezember:

„Man verkauft Geschenke!“

Nette Geschenke und Bauzubehör

Neue Kleinstinstrumente

Das Agfa-Kamerawerk, München, das bereits seit Jahren Drehspulmeßwerke für photoelektrische Belichtungsmesser liefert, stellt jetzt auch Kleinstinstrumente mit Drehspulmeßwerken unter der Typenbezeichnung „6430“ her, die sich besonders als Abschluß- und Aussteuerungsanzeiger sowie zur Batterieprüfung bei Transistor-, Tonband- und Rundfunkgeräten eignen. Das Gehäuse des flachen Einbauinstruments hat einschließlich Flansch die Größe von $30 \times 10,8 \times 21$ mm. Der Innenwiderstand ist etwa 700 Ohm, die Empfindlichkeit 400 μA bei Vollausschlag.

Transistor-Millivoltmeter „PM 2453“

Das batteriebetriebene, in kompakter Bauweise ausgeführte neue Transistor-Millivoltmeter „PM 2453“ der Elektro Spezial GmbH kann universell eingesetzt werden. Sein Frequenzbereich ist 10 Hz ... 5 MHz, der Spannungsbereich 1 mV ... 3 V (8 Meßbereiche). Mit einem Spannungsteiler-Meßkopf läßt sich der Spannungsbereich auf 300 V erweitern. Der Anzeigefehler liegt unter 5% im Bereich 50 Hz ... 1 MHz und unter 9% zwischen 15 und 50 Hz sowie 1 und 5 MHz. Die Eingangsimpedanz beträgt 1 MOhm || 35 pF (mit Spannungsteiler-Meßkopf 1 MOhm || 15 pF). Zur Stromversorgung dient eine Nickel-Kadmium-Batterie, die je Aufladung 40 Stunden Betrieb ermöglicht.

Transistor-Einbauverstärker „TREV 1/3“

Der neue Eltronik-Antennenverstärker „TREV 1/3“ für den VHF-Bereich III ist ein einstufiger Transistor-Einbauverstärker in 1-Kanal-Ausführung, der sich ebenso wie die Typen „TREV 1/45“ und „TREV 2/45“ in die Antennen-Dipolstütze einbauen läßt. Er ist mit dem Transistor AF 106 bestückt (Verstärkung 14 \pm 2 dB, Bandbreite 8 MHz, Rauschmaß F = 5,5 bis 7,5 dB) und liefert eine maximale Ausgangsspannung von 250 mV an 60 Ohm oder 500 mV an 240 Ohm. Die maximale Eingangsspannung ist 100 mV an 240 Ohm. Der „TREV 1/3“ hat eine fest eingebaute Gleichstromweiche, so daß die 14-V-Betriebsspannung des mitgelieferten Netzteils „NT 5“ auch über das Antennenkabel zugeführt werden kann. Da man über die 14-V-Anschlußklemmen des Verstärkers noch einen weiteren einstufigen „TREV“ (für UHF oder VHF) speisen kann, genügt beim Aufbau einer Antennenanlage mit zwei Antennen in vielen Fällen ein gemeinsamer Netzteil „NT 5“ für beide Verstärker.

Neue Antennensteckdose „SU 235“

Die neue Eltronik-Antennensteckdose „SU 235“ ersetzt die bisherigen Typ „SU 231“. Durch eine Drossel im Radioausgang wird bei dieser Dose ein Verlust von Fernsehenergie bei angeschlossenem Radiokabel vermieden. Während die Balastungsdämpfung von etwa 1 dB im Bereich III bisher auf rund 3 dB im Bereich IV/V anstieg, konnte bei der „SU 235“ der Dämpfungswert auch im Bereich IV/V auf etwa 1,5 dB gesenkt werden. Fernseh- und Radioausgang, die beim „SU 231“ vertauschbar waren, sind jetzt durch die Konstruktion festgelegt und auf der Abdeckplatte der Dose eindeutig bezeichnet. Die neue Antennensteckdose wird in sechs verschiedenen Ausführungen für Aufputz- und Unterputzmontage geliefert, und zwar als normale Steckdose, zum Anschluß von Stichleitungen (oder für Anlagen mit nur einem Teilnehmer) sowie für Stammleitungen mit eingebautem Abschlußwiderstand.

Halterungen für Schnittbandkerne

Zur Montage von Schnittbandkernen hat Zeissler, Spich über Troisdorf, eine Kunststoffhalterung entwickelt, die in verschiedenen Größen für die Kernarten SM 30a bis SM 102b geliefert wird. Mit dieser Halterung läßt sich der Kern mit seiner magnetischen Achse sowohl waagerecht als auch senkrecht montieren, ohne daß besondere Ausschnitte im Chassis angebracht werden müssen. Bei der Montage (mit waagerechter magnetischer Achse) wird ein Spannband des Schnittbandkerns gelöst, das freie Ende unter der Halterung hindurchgezogen und wieder wie üblich verschraubt. Der Kern ist dann fest mit der Halterung verbunden, die sich mit vier Schrauben auf dem Chassis befestigen läßt. Infolge der besonderen Formgebung ist ein Reißen des Spannbandes an scharfen Kanten nicht möglich. Die Abmessungen der Halterung sind so gewählt, daß sie innerhalb des Grundrissprofils des zugehörigen Schnittbandkerntransformators bleiben.





P. ALTMANN

Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 22, S. 850

Wir wollen nun eine zweite wichtige Kennlinienform der Triode kennenlernen. Bild 63 zeigte den Zusammenhang zwischen Anodenstrom I_a und Gitterspannung U_g , das sogenannte I_a-U_g -Diagramm. Man kann den Anodenstrom aber auch in Abhängigkeit von der Anodenspannung bei konstanter Gitterspannung aufnehmen und erhält dann das I_a-U_a -Diagramm. Zur Aufnahme dieser Kennlinien verwenden wir

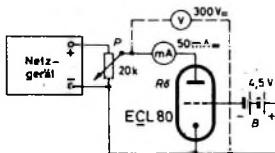


Bild 64. Schaltung zur Aufnahme des I_a-U_a -Kennlinienfeldes des Triodenteils der Verbundröhre ECL 80

114

die Versuchsschaltung nach Bild 64. Hier erhält das Steuergitter eine konstante negative Vorspannung von etwa 4.5 V aus der Taschenlampenbatterie B. Die Anodenspannung wird über das Meßinstrument vom Patentolometer P abgegriffen, das am Netzgerät liegt. Das Vielfachinstrument muß auch hier wieder für jeden Kennlinienpunkt von Spannungsmessung auf Strommessung umgeschaltet werden, wobei der Spannungsmesser, wie gestrichelt angegeben, anzuschließen ist. Wir verändern die Anodenspannung von 20 zu 20 V (bis maximal 160 V, um eine Überlastung der Röhre zu vermeiden) und lesen den zugehörigen Anodenstrom ab. Dann ergibt sich eine nur für die Gittervorspannung von -4.5 V gültige Kennlinie. Diese Messung wird genauer als die zuerst durchgeführte ausfallen, weil wir jetzt mit einer konstanten Gittervorspannung rechnen können, die sich durch eine einzige Messung genau

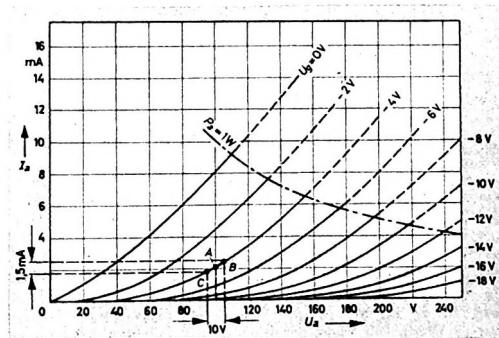


Bild 65. I_a-U_a -Kennlinienfeld des Triodenteils des ECL 80

feststellen läßt. Unsere gemessene Kennlinie wird etwa der im Bild 65 für $U_g = -4$ V angegebenen entsprechen. Man sieht, daß sie nicht im Nullpunkt, sondern erst bei etwa 40 V Anodenspannung beginnt. Niedrigere Anodenspannungswerte rufen keinen Anodenstrom hervor, weil hierfür die Gittervorspannung bereits zu hoch ist. Der Anodenstrom setzt um so früher ein, je weniger negativ die Vorspannung ist. Bei $U_g = 0$ V beginnt die Kennlinie bereits im Nullpunkt.

Würden wir noch weitere Kennlinien für andere Gittervorspannungen aufnehmen, so erhalten wir schließlich die im Bild 65 dargestellte Kennlinienschar. Wenn wir das durchführen wollen, müssen wir die Gittervorspannung mit einem Potentiometer genau einstellen. Es ist sehr nützlich, derartige Kennlinienscharen einmal aufzunehmen, weil dadurch das Verständnis für das Verhalten der Röhre gefördert wird.

Aus dem I_a-U_a -Diagramm können wir ebenso wie bei der Diode den Innenwiderstand berechnen. Wir wählen dazu auf der -4-V-Kennlinie den Arbeitspunkt A bei 100 V Anodenspannung und zeichnen links und rechts davon bei 95 und 105 V senkrechte Linien, die die Kennlinie in

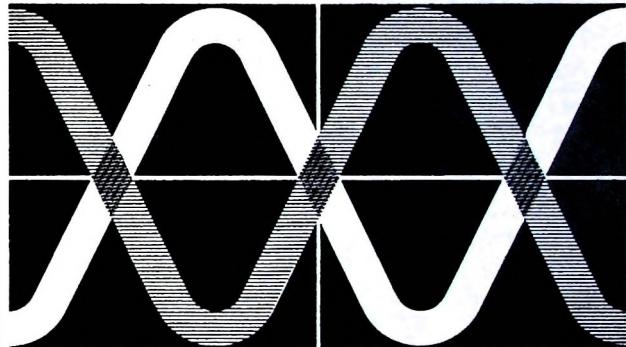
Beteiligen Sie sich an der größten Ausstellung der Welt auf dem Gebiet der Elektronik

vom 7. bis 12. Februar 1964

**Paris,
Porte de Versailles**

SALON
INTERNATIONAL
DES

COMPOSANTS



ÉLECTRONIQUES

Elektronische
Bauelemente,
Röhren und Halbleiter,
Meß- und Steuergeräte,
Elektroakustik...

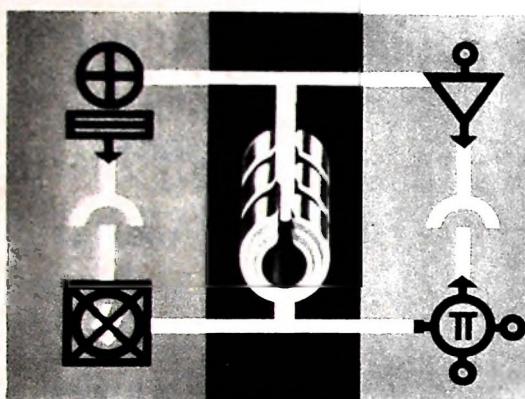


Auskünfte
und Unterlagen
durch:

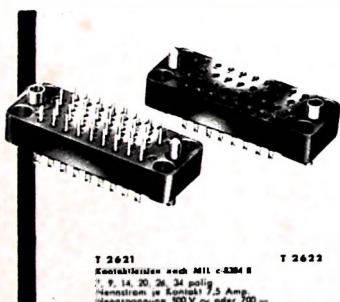
SDSA, 28 RUE LUBECK
PARIS 16^e · PASSY 01-18



TUCHEL-KONTAKT



Mechanische Signalgeber, elektrische Regelglieder, Energiequellen und Verstärker zusammen mit Operations- und Rechenelementen ist eines der vielen möglichen automatischen Systeme. — **Steckbar gemacht** — ergibt variable automatische Programmierung. Das **TK-PRINZIP** erfüllt die physikalischen Gesetze, die Präzision führt zu hoher Qualität. Steckbare selbsteinigende Vielfachkontakte sind verlustarm, rüttelsicher, klimafest — betriebssicher. — **Steckbar machen** — bedeutet technischen Fortschritt, viele technische und wirtschaftliche Probleme sind nur mit steckbaren elektronischen Baugruppen zu lösen — deshalb steckbar machen —. **Wo steckbar machen:** Die Anwendungsgebiete liegen in fast allen Bereichen der Technik. **Wann steckbar machen:** Gleich zu Beginn der Konstruktionsplanung, damit Ihr Erzeugnis in einem größeren Bereich anwendbar und konkurrenzfähig wird — vereinfachter Kundendienst —. **Was steckbar machen:** Elektronisch gesteuerte Einzel-Bauteile für alle technischen Maschinen — Export von Großmaschinen. **Wie steckbar machen:** Mit dem **TK-PRINZIP** und der Beratung durch unsere Ingenieure.



T 2621
Kontaktelement nach MIL-C-4346 II
1, 9, 14, 20, 24, 34 polig
Nominalstrom je Kontakt 9,5 Amp.
Nominalspannung 500 V ~ oder 700 V

T 2622

Verlangen Sie bitte unsere Informationen und Sonderdrucke.

TUCHEL-KONTAKT GMBH

7100 Heilbronn/Neckar · Postfach 920 · Fernsprecher *88001

SICHERHEIT DURCH DAS PRINZIP

den Punkten B und C schneiden. Horizontale Linien durch B und C schneiden auf der I_a -Achse die Stromdifferenz ΔI_a , ab, die einen Wert von etwa 1,5 mA hat. Nun können wir den Innenwiderstand berechnen: $R_i = 1 U_a : \Delta I_a = 10 : 0,0015 = 6660$ Ohm. Dieser Wert ist der Innenwiderstand der Triode im Arbeitspunkt A. Würden wir einen höher gelegenen Arbeitspunkt wählen, so wäre der Innenwiderstand kleiner, länge er tiefer, so wäre der Widerstand größer. Je steiler die Kennlinien sind, um so mehr schwankt der Anodenstrom bei einer bestimmten Anodenspannungsänderung, und um so kleiner ist daher der Innenwiderstand.

Abschließend wollen wir uns merken, daß das I_a - U_a -Kennlinienfeld einer Triode durch ein stetiges Ansteigen des Anodenstroms mit der Anodenspannung gekennzeichnet ist. Erwähnt sei noch die im Bild 65 eingezeichnete Linie, die mit $P_a = 1$ W bezeichnet ist. Dieser Wert bedeutet die höchste elektrische Leistung, die man dem Röhrensystem zumuten darf, ohne mit Überlastung rechnen zu müssen. Alle Strom-Spannungs-Wertepaare, die auf dieser Linie liegen, entsprechen einer Leistung von genau 1 W. Zu $I_a = 10$ mA gehört zum Beispiel die Spannung $U_a = 100$ V, und damit ergibt sich eine Leistung von $P_a = U_a \cdot I_a = 1$ W. Man nennt diese Linie „Leistungshyperbel“. Oberhalb der Hyperbel dürfen die Kennlinien nicht mehr betriebsmäßig verwendet werden, weil die Röhre dann überlastet wird.

4.1.4. Die Pentode

Wir wollen nun mit dem Pentodensystem der ECL 80 arbeiten und bauen die Schaltung nach Bild 66 auf. Zwischen Anode und Kathode liegt die volle Spannung unseres Netzgerätes, der Anodenstrom wird mit dem eingeschalteten Instrument gemessen. Die Gittervorspannung greifen wir

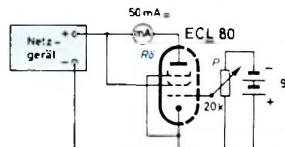


Bild 66. Pentodenschaltung der Verbundröhre ECL 80

Bild 67. I_a - U_a -Kennlinie des Pentodenparts der ECL 80 ►

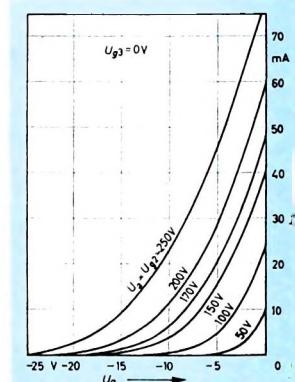
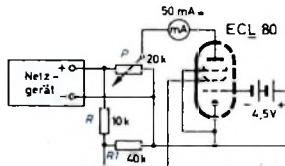


Bild 68. Schaltung zur Aufnahme der I_a - U_a -Kennlinie des Pentodenparts der ECL 80

wie bisher am Potentiometer P ab. Neu sind das Schirmgitter und das Bremsgitter. Ohne uns zunächst um die Bedeutung dieser beiden neuen Gitter zu kümmern, schalten wir das Schirmgitter ebenfalls an den Pluspol des Netzgerätes und verbinden das Bremsgitter mit der Kathode. Dann nehmen wir die I_a - U_a -Kennlinie punktuell auf und gehen dabei genauso vor wie im Abschnitt 4.1.3. Wegen der schon im vorigen Abschnitt erwähnten nichtkonstanten Anodenspannung erhält man eine Kennlinie, die zwischen den vom Hersteller angegebenen Kennlinien nach Bild 67 liegt. Ihr Verlauf unterscheidet sich praktisch nur wenig von dem im Bild 63, woraus wir folgern, daß sich die I_a - U_a -Kennlinien einer Pentode nur wenig von denen einer Triode unterscheiden. Es ergeben sich allerdings andere Zahlenwerte, was auf die andere Konstruktion des Pentodenparts unserer Verbundröhre zurückzuführen ist.

Ebenso wie im Bild 63, lassen sich aus dieser Kennlinie Steilheit und Durchgriff bestimmen. Wir werden im Mittel für die Steilheit einen Wert von 3 mA/V, für den Durchgriff jedoch einen viel zu hohen Wert erhalten. Ein Verschieben des Arbeitspunktes auf einer horizontalen Linie (konstanter Anodenstrom) bedeutet hier nämlich nicht nur eine Änderung der Anodenspannung, sondern auch der Schirmgitterspannung, und dadurch wird die Durchgriffsbestimmung verfälscht.

Wir wollen nun die I_a - U_a -Kennlinie der Pentode aufnehmen und verwenden dafür die Schaltung nach Bild 68. Die Anodenspannung greift man an P ab, das Gitter erhält von einer Taschenlampenbatterie eine konstante negative Vorspannung, und die Schirmgitterspannung wird an einem Spannungsteiler R, R 1 abgegriffen. Jetzt nehmen wir die Kennlinie auf, indem wir die Anodenspannung in Stufen von etwa 20 V erhöhen und jeweils den zugehörigen Anodenstrom messen. Diese Messung gilt einerseits für eine konstante Gittervorspannung, andererseits für eine konstante, durch den Spannungsteiler festgelegte Schirmgitterspannung.

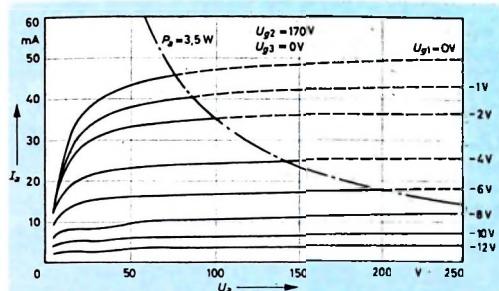


Bild 69. I_a - U_a -Kennlinien des Pentodenanteils der ECL 80

Tragen wir die sich ergebenden Werte wieder als Kurve auf, so ergibt sich die I_a - U_a -Kennlinie, die wegen der Ungenauigkeiten wieder zwischen den Kennlinien des Herstellers nach Bild 69 liegt. Ändert man die Steuergitterspannung und misst jeweils die sich dann ergebende Kennlinie, so erhält man wieder Kennlinienscharen. Ein Vergleich der Bilder 69 und 65 zeigt aber, daß sich die I_a - U_a -Kennlinien sehr stark unterscheiden. Nur bei kleinen Anodenspannungen steigen die Pentodenkennlinien steil an; später werden sie flach, und schließlich ändert sich der Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung praktisch nicht mehr. Das bedeutet einen wesentlich größeren Innenwiderstand, und in der Tat sind die Innenwiderstände von Pentoden wesentlich größer als die von Trioden. Auch im Bild 69 ist wieder eine Leistungshyperbel eingezeichnet, und zwar für eine Anodenverlustleistung von $P_d = 3.5\text{W}$. Für sie gilt das schon bei Bild 65 Gesagte.

Die Unterschiede zwischen den I_a - U_a -Kennlinien von Triode und Pentode lassen sich folgendermaßen erklären: Bei der Pentode liegen zwischen Steuergitter und Anode die beiden zusätzlichen Gitter, das Bremsgitter und das Schirmgitter. Das Bremsgitter wollen wir zunächst nicht beachten. Das Schirmgitter erhält eine konstante positive Vorspannung und schirmt gewissermaßen die Anode elektronisch und statisch gegen die Kathode ab. Infolgedessen ist jetzt der Einfluß der Anodenspannung auf den Katodenstrom wesentlich kleiner als bei einer Triode. Der kleine Einfluß der Anodenspannung macht sich durch einen sehr flachen Kennlinienverlauf bemerkbar, dem ein großer Innenwiderstand entspricht.

Ein weiterer Vorteil des Schirmgitters ist, daß sich die kleine, zwischen Anode und Steuergitter liegende Kapazität erheblich verringert. Diese Kapazität ist trotz ihres geringen Wertes in vielen Hochfrequenzschaltungen außerordentlich schädlich. Durch das Schirmgitter wird sie jedoch so weit reduziert, daß sie bei der Hochfrequenzverstärkung nicht mehr stört. Der hohe Innenwiderstand trägt mit dazu bei, daß die angeschlossenen Schwingkreise nur wenig gedämpft werden. Schon diese Tatsachen verschaffen der Pentode größere Anwendungsmöglichkeiten als der Triode.

Würde das Bremsgitter fehlen, so blieben zwar die günstigen Eigenschaften des Schirmgitters erhalten, mit zunehmender Anodenpotential würden aber infolge des kräftigen Aufpralls der Elektronen sogenannte Sekundärelektronen aus der Anode herausgeschlagen, die zum Schirmgitter übergehen und bei konstantem Katodenstrom den Anodenstrom schwächen würden. Die Kennlinien im Bild 69 erhielten dann einen sehr unerwünschten Knick. Um den Einfluß dieser Sekundärelektronen unschädlich zu machen, setzt man zwischen Schirmgitter und Anode das Bremsgitter, das praktisch auf Katodenpotential liegt. Die aus der Anode tretenden Sekundärelektronen werden dann durch das gegenüber der Anode negative Bremsgitter zu dieser zurückgeworfen und können sich nicht mehr schädlich auswirken. Das Bremsgitter hat also demnach eine sehr wichtige Funktion und verbessert die Eigenschaften der Röhre wesentlich. Früher gab es auch Schirmgitterröhren ohne Bremsgitter, die sogenannten Tetroden. Sie wurden jedoch, von Ausnahmen abgesehen, bald von der Pentode abgelöst.

4.1.5. Sonstige Röhren

Diode, Triode und Pentode sind die wichtigsten Grundtypen der Röhrentechnik. Sie haben sowohl in der Radiotechnik als auch in der Elektronik fundamentale Bedeutung erlangt. Daneben gibt es noch zahlreiche Spezialtypen, die sich aber meistens auf die drei Grundformen zurückführen lassen. Erwähnt seien zum Beispiel die Mischröhren, die Abstimmzeigeröhren, die Schaltröhren usw. Alle diese Röhrentypen haben sehr spezielle Verwendungszwecke; sie wurden gebaut, weil die Entwickler von Spezialschaltungen danach verlangten. Eine Besprechung der einzelnen Röhrentypen würde jedoch zu weit führen, zumal ihre Beschaffung für Versuche recht kostspielig wäre.

4.2. Messungen an Transistoren

Auf die Grundlagen und die grundsätzliche Wirkungsweise von Transistoren soll im Rahmen dieser Aufsatzerie nicht eingegangen werden.

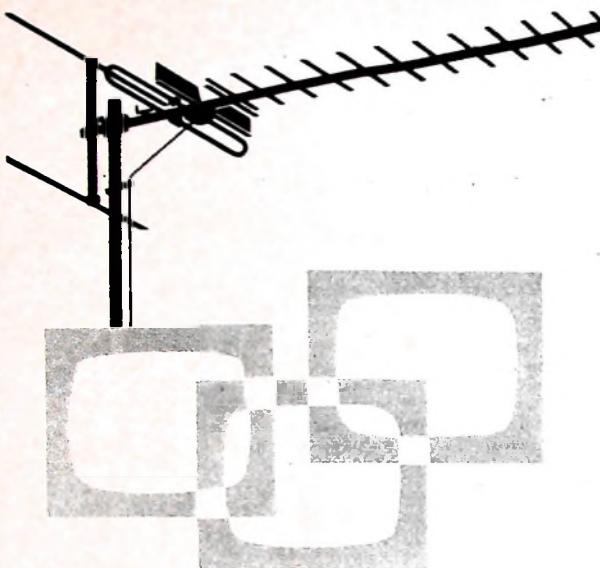
RIG

Wir liefern:

- DRAHTWIDERSTÄNDE**
glasiert, zementiert, lackiert, unlackiert
- SCHICHTWIDERSTÄNDE**
für Rundfunk, Fernsehen, Elektronik
- PRÄZISIONSSCHICHTWIDERSTÄNDE**
- SPINDELWIDERSTÄNDE**
3 Watt ... 15 Watt
- ZEMENTIERTE**
- DREHWIDERSTÄNDE**
1 Watt ... 500 Watt

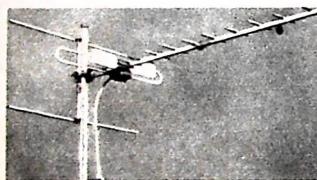
ROSENTHAL · ISOLATOREN · GMBH

WERK II · SELB-BAY · Telefon: 26 44-48 · Telex: 0643 840



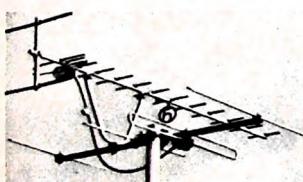
Eine Antenne für drei Fernseh-Programme

Mit den neuartigen Hirschmann-Kombinationsantennen läßt sich der Wunsch vieler Fernseher erfüllen, alle deutschen Fernsehprogramme mit einer Antenne zu empfangen. Die zusätzliche Weiche zum Verbinden von zwei Antennen entfällt und es werden dadurch Anschaffungs- und Montagekosten erspart. Hirschmann liefert verschiedene Typen:



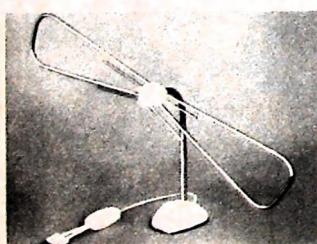
Fessa 10 L für Kanal 7-11 und 21-45
Fessa 10 L für Kanal 7-11 und 31-60

Besonders preisgünstige Kombinationsantennen großer Bandbreite für den Empfang mehrerer Programme aus einer Richtung.



Fessa 4/10 AM für alle Kanäle der Bereiche III, IV und V

Vierseitig verwendbare Mehrbereich-Kombinationsantenne für den Empfang mehrerer Programme aus verschiedenen Richtungen.



Zella 24
Vielseitige Zimmerantenne für den Empfang aller drei Programme bei günstigen Empfangsverhältnissen



Hirschmann

Richard Hirschmann Radiotechnisches Werk 73 Esslingen am Neckar

Wir wollen daher den Transistor als gegeben hinnehmen und an Hand einiger Versuche und Messungen zeigen, wie er sich in der Praxis verhält. Als Versuchstyp verwenden wir den AC 105 (Telefunken), einen Niederfrequenztransistor für Endstufen mittlerer Leistung. Außer den bisher in der Aufzettelreihe erwähnten Bauteilen benötigen wir noch ein Potentiometer 10 Ohm, 1 Watt (Hersteller z. B. Preh) sowie eine zweite Taschenlampenbatterie. Gerade bei diesen Versuchen wäre ein zweites Vielfachinstrument sehr vorteilhaft; steht nur ein Exemplar zur Verfügung, so muß man es in geeigneter Weise umschalten.

Bild 70 zeigt das Schaltzeichen eines Transistors. Bei den meisten Transistorarten sind die Anschlußdrähte nebeneinander angeordnet. Die beiden äußeren Anschlüsse stellen den Collector C, der am Transistor-



Bild 70. Schaltzeichen eines Transistors

gehäuse durch einen Farbpunkt gekennzeichnet ist, und den Emitter E dar; der mittlere ist der Basisanschluß B. Wir montieren den Transistor wieder zweckmäßigerverweise auf einem Pertinaxbrettfchen und führen seine Anschlußdrähte an Telefonbuchsen. Da eine Erhitzung der sehr wärmeempfindlichen Kristalle durch die über die Zuführungsdrähte fortgeleitete Wärme äußerst schädlich ist, muß man die Drähte beim Löten dicht neben der Lötstelle mit einer Flachzange festhalten, um die Löt-wärme abzuführen.

Wir betrachten das Verhalten des Transistors zunächst in Emitterschaltung, dann in Basisschaltung und anschließend kurz in Collectorschaltung. Ferner werden der Temperatureinfluß und die Restströme beschrieben.

4.2.1. Die Emitterschaltung und ihre wichtigsten Daten

Zur Untersuchung der Emitterschaltung bauen wir die Meßschaltung nach Bild 71 auf. Als Spannungsquelle dient eine Taschenlampenbatterie, der das Potentiometer P1 parallel liegt. An P1 wird die Collector-Emitter-Spannung $-U_{CE}$ (der Collector ist negativ gegenüber dem Emitter) abgegriffen. Die Basis-Emitter-Spannung $-U_{BE}$ greift man an P2 ab. Diesem Potentiometer ist ein Widerstand R vorgeschaltet, damit wir nicht zu hohe negative Basisspannungen einstellen können; bei der vorliegenden Be-messung ist die höchste einstellbare negative Basis-Emitter-Spannung etwa 400 mV. Bei den Versuchen muß man darauf achten, daß die Verbindung zwischen dem unteren Anschluß von P1 und dem Emitter E niemals unterbrochen wird, da sonst der Transistor beschädigt würde. Der sehr niederohmige Basisspannungsteiler P, R sichert die Schaltung gegen thermische Instabilität. In der Basis- und der Collectorleitung sind Meß-instrumente eingezeichnet. Steht nur ein Instrument zur Verfügung, so muß es jeweils dort eingeschaltet werden, wo es gerade benötigt wird. Dadurch entstehen natürlich kleine Meßfehler.

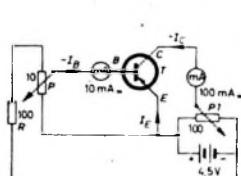


Bild 71. Der Transistor in Emitterschaltung

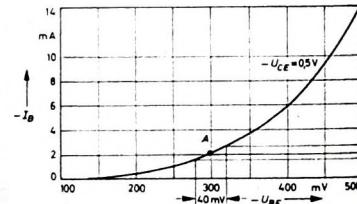


Bild 72. Eingangskennlinie in Emitterschaltung

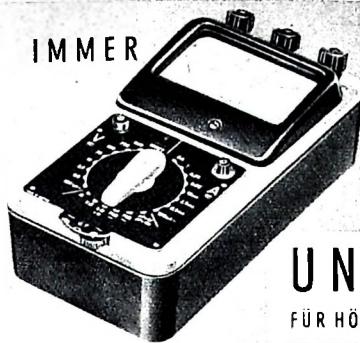
Zunächst stellen wir den Schleifer des Potentiometers P ganz nach unten und den von P1 ganz nach links. Dann ist der Transistor spannungslos, und es fließt kein Strom. Wir wollen zuerst die „Eingangskennlinie“ aufnehmen, die den Zusammenhang zwischen Basisstrom $-I_B$ und Basis-Emitter-Spannung wiedergibt. Sie gilt stets für einen bestimmten Wert der Collector-Emitter-Spannung, den wir mit P1 auf 0,5 V einstellen (das Vielfachinstrument liegt dabei als Voltmeter zwischen Collector und Emitter). Diese Einstellung wird nun nicht mehr verändert. Bei der Aufnahme der Eingangskennlinie stellt man mit P die Basis-Emitter-Spannung in Stufen von etwa 20 mV ein und mißt dann den zugehörigen Basisstrom. Das Voltmeter muß dabei zwischen dem Schleifer von P und dem Emitter liegen, damit das Basisstrom-Instrument den Voltmeterstrom nicht mißt. Die zusammengehörigen Strom-Spannungs-Wertepaare werden notiert und als Kennlinie aufgetragen (Bild 72).

Es handelt sich hier praktisch um eine einfache Diodenkennlinie, wie wir sie bereits im Abschnitt 3.2.7. kennengelernten. Dieser Kennlinie kann man zum Beispiel den Eingangswiderstand des Transistors entnehmen. Ähnlich wie bei Röhren, wählen wir einen Arbeitspunkt A und tragen links und rechts davon jeweils 20 mV ab, insgesamt also 40 mV. Dazu gehört eine Stromänderung von 1 mA, und damit ergibt sich ein Eingangswiderstand von $0,04 : 0,001 = 40 \text{ Ohm}$. Der reine Gleichstrom-Eingangswiderstand ist $0,3 : 0,002 = 150 \text{ Ohm}$.

(Wird fortgesetzt)

IMMER

AN DER



UNIGOR 3

FÜR HÖCHSTE ANSPRÜCHE

- 48 Meßbereiche
- Hohe Empfindlichkeit
($25\,000 \Omega/V$)
- Automatischer Schutzschalter
- Gedruckte Schaltung
- Robustes Spannbandmeßwerk
- Hohe Genauigkeit



METRAWATT A.G. NÜRNBERG

Erstmalig in Deutschland

PERMATON- POLIERBAND

unentbehrlich für Tonbandfreunde und Techniker

Informationen: Bei Ihrem Fachhändler oder von PERMATON, Berlin 61, Friedrichstraße 235

Unterricht

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

UNSER RÜHREN-SONDERANGEBOT					
DY 86 2.40	EF 86 2.95	EZ 80 1.65	PCF 80 3.40	PL 36 4.40	PY 82 2.25
EAA 91 1.65	EL 34 5.95	PABC 80 3.10	PCF 86 4.95	PL 81 3.40	PY 83 2.40
ECC 82 2.35	EL 84 2.20	PC 92 2.50	PCF 81 3.40	PL 82 2.70	PY 88 3.50
ECH 81 2.30	EL 90 2.20	PCC 84 2.70	PCF 82 3.50	PL 83 2.70	
EF 80 2.10	EL 95 2.40	PCC 85 2.70	PCF 85 4.50	PL 84 2.70	
EF 85 2.10	EL 86 2.65	PCC 86 4.90	PCF 86 4.20	PL 81 2.50	

Verweisen Sie bei der Bestellung auf Angebot FU / 15. Kostenlos erhältlich: Sonderlisten Kurzwellenteile / Röhren / Fachliteratur. Gegen Voreinsendung auf Postscheck-Konto 6411 Haugkatalog 650 Seiten, 2000 Abbildungen DM 5.80 (Ausland DM 7.—). Transistor-Buchkatalog 41 Schaltungen, 116 Seiten DM 1.75 (Ausland DM 1.90).

43 ESSEN I KETTIGER STRASSE 80 POSTSCHECH-KONTO ESSEN 8411

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

Abzugeben: „Punktechnischer Vorwärts“ Jahrgr. 1939-1941 kompl., Jahrg. 1942 u. 1943 fast kompl., „PUNK-TECHNIK“ Jahrg. 1949-1955 kompl. Angebote an: Glaeser, 599 Altena/Westf., Kirchstr. 7

Kaufgesuche

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

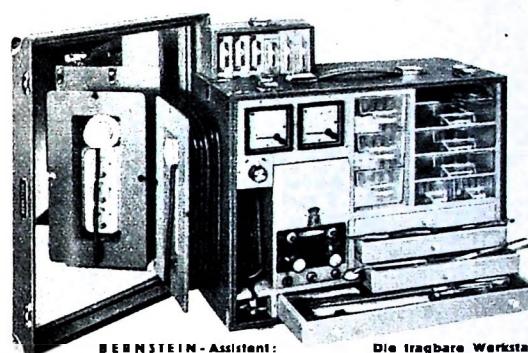
RESERViert FÜR



Kompass
UKW- u. FS-Antennen

exakt — stabil,
zu hunderttausenden bewährt
von der Nordsee
bis zum Mittelmeer.
Fabrikatlagen an vielen Orten
des In- und Auslandes.
Bezugsnachweis und Prospekt
6121 gern von

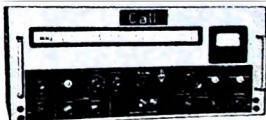
Kompass-Antenne, 35 Kassel, Erzbergerstraße 55/57



BERNSTEIN - Werkzeugfabrik Steinrücke KG

Remscheid-Lennep, Telefon 62032

RX 60



ein Amateur-KW-Empfänger höchster Leistung. Doppelsuper mit Dreifachquarzfilter und quarzgesteuertem Oszillator. Für alle Amateurbänder. Viele Regelmöglichkeiten. Amateurgeräte - Prospekt anfordern!

Max FUNKE KG 5488 Adenau
Fabrik für Röhrenmeßgeräte

Zettelwirtschaft Bankrott bedingt
Magler-Kasse Ordnung bringt



ACT 188 MAGLER KASSENFAKULTÄT HEILBRONN

becker
autoradio
FÜR ALLE WAGENTYPEN - IN JEDER PREISLAGE
BECKER RADIOWERKE GMBH 7501 ITTERS BACH

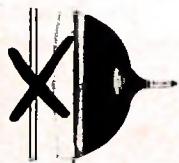
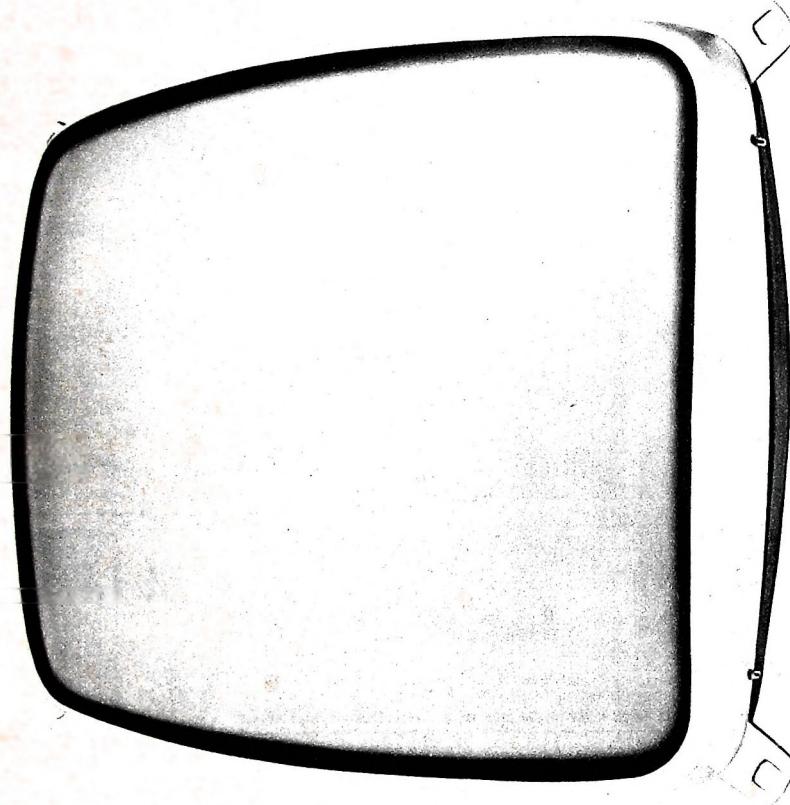
10020

VALVO

E.-Thälmann-Str. 56

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

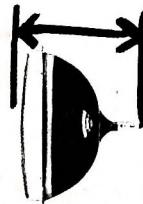
A 59-11 W



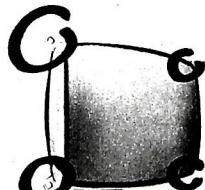
keine Schutzscheibe
erforderlich *)



kontrastreiches Bild *)



geringe Einbautiefe *)



einfache Montage *)

*) warum, erfahren Sie
aus unserem Sonderdruck
»Die Fernsehbildröhre A 59-11 W —
Ergebnisse einer
folgerichtigen Entwicklung «



VALVO GMBH HAMBURG