

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

2 | 1970

2. JANUARHEFT



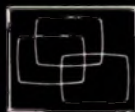
ergon

FÜR
DIE FARBE
GEBOREN

Südlich von Rom auf einer 140.000 m² grossen Fläche, von denen 20.000 schon bebaut worden sind, ist eine neue und grosse europäische Industrie zur Herstellung von Farbbildröhren gegründet worden.



Eine neue Kraft
der Wissenschaft
und Technik
zu Ihren Diensten.



ergon

Firmensitz und Werk:
03012 ANAGNI (Frosinone) - Italien

gelesen · gehört · gesehen	40
FT meldet	42
Sorgenkind Antennenbau	43
Halbleiter	
Schaltungen für großsignalfeste HF-Vorstufen und Misch-	
stufen mit Transistoren	44
Schwerpunkte 1970	48
Persönliches	48
Steuerungs- und Regelungstechnik	
Bausteine für die Übertragung und Verarbeitung von	
Winkelinformationen	49
Stereophonie	
Stereo-Wiedergabe mit einer Lautsprecherbox	52
Antennen	
Die Auto-Stabantenne beim UKW-Empfang	53
Studiotechnik	
Berechnung und praktische Ausführung eines Stereo-Laut-	
stärkereglers	58
Meßtechnik	
Zweifachschalter als Vorsatz zum Einstrahl-Oszillografen	61
Für Werkstatt und Labor	
Adapter für den Anschluß von Videorecordern an Heim-	
Fernsehempfänger	63
Rundfunkempfänger-Service	
Verminderte Empfangsleistung eines Kolfer-Rundfunkemp-	
fängers auf allen Bereichen	65
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Scheibenwischer-Intervall und Scheibenwischermotor-	
bremsung elektronisch gesteuert	68
Neue Druckschriften	69

Unser Titelbild: Der neue von AEG-Telefunken entwickelte HF-Leistungstransistor 2 N 3632 im TO-60-Gehäuse ist recht interessant aufgebaut. Deutlich sind die zwei Systeme in Overlay-Technik und darunter die zwei kleineren Stabilisierungswiderstände zu erkennen. Sie erbringen gegenüber unstabilisierten Transistoren den Vorteil wesentlich größerer Widerstandsfähigkeit durch symmetrische Stromverteilung an beide Chips. Die Stromzuführung von den Stiften erfolgt über Gold-Bonddrähte von 40 µm. Die HF-Leistung dieses Bauteils ist 10 W bei 260 MHz beziehungsweise 11 W bei 175 MHz. Das Gehäuse hat eine Gesamtlänge von 22 mm und eine Schlüsselweite von 11 mm; die geringen Abmessungen gehen aus dem Vergleich mit dem links abgebildeten Streichholzkopf hervor. Aufnahme: AEG-Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben des Verfassers

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167. Telefon: (03 11) 412 10 31. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Telegramm-Anschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chelgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck-Konto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM, Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof

Transistor- Schaltungstechnik

von Herbert Lennartz und Werner Taeger

Aus dem Inhalt

Die verschiedenen Transistorarten
(pnp-, npn-, legierte, gezogene
und Mesa-Transistoren)

Transistorsymbole

Darstellung der Transistorparameter

Kennlinien von Transistoren

Kennzeichnende Eigenschaften
der Transistoren

Der Transistor als Verstärkerelement

Gegenkopplungen

Gleichstromverstärker mit Transistoren

Der Transistor als elektronischer Schalter

Transistoroszillatoren

Der Transistor in der allgemeinen
Elektrotechnik

Der Transistor
in der Rundfunkempfangstechnik

Der Transistor in der Fernsehtechnik

Breitbandverstärker

Messungen an Transistoren

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

*Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland,
durch Buchverkaufsstellen (Fachhandlungen mit Literatur-Abtei-
lung) sowie durch den Verlag*

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK** GM
BH

1 BERLIN 52 (Borsigwalde)



Deutsche Funkausstellung 1970 Düsseldorf

Am 12. Dezember 1969 fand in Düsseldorf die konstituierende Sitzung des Ausstellungsausschusses der Deutschen Funkausstellung 1970 Düsseldorf (21. bis 30. 8. 1970) statt. Vorsitzender des Ausstellungsausschusses ist Hans-Joachim Rohde, Werbeleiter der Siemens Electrogeräte GmbH, München. Dem Ausschuss gehören Vertreter von WDR und ZDF, der Deutschen Bundespost, der beteiligten Verbände und Industriefirmen, der Stadt Düsseldorf und der Düsseldorfer Messgesellschaft mbH (NOWEA) an. Da ebenfalls vom 21. bis 30. 8. 1970 im Düsseldorfer Messegelände zum zweiten Male die „Hi-Fi 70 - Internationale Ausstellung mit Festival“ veranstaltet wird, gehören dem Ausstellungsausschuss für die Funkausstellung auch Vertreter des Deutschen High-Fidelity-Instituts e. V. (dhfi) an.

Philips-Wettbewerb 1970

Nach dem erfolgreichen Abschluß des European Contest 1969 veranstaltet Philips auch 1970 diesen Jugendwettbewerb, der sich an alle Forscher und Erfinder vom 12. bis zum 21. Lebensjahr wendet. Neben Einzelpersonen sind auch Gruppen bis zu vier Teilnehmern zugelassen. Die Arbeiten können folgenden naturwissenschaftlichen und technischen Gebieten entstammen: Biologie, Chemie, Elektronik, Mathematik, Nachrichtentechnik, Physik, Technologie und Verhaltensforschung. Die ersten drei Sieger aus dem deutschen Landeswettbewerb nehmen im Frühjahr 1970 am Europa-Wettbewerb in Eindhoven (Holland) teil. Alle Einsendungen sind an die Deutsche Philips GmbH, 2 Hamburg 1, Postfach 1093, zu richten; von dort können auch die Teilnahmebedingungen angefordert werden. Einsendeschluß ist der 10. Februar 1970.

Vorbereitungen der Bundespost für die Olympischen Spiele 1972

Schon jetzt trifft die Deutsche Bundespost umfangreiche Vorbereitungen, um auf nachrichtentechnischem Gebiet für die Olympischen Spiele 1972 gerüstet zu sein. Bis zu diesem Zeitpunkt soll unter anderem das Zentralamt München für die Landesfernwahl und den Auslands-Selbstwählferndienst wesentlich erweitert werden. Einen entsprechenden Auftrag im Gesamtwert von 43 Mill. DM hat die Siemens AG erhalten. In diesem Zusammenhang wird Siemens auch das Hauptamt Augsburg, fünf Münchner Ortsämter mit 42 000 Anschlüssen und die Hauptauskunftsstellen München, Ingolstadt und Weilheim erweitern.

Südfunk erweitert seine Freitag-Verkehrssendung

Die Südfunk-Sendung „Im Auto unterwegs“ (jeweils am Freitag von 18.05 bis 18.55 Uhr im Programm des Südfunks I) erhielt vom 9. Januar 1970 an eine zeitliche Erweiterung durch einen 90-Minuten-Vorspann von 15.30 bis 17.00 Uhr. Dadurch stehen den Autofahrern im Bereich des Süddeutschen Rundfunks noch mehr Informationen zur Verfügung.

Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen - Ausgabe 1969

Ende November 1969 wurde das neue Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen - Ausgabe 1969 - ausgeliefert. Bestellungen gegen einen Abgabepreis von 5,40 DM nehmen alle Postämter entgegen.

Nichtöffentlicher fester Funkdienst

Anzuwenden sind vom 1. Januar 1970 ab die im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Ausgabe A, Nr. 177, vom 13. 12. 1969 im Wortlaut veröffentlichten „Bestimmungen über das Errichten und Betreiben von Funkanlagen für Einkanal-Richtfunkverbindungen des nichtöffentlichen festen Funkdienstes“. Die sieben Paragraphen dieser neuen Bestimmungen behandeln: Begriffsbestimmungen, Geltungsbereich, Grundsätze der Genehmigungserteilung, Verbindung mit anderen Fernmeldeanlagen, Genehmigungsverfahren, Erlöschen der Genehmigung, Genehmigungsgebühren. Abgedruckt sind ebenfalls die Formblätter „Antrag“ und „Genehmigungsurkunde“. Die Genehmigungsurkunde geht auch ausführlich auf die Auflagen ein, die bei der Genehmigung zum Errichten und Betreiben einer solchen Funkanlage im Frequenzteilbereich 420 ... 430 MHz gemacht werden.

Pye-Fernsehgeräte

Die britische Pye-Gruppe hat 1969 in Europa Farb- und Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte im Werte von rund 3 Mill. DM abgesetzt und schätzt den Export nach den europäischen Ländern im Jahre 1970 für Farbgeräte allein auf 17,5 Mill. D-Mark. Das Werk in Lowestoft wurde bereits erweitert, um der erhöhten Ausfuhr von Bausätzen für die Montage im Ausland gerecht zu werden.

F & P

RCA nennt Preise für SelectaVision

Nach einer neuen Mitteilung von RCA ist damit zu rechnen, daß das Heim-Kassettengerät (s. Heft 24/1969, S. 938) etwa 1972 aus serienmäßiger Fertigung lieferbar sein wird. Für den Bandspieler einschließlich Laser und Fernsehkamera wird ein Höchstpreis von 400 Dollar (etwa 1600 DM) angegeben, für die 30-Minuten-Kassette mit Farbprogramm ein Preis von 2 bis 3 Dollar (etwa 8 bis 12 DM).

Motorola Inc. führender Elektronik-Hersteller in den USA

Unter den Großen der Industrie in den USA, deren Produktionsprogramm zu 100 % auf dem Gebiet der Elektronik liegt, steht Motorola an erster Stelle. Es folgen Zenith Radio Corp., Hughes Aircraft, Collins Radio Co., General Instrument Corp., LTV Electrosystems, Inc., Varian Associates, Inc., Warwick Electronics, Inc. und Tektronix, Inc.

Neue VHF-Leistungstransistoren BLY 85 und BLY 97

Für VHF-Senderverstärker im B-Betrieb mit mittleren Ausgangsleistungen hat Mullard zwei neue VHF-Leistungstransistoren herausgebracht, die sich sowohl für frequenz- als auch für amplitudenmodulierte Systeme eignen. Der BLY 85 ist für eine Betriebsspannung von 13,8 V bestimmt und kann in aus Autobatterien gespeisten mobilen Anlagen eingesetzt werden. Er gibt in einem 175-MHz-FM-System bei 0,4 W Eingangsleistung eine Ausgangsleistung von 4 W ab. Der BLY 97 ist eine 24-V-Ausführung des BLY 85, die für 4 W Ausgangsleistung bei 175 MHz 0,2 W Eingangsleistung erfordert. In einem AM-Sender liefert er bei 13,8 V Betriebsspannung 2,5 W HF-Leistung.

UKW-Sendeanlage für Belgien

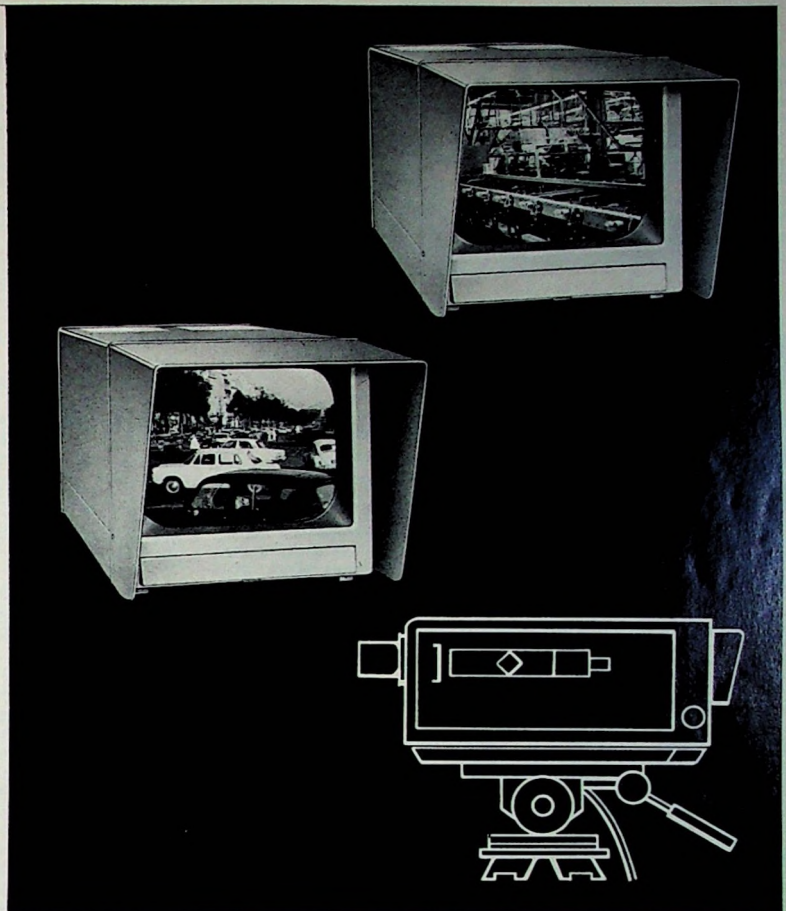
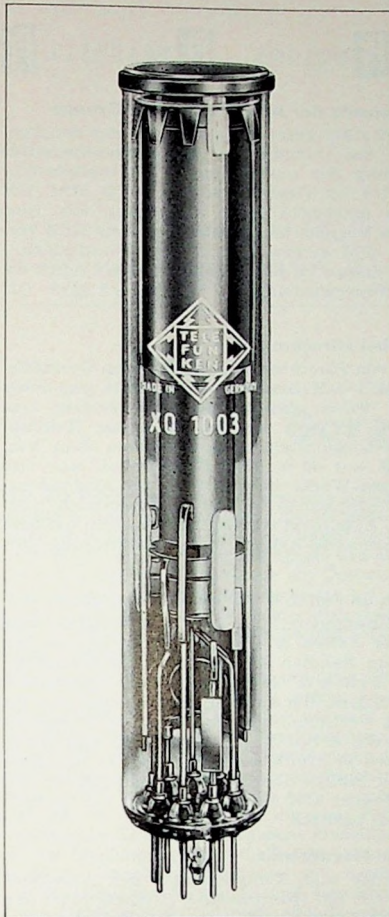
Im Auftrag der Radiodiffusion-Télévision Belge (RTB) errichtete Rohde & Schwarz in Riviére bei Namur eine 5-kW-UKW-Sendeanlage mit passiver Reserve. Die aus 16 Feldern bestehende horizontal polarisierte Rundstrahlantenne ist in 130 m Höhe an einem Gittermast montiert.

Farbfernseh-Gastroskopie

Im Rahmen der II. Gastroenterologischen Fortbildungstagung des Zentrums für Innere Medizin der Johann-Wolfgang-Goethe-Universität in Frankfurt a. M. wurde erstmalig eine Farbfernseh-Gastroskopie mit einer $\frac{5}{8}$ "-Plumbikon-Farbfernsehkamera (Philips) durchgeführt. Die Kamera war unmittelbar mit dem Gastroskop verbunden, so daß auf eine zwischengeschaltete Fiberoptik verzichtet werden konnte. Damit entfallen die in einer Fiberoptik auftretenden Lichtverluste. Die zwei Magenspiegelungen wurden aus einem improvisierten Operationsraum im Botanischen Institut auf Farbmonitore in einen Hörsaal übertragen.

Seminar „Integrierte Schaltungen“

Vom 4. bis 6. 3. 1970 veranstaltet die Technische Akademie Esslingen in Zusammenarbeit mit der Valvo GmbH, Hamburg, und der Philips Zentrallaboratorium GmbH, Hamburg, wieder ein Seminar „Integrierte Schaltungen“ für Physiker, Ingenieure und Techniker aus Entwicklungslaboratorien der Industrie und aus wissenschaftlichen Instituten. Nach einem einleitenden Referat über die Fertigung von integrierten Schaltungen folgen sechs Vorträge über die Digitaltechnik mit integrierten Schaltungen und vier Vorträge über Anwendungen in der Verstärkertechnik. Anfragen und Anmeldungen sind an das Sekretariat der Technischen Akademie, 7300 Esslingen, Rotenackerstr. 71, Telefon (0711) 35 33 86, zu richten.



Überwachungsanlagen mit AEG-TELEFUNKEN Bildaufnahme-Röhren

In der modernen Verkehrsüberwachung auf Straßen, bei der Schifffahrt und im Luftverkehr sind kommerzielle Fernseh-Anlagen heute überhaupt nicht mehr wegzudenken. Auch in der Industrie wird der Einsatz immer größer. Viele Kameras dieser Anlagen sind aus gutem Grund mit AEG-TELEFUNKEN Bildaufnahme-Röhren vom Vidikon-Typ bestückt.

Nutzen auch Sie die Vorteile dieser Röhren, verwenden Sie AEG-TELEFUNKEN Spezialröhren für Aufnahme und Wiedergabe.

AEG-TELEFUNKEN fertigt mit modernsten Einrichtungen Bildaufnahme-Röhren vom Vidikon-Typ. Der Einsatz dieser Röhren in Ihren elektronischen Kameras bietet Gewähr für die Übertragung von Bildinformationen mit hoher Güte und Zuverlässigkeit.

Röhren mit den Bezeichnungen XQ 1001... XQ 1004 sind Standard-Typen mit 1"-Frontscheibendurchmesser und 300 mA Heizstrom. Die Typen XQ 1005... XQ 1008 haben 95 mA Heizstrom. Alle Röhren sind hochempfindlich im sichtbaren

Spektralbereich und mit getrenntem Feldnetz ausgerüstet. Die Fokussierung und Ablenkung geschieht elektromagnetisch.

Technische Daten senden wir Ihnen auf Wunsch gerne zu.

AEG-TELEFUNKEN
Fachbereich Röhren/Vertrieb
79 Ulm



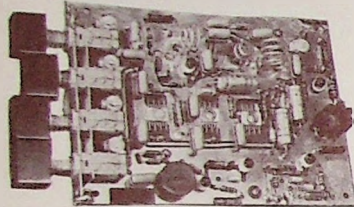
Bildaufnahme-Röhren von
AEG-TELEFUNKEN

Das neue RIM-Electronic-Jahrbuch '70

Sofort lieferbar! Umlangreicher denn je! 644 Seiten! Über 70 Bausätze u. über 30 Baugruppen aus der NF-, HF-, Meß- und Prüftechnik. Zahlreiche Neuentwicklungen! Reichhaltiger und übersichtlicher Katalogteil mit neuen Bestellnummern. Alte Katalogpreise sind weitgehend ungültig.

Schutzgebühr 5,- DM + 1,- DM für Porto bei Vorkasse Inland (Postcheckkonto München 137 53).

Nachnahme Inland 6,80 DM. Ausland nur Vorauszahlung 7,20 DM.



Eine revolutionäre Technik

Der neue
UKW-FM-Tuner
»FM 44 IS«

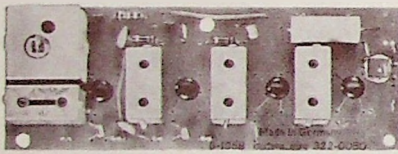
Kein ZF-Abgleich erforderlich

Mit integrierten Schaltkreisen mit ZF-Verstärker, ohne Filter-ZF und Ratio.

Ein kompl. UKW-Mono-Baustein mit angew. Impulstechnik, von einer weltbekannten Firma entwickelt. Ideal und einfach zum Selbsteinbau eines UKW-Monotuners mit 4 vorprogrammierten Sendern und für den Einbau in Verstärker als FM-Tonquelle geeignet. Kleine Abmessungen! Maße: 100 x 133 mm. 4 beliebig einstellbare Sender innerhalb 87,5 MHz; mit abschaltb. AFC oder durch Ergänzung kann der Bereich auf elektronischem Weg auch durchstimmt gemacht werden.

NF-Ausgang: etwa 100 mV. Betriebsspannung 12 V / etwa 150 mA. Bestückung: 4 integr. Schaltkreise, 6 Transistoren, 1 Z-Diode, 1 Diode.

Bausatz komplett mit Plan (Sender vorprogrammierbar) 129,- DM
Baumappe 2,50 DM. — Betriebsfertiger Baustein 159,- DM



Bewährte Görler-HF-Baugruppen Feldeffekt-Transistor-4fach-Drehko-Tuner

312-2433 mit festeingebauter Regelaufomatik für Hi-Fi-Stereo-Steuergeräte der Spitzenklasse

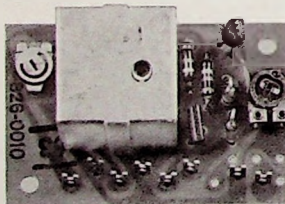
Einbaumaße: B 54 x H 46 x T 80 mm. Getriebe: 3:1. Frequenzbereich: 87,5 bis 108,5 MHz bzw. 87,5–104,5 MHz. Versorgungsspannung: Tuner ohne Regelung 12 V, mit Regelung 24 V. Antennen-Eingang: 240–300 Ω sym. 50–70 Ω unsym. Rauschzahl: < 2,5 kTo. Spannungsverstärk. 38 dB \pm 2 dB. Selektion: 100–90 dB. Spiegelselektion: < 70 dB. ZF-Festigkeit: < 90 dB. ZF-Bandbreite: \sim 280 kHz + 10 %. ZF-Ausgangs-Imp.: am vollst. Kreis: 5 k Ω , am Anzapf: \sim 150 Ω . Oszillator-Störfeldstärken: weit unterhalb der zulässigen Grenzwerte.
312-2433

30-10-015

99,50 DM

4stufiger FM-ZF-Verstärker mit integrierten Schaltkreisen 322-0050

Abmessungen: 130 x 50 x 20 mm. Eingangsimpedanz: 1,5 k Ω . Ausgangsspannung, unbelastet: 600 mV bei 100 % FM. Klirrfaktor bei 1 kHz: 0,3 % bei 100 % FM, 0,15 % bei 60 % FM. AM-Unterdrückung: 50 dB bei 50 % AM. Bandbreite 160 kHz bei 2 dB Abfall. Kanaltrennung: 53 dB bei \pm 300 kHz; volle Begrenzung: bei 500 μ V Eingangsspannung: Ratiodektektor: Spitze-Spitze-Abstand: 600 kHz. AFC-Spannung: \pm 0,5 V. Versorgungsspannung: 12 V.



30-12-025

78,90 DM

Stereo-Decoder 327-0032

Arbeitet nach dem Zeitmultiplexverfahren, das gegenüber dem Frequenzmultiplexverfahren Vorteile bezüglich des Rauschens bei kleinen Eingangsspannungen hat. Die Übersprechdämpfung zeigt gleiche Werte wie beim Frequenzmultiplexverfahren.



30-10-055

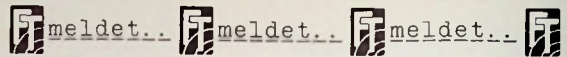
68,- DM

Rauschsperr 326-0010 (ohne Abb.)

zur Rauschunterdrückung bei Senderwechsel. Die Baugruppe ist mit Anschlüssen für Feldstärkeinstrument versehen. Ideal als Ergänzung für den Bau von Hi-Fi-Stereotunern mit den Baugruppen 312-2433, 322-0020 und 327-0032 geeignet.

30-10-060

29,70 DM



7,3 Mrd. DM Weltumsatz der AEG-Telefunken-Gruppe

Der Weltumsatz der AEG-Telefunken-Gruppe, der den konsolidierten Umsatz der inländischen Konzerngesellschaften und die Eigenleistung der ausländischen Mehrheitsbeteiligungen umfaßt, wird im Geschäftsjahr 1969 7,3 Mrd. DM überschreiten. Dies entspricht einer Steigerung von rund 25 % gegenüber dem Vorjahr. Der Auftragseingang wird voraussichtlich 8 Mrd. DM erreichen, und die Investitionen – einschließlich der Zugänge im Sachanlagevermögen durch die Einbeziehung der Neuerwerbungen – werden 0,5 Mrd. DM betragen.

Umsatzsteigerung bei Hirschmann

Der Gesamtumsatz von Hirschmann überschritt im Geschäftsjahr 1968/69 die 80-Mill.-DM-Grenze. Damit wurde gegenüber dem Geschäftsjahr 1967/68, das am 30.6.1968 endete, eine Steigerung um mehr als 20 % erreicht. Im ersten Halbjahr 1969 belief sich die Umsatzsteigerung gegenüber dem Vergleichszeitraum 1968 auf 30 %. Der Exportanteil der vier deutschen Hirschmann-Werke betrug 28 %. Im Ausland bestehen eigene Tochterfirmen in Österreich, Frankreich, Südafrika und Holland. Außerdem werden in mehreren Ländern des Auslandes Hirschmann-Artikel in Lizenzfertigung hergestellt.

Philips beteiligt sich an Felten & Guilleaume Carlswerk AG

Die erfolgreiche Zusammenarbeit, die seit verschiedenen Jahren zwischen der Felten & Guilleaume Carlswerk AG, Köln, und Philips im Rahmen ihrer gemeinsamen Tochtergesellschaft Tekade Felten & Guilleaume Fernmeldeanlagen GmbH, Nürnberg, besteht, hat zu dem Beschluß geführt, die Zusammenarbeit zu vertiefen und auszuweiten. In diesem Zusammenhang hat die Arbed S. A., Luxemburg, Mehrheitsaktionärin der Felten & Guilleaume Carlswerk AG, einen Teil ihrer Aktien an Philips übertragen, so daß Philips und Arbed seit dem 1. Januar 1970 eine Beteiligung von je 35 % an dieser Gesellschaft besitzen.

Kapitalerhöhung bei Nordmende

Nachdem der Gründer und Komplementär der Norddeutschen Mende Rundfunk KG (Nordmende), Bremen, Martin Mende, bereits im Januar 1969 seine Kapitalanteile auf seine beiden Söhne und seine Tochter übertragen hatte, haben die bisherigen Kommanditisten, die seit Gründung von Nordmende Gesellschafter sind, eine Neuverteilung des Kommanditkapitals vorgenommen. Auch die Poseidon-Verwaltungsgesellschaft, die der Norddeutschen Kreditbank AG, Bremen, nahesteht, ist nunmehr Kommanditist. Um dem ständig steigenden Geschäftsvolumen Rechnung zu tragen, wurde von den Gesellschaftern beschlossen, die Kapitaleinzahlungen zu verdoppeln und damit eine Kapitalerhöhung um 100 % durchzuführen.

Seit 1. Oktober 1969 liegt die Geschäftsführung in den Händen der beiden Komplementäre Karl und Hermann Mende. Außerdem wurde gleichzeitig ein neuer Organisationsplan in Kraft gesetzt, der eine Gliederung des Unternehmens in vier Hauptgeschäftsbereiche vorsieht. Martin Mende wird auch in Zukunft die Geschicke des Unternehmens als Vorsitzender des Gesellschafterausschusses beeinflussen.

Roederstein Bauelemente-Vertriebs GmbH, Berlin

Die Berliner Vertretung der Firmengruppe Roederstein, die bis zum 31. Dezember 1969 von der Firma Walter Danöhl, Berlin, wahrgenommen wurde, wird im Verlauf des ersten Quartals 1970 von der Roederstein Bauelemente-Vertriebs GmbH, Berlin, übernommen werden. In der Zwischenzeit sind für die Kunden aus dem Raum Berlin die einzelnen Firmen der Firmengruppe direkt zuständig.

Saba errichtet neues Zweigwerk in Leutkirch

Saba hat mit der Textilwarenfabrik Walter E. Eppler in Leutkirch einen langfristigen Pachtvertrag abgeschlossen, um die dort vorhandene personelle Kapazität voll zu übernehmen. Geplant ist die Herstellung verschiedener Bauelemente, die hauptsächlich für die im Werk Friedrichshafen konzipierte Rundfunk- und Tonbandgeräteproduktion bestimmt sind. Saba wird im Geschäftsjahr 1969 einen Umsatz von 220 Mill. D-Mark und damit das beste Umsatzergebnis seiner Geschichte erreichen.



8000 München 15 · Bayerstraße 25

Abt. F 2

Telefon (08 11) 55 72 21 · Telex 05-28 166 rarim-d

Sorgenkind Antennenbau

Der alte Erfahrungssatz, daß eine gute Antenne der beste HF-Verstärker ist, hat insbesondere für die Fernsehempfangsantenne auch heute noch nichts von seiner Gültigkeit verloren. Während man beim Bau von Verstärkern alle Regeln und neuen Erkenntnisse der Technik sorgfältig beachtet, um ein Optimum an Leistung zu erreichen, muß man bedauerlicherweise bei Antennen auch heute immer noch feststellen, daß viele — allzu viele — glauben, den Bau einer Antenne so ganz am Rande und sozusagen mit der linken Hand miterledigen zu können.

Eine solche Feststellung scheint zunächst übertrieben und provozierend, denn man weiß doch, welche Anstrengungen seit über zwanzig Jahren von allen Seiten gemacht worden sind, um das Wissen um die Antenne und ihre Installation bis ins letzte Dorf zu tragen. Ohne Frage haben die Bemühungen der Antennenhersteller um Aufklärung und Information des Fachhandels ihre Früchte getragen. Es hat weder an Kursen noch an gutem Informationsmaterial gefehlt. Als Beispiel sei die vom Fachverband Empfangsantennen im ZVEI herausgegebene fünfteilige Druckschrift „Technik der Empfangsantennen für Rundfunk und Fernsehen“ hier nur erwähnt. Manche Fachbetriebe und Fachgeschäfte haben sich auf den Bau von Rundfunk- und Fernsehantennen spezialisiert. Diese Unternehmen sind nach oftmals anfänglichen Mißerfolgen heute in der Lage, sowohl Einzel- als auch Gemeinschafts-Antennenanlagen sachgerecht und unter Beachtung der einschlägigen Sicherheitsbestimmungen zu erstellen.

Sehr im argen liegt der Antennenbau jedoch noch bei vielen Einzelhändlern, die primär nur am Gerätegeschäft interessiert sind und den Antennenbau nur als notwendiges Übel betrachten, um dem Käufer eines Geräts die Inbetriebnahme seines Empfängers zu ermöglichen. Hier wird bei weitem nicht immer fachgerechte Arbeit geleistet, nicht zuletzt deswegen, weil es an der manuellen Geschicklichkeit und am handwerklichen Können fehlt. Es ist eben doch ein erheblicher Unterschied, ob man nur weiß, daß ein konzentrischer Antennenstecker an ein 60-Ohm-Koaxialkabel anzuschließen ist, oder ob man den Stecker selbst anschließen muß. Schon in diesem einfachen Fall kann man in der Alltagspraxis die haarsträubendsten Dinge erleben. Grund ist in sehr vielen Fällen nur das mangelhafte, weil nicht durch praktische Übung und Erfahrung erworbene Können und damit zugleich auch das Wissen um viele Kleinigkeiten, die beim Abisolieren des Antennenkabels und beim Anschließen des Koaxialsteckers zu beachten sind.

Offenbar bestehen in dieser Hinsicht noch erhebliche Ausbildungslücken, die schnellstens geschlossen werden müssen. Die hier und da zu hörende Meinung, die Tage der Einzel-Antennenanlage seien gezählt und es lohne deshalb nicht, dafür noch Ausbildungskosten zu investieren, weil der Gemeinschafts-Antennenanlage die Zukunft gehöre, gilt in dieser verallgemeinernden Formulierung wohl nur für die Ballungsgebiete der Groß- und Satellitenstädte. In weiten Gebieten wird die Einzel-Antennenanlage nach wie vor der Normalfall sein und auch bleiben. Erinnert sei an dieser Stelle noch einmal daran, daß vorsichtigen Schätzungen bis zunächst 1972 mit jährlich verkauften sechs Millionen Einzelantennen im Verkaufswert von rund hundert Millionen DM zu rechnen ist. Das entspricht etwa zehn Prozent des Gesamtumsatzes des Facheinzelhandels. Allein der laufende Ersatzbedarf bei Einzel-Antennenanlagen mit jeweils mehreren Einzelantennen erreicht bei einer angenommenen Lebensdauer der Antenne von zehn Jahren eine jährliche Stückzahl von einer Million. An diesem laufenden Geschäft zu partizipieren, dürfte wohl einige Anstrengungen wert sein. Und dazu gehört die erweiterte und verbesserte Ausbildung des Antennenbauers.

Deshalb muß die bisherige Ausbildung im Lehrsaal unbedingt durch die praxisnahe Ausbildung ergänzt werden. Was nutzt es beispielsweise, im Unterrichtsraum die leichte und problemlose Anbringung mehrerer Antennen am Standrohr mit eleganten Worten zu demonstrieren und voll Stolz auf die „Anschlußfreundlichkeit“ der neuen Antennenweichen hinzuweisen. Erst im praktischen Fall wird man sich von der Richtigkeit solcher zunächst durch nichts bewiesenen Behauptungen überzeugen können. Es ist eben doch nicht gleich, ob man solche Arbeiten unter bequemen Arbeitsbedingungen im Hörsaal oder in luftiger Höhe auf dem Dach und unter den oft räumlich unbequemen Verhältnissen auf dem Dachboden ausführen muß.

Was ist nun zu tun? Ebenso wie der angehende Bautechniker auf dem sogenannten Bauhof praktisch lernt, wie man eine Wand mauert oder einen Dachstuhl zimmert und richtet, ebenso sollte der zukünftige Antennenbauer auf dem „Antennenhof“ lernen, wie man eine Antenne auf dem Dach montiert und die notwendigen Installationsarbeiten auf dem Dachboden und im Haus ausführt. Dazu ist es keineswegs nötig, „Häuser“ mit den verschiedenartigen Dächern und Dachböden in natürlicher Größe zu errichten, sondern es genügt dazu Dachböden und Dächer im Maßstab 1:1 auf dem „Antennenhof“. Dort hat der Antennenbauer dann die Möglichkeit, verschiedenartige Antennenanlagen unter wirklichkeitsnahen Umweltbedingungen sachgerecht bauen zu lernen. Es wird sich dann bald zeigen, welchen Unterschied es bedeutet, auf dem Dachfirst oder auf dem Erdboden oder in der Werkstatt zu arbeiten. Im „Antennenhof“ kann der zukünftige Antennenbauer auch praktisch lernen, wie wichtig es ist, die elektrisch beste Stelle auf dem Dach für die Antenne zu finden, und welche Mißerfolge möglich sind, wenn man der Bequemlichkeit halber das Antennenstandrohr dort montiert, wo die einfachsten Befestigungsmöglichkeiten gegeben sind. Auch ein paar Räume (Rohbau) mit Wänden aus verschiedenen Materialien sollten für die praktische Ausbildung des Antennenbauers vorhanden sein, um zu lernen, wie man Kabel auf Ziegel- oder Betonwänden verlegt oder sachgemäß einputzt und wie man sie an die Unterputz-Anschlußdose anschließt.

Hier auf dem „Antennenhof“ kann auch praktisch demonstriert und gelehrt werden, wie man mehrere an einem Mast befestigte Antennen auf verschiedene Sender ausrichtet. Im Lehrsaal ist das scheinbar sehr einfach, wenn man hört, daß jede der Antennen auf das Empfangsmaximum oder so auszurichten ist, daß störende Geister ausgeblendet werden. Wer das aber auf dem Dach und dann möglicherweise noch mit drei oder mehr scharf bündelnden Antennen machen soll, muß zwangsläufig versagen, wenn er nicht selbst Gelegenheit hatte, sich all die vielen kleinen Kniffe des erfahrenen Antennenbauers durch praktisches Üben anzueignen.

Das bisher schon vermittelte theoretische und grundsätzliche Wissen muß selbstverständlich auch in Zukunft Grundlage der Ausbildung zum Antennenbauer bleiben. Es muß ergänzt und auf dem laufenden gehalten werden durch die ausführliche Interpretation geänderter Bestimmungen wie beispielsweise der Neufassung von VDE 0855 Teil 1 mit den Sicherheitsbestimmungen für Antennenanlagen, die zum Beispiel die Verwendung von Gas- und Wasserrohren als Antennenstandrohre jetzt ebenso verbieten wie die Verwendung von Gasrohren als Erdleiter. Sehr viel mehr Gewicht aber muß auf die praktische und mehr handwerksmäßig orientierte praxisnahe Unterweisung gelegt werden, ohne die der Antennenbauer nun einmal nicht auskommen kann. Niemand ist durch noch so eifriges Studium von Büchern zum sicheren Radfahrer oder Schwimmer geworden. Beim Antennenbau ist es kein Jota anders. Darum: Wer macht den Anfang mit dem „Antennenhof“? W. Roth

Schaltungen für großsignalfeste HF-Vor- und Mischstufen mit Transistoren

Die Form der Übertragungskennlinie von HF-Transistoren hat einen großen Einfluß auf die Empfangsqualität bei großen Antennensignalen. Insbesondere in städtischen Ballungsgebieten mit vielen starken Sendern ergeben sich dadurch zahlreiche Störeffekte wie Kreuzmodulation, Verzerrungen oder Störstellenempfang. Diese Probleme sind in anderen Beiträgen [1,2] bereits beschrieben worden. Die theoretischen Zusammenhänge zwischen Kennlinienformen und HF-Verstärker- sowie -Mischstufeneigenschaften sind in [3] ausführlich behandelt und ergänzen den hier veröffentlichten Aufsatz.

Die zur Verfügung stehenden aktiven Verstärkerelemente wie Röhren, Transistoren und Feldeffekttransistoren erfüllen die in [3] geforderten Bedingungen für eine verzerrungs- und störfreie Übertragung von großen Signalen nur zum Teil. Durch richtigen Einsatz der Verstärkerelemente und besonders der Transistoren in geeigneten Verstärkerschaltungen und durch spezielle Schaltungsmaßnahmen können jedoch die Übertragungseigenschaften wesentlich verbessert und ein zufriedenstellendes Großsignalverhalten kann erreicht werden. Bei NF-Verstärkerschaltungen mit Transistoren sind solche Maßnahmen schon von Beginn der Schaltungsentwicklung an üblich, in HF-Verstärkerschaltungen beginnt sich diese Schaltungstechnik jedoch erst in der letzten Zeit nach und nach durchzusetzen.

1. Schaltungen mit bipolaren Transistoren

Bei Germanium- oder Siliziumtransistoren in bipolarer Ausführung verläuft der Ausgangsstrom (abgesehen von Stromsättigungserscheinungen) als Funktion der Eingangsspannung über einige Dekaden nahezu nach einer e-Funktion. Die Abhängigkeit des Ausgangsstroms vom Eingangstrom ist jedoch bei den meisten Transistoren näherungsweise und bei guten Transistoren, die besonders auf eine lineare Stromübertragung dimensioniert worden sind, eine gerade Linie, wobei die Steilheit y_{21} der Kennlinie $I_C = f(U_B)$ ebenfalls eine gerade Linie bildet (Bild 1). Man wird also, wenn es auf hohe Übertragungsqualität oder Verzerrungsfreiheit ankommt, bei bipolaren Transistoren stets entweder die lineare Stromübertragung ausnutzen (hochohmige Ansteuerung) oder die Transistoren in einer Gegenkopplungsschaltung betreiben. In den Bildern 2 und 3 sind Anwendungsbeispiele für die Anwendung einer Schaltung mit einem im Vergleich zum Eingangswiderstand hochohmigen Quellenwiderstand beziehungsweise einer HF-Gegenkopplung dargestellt [4]. In beiden Schaltungen wurden die Transistoren mit einem relativ hohen Kollektorgleichstrom von 4 bis 5 mA betrieben, um einen mög-

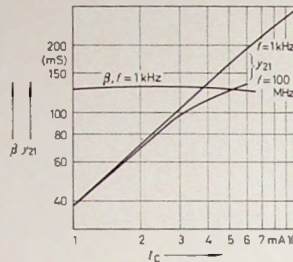


Bild 1. Stromverstärkungsfaktor β und Übertragungskoeffizient y_{21} des Transistors BF 314

lichst niedrigen Eingangswiderstand beziehungsweise starke Gegenkopplung zu erreichen. Die gewählten Gleichströme bestimmen mit den Grenzen der Aussteuermöglichkeit. Rechnet man zum Beispiel mit nur drei Sendersignalen von je etwa 100 mV_{eff}, dann ergibt sich bereits eine Gesamtspeitzspannung von etwa 500 mV und ein Spitzenstrom über beispielsweise 100 Ohm Gesamtwiderstand der Eingangsschaltung von mehr als 5 mA. Dieser Strom muß von der Eingangsschaltung aufgenommen werden. In beiden Schaltungen wurde die Eingangsanpassung so gewählt, daß sich ein induktiver Quellenwiderstand für den Transistor ergibt, der zum Eingangswiderstand der gewählten Transistoren in Emitterschaltung annähernd konjugiert komplex ist und daher Rauschanpassung bewirkt, so daß eine niedrige Rauschzahl der Stufe erreicht wird. Bei der Schaltung mit hochohmiger Ankopplung (Bild 2) wird der induktive Anteil durch die Paralleldrossel L_P am Emitter und bei der Gegenkopplungsschaltung nach Bild 3 durch die Gegenkopplungsspule L_{GK} gebildet. Die Auswahl geeigneter Transistoren für die dargestellten Schaltungen ist sehr wichtig. Bei der Schaltung mit relativ hochohmigen Quellenwiderstand sind ein linearer Verlauf der Stromübertragung beziehungsweise der Steilheit als Funktion des Stromes, ein möglichst hoher Eingangswiderstand in Emitterschaltung und eine niedrige Rückwirkungskapazität zwischen Kollektor und Basis erforderlich; geeignet ist zum Beispiel der Typ BF 314 von AEG-Telefunken. Die Auswahlkriterien für den Transistor in der Gegenkopplungsschaltung sind ähnlich, jedoch sind in diesem Fall möglichst niedrige Rückwirkungskapazitäten in beiden Richtungen zu fordern, also zwischen Kollektor und Basis sowie zwischen Kollektor und Emitter. Geeignet sind hier Transistoren wie BF 200 (wird von mehreren deutschen Herstellern geliefert) und BF 222 (SGS). Die beiden Schaltungen bringen annähernd gleich gute Resultate beziehungsweise Verbesserungen im Großsignalverhalten im Vergleich zu den Schaltungen ohne besondere Maßnahmen; die Aussteuerbarkeit steigt ungefähr um 10 bis 15 dB an. Bei den Schaltungen haftet jedoch auch ein Nachteil an. Infolge der hochohmigen

Spannungsteilung ergibt sich in beiden Fällen ein relativ hochohmiger, nicht reeller Gesamteingangswiderstand, so daß eine Fehlanpassung zur Antenne besteht. Diese Fehlanpassung kann natürlich durch Zuschalten eines ohmschen Widerstands am Eingangskreis oder durch Leistungsentzug bei einem

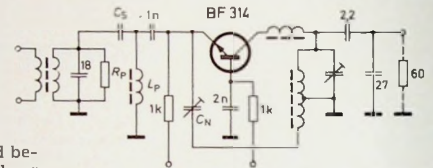


Bild 2. UKW-Vorstufe mit bipolarem Transistor und hochohmigen Quellenwiderstand

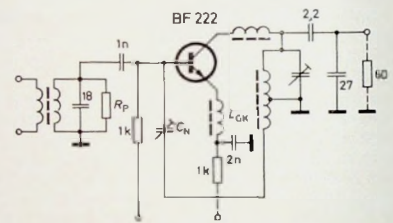


Bild 3. UKW-Vorstufe mit bipolarem Transistor und HF-Gegenkopplung

abgestimmten Eingangskreis ganz oder teilweise wieder ausgeglichen werden, jedoch ist damit stets eine Verschlechterung der Rauschzahl verbunden (bei Leistungsanpassung zum Beispiel rund 3 dB).

2. Schaltungen mit Feldeffekttransistoren

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren haben eine annähernd quadratisch verlaufende Kennlinie, jedoch sind besonders bei kleinen Strömen auch Anteile mit anderen Exponenten als 2 vorhanden. Die Kennlinie eines typischen Sperrschicht-Feldeffekttransistors zeigt Bild 4. Diese

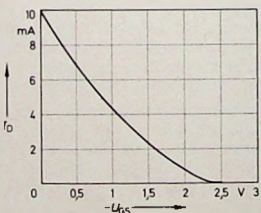


Bild 4. Drainstrom I_D als Funktion der Gate-Source-Spannung U_{GS} des Sperrschicht-Feldeffekttransistors BF 245

Transistoren werden vom Hersteller in verschiedenen Stromgruppen (I_{DSS} bei $U_{GS} = 0$) geliefert, so daß auch hierbei der Transistor dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt werden kann.

Bei der Anwendung der Feldeffekttransistoren ist neben der Wahl des richtigen Transistors auch die Wahl des richtigen Arbeitspunktes besonders wichtig.

Ing. Otto Klank ist Laborleiter bei AEG-Telefunken, Hannover.

Es ist einleuchtend, daß man bei einem Arbeitspunkt in der Mitte des Steuerungsbereichs die größte Aussteuerungsreserve erhält. Für kleine und mittlere Signale ergibt sich außerdem der Vorteil, daß die Kennlinie im mittleren Teil annähernd quadratisch verläuft, so daß nur wenig Mischprodukte gebildet werden. Als Grenzen für die Aussteuerung können bei Sperrschicht-Feldeffekttransistoren etwa die Punkte mit $U_{GS} = 0$ und $I_D = 0$ angesehen werden. Geht die Aussteuerung darüber hinaus, dann fließt einerseits Gatestrom, und andererseits ist der Drainstrom Null, so daß sich an beiden Seiten eine Anschnittsteuerung mit den Nachteilen, wie sie in [3] ausführlich geschildert wurden, ergibt. Es ist einleuchtend, daß die Aussteuerbarkeit des Transistors um so größer wird, je weiter der Punkt mit $I_D = 0$ (Sperrspannung) von dem Nullpunkt des Diagramms ($U_{GS} = 0$) entfernt ist, unter der Voraussetzung, daß dabei die Kleinsignaleigenschaften unverändert bleiben. Bei Transistortypen mit entsprechendem Kennlinienverlauf führt dieses Bestreben zu höheren Gatespannungen und Stromwerten im Arbeitspunkt. Eine Verlegung des Arbeitspunktes in die Nähe des Punktes mit $I_D = 0$ scheint bei Geradeausverstärkerstufen beziehungsweise Vorstufen nicht sehr sinnvoll, da in diesem Fall schon bei relativ kleinen Signalen eine Anschnittsteuerung entsteht und außerdem im Gebiet des Kennlinienknickpunktes erhebliche Anteile mit höheren Exponenten als 2 vorhanden sind. Bei Mischstufen bringt ein Arbeitspunkt in der Nähe von $I_D = 0$ nur geringe Nachteile im Großsignalverhalten, jedoch den Vorteil einer etwas höheren Mischteilheit bei Ausnutzung der gesamten Kennlinie.

Ein Ausführungsbeispiel für eine Vor- und eine Mischstufe mit Feldeffekttransistoren zeigt Bild 5. Der Vorstufen-

Nachteile im Rauschverhalten in Kauf zu nehmen. Beim Feldeffekttransistor besteht nun die Möglichkeit, durch die Wahl einer Gate- oder Zwischenbasis-Schaltung die Antennenleistung ganz oder teilweise dem Transistor zuzuführen und so die optimale Rauschzahl annähernd beizubehalten. (Die in Gate- oder Zwischenbasis-Schaltung neu hinzukommenden Realanteile des Eingangsleitwertes werden durch den Ausgangsstrom gebildet, enthalten also auch den gesamten Ausgangsrauschstrom und bringen demzufolge praktisch keine Veränderung des Rausch-Signal-Verhaltens der Stufe.) In der Schaltung nach Bild 5 wurde die Zwischenbasis-Schaltung gewählt, das heißt, Gate und Source werden (auf Masse bezogen) gegenphasig angesteuert. Als resultierende Steuerspannung wirkt dabei die Summe der beiden Spannungen. Bei Feldeffekttransistoren ohne besondere Schirmelektrode ist bei hohen Frequenzen eine Neutralisation der Drain-Gate-Kapazität notwendig. Dazu bietet die Zwischenbasis-Schaltung eine gute Möglichkeit, indem eine Kapazität zwischen Drain- und Sourceanschluß gelegt wird. Bei der Schaltung nach Bild 5 wirkt dieser Kondensator auf eine Anzapfung des Eingangskreises, damit sich realisierbare Werte für den zur Neutralisation benutzten Trimmer ergeben (die erforderliche Kapazität ist sonst zu klein).

Bei Feldeffekttransistoren besteht ebenfalls die Möglichkeit zur Anwendung einer Gegenkopplung, wenn Transistoren mit ausreichender Steilheit zur Verfügung stehen, so daß die Leistungsverstärkung mit Gegenkopplung noch ausreichend ist. Bild 6 zeigt ein Anwendungsbeispiel für eine regelbare Gegenkopplung mit Feldeffekttransistoren in AM-Eingangsstufen [5]. Dabei wirkt der regelbare Wechselstromwiderstand der Drain-Source-Strecke eines Feld-

signaleigenschaften in AM-Eingangsstufen erreichen. Der relativ hohe Eingangswiderstand des Feldeffekttransistors in Source-Schaltung wird hierbei beibehalten, um eine möglichst geringe Bedämpfung der Vorkreise sicherzustellen. Außerdem ist eine Fehlanpassung der Antenne in den AM-Bereichen üblich oder aus Gründen der geringen Beeinflussung der Vorkreise sogar erwünscht (hochinduktive Antennenanpassung).

In höheren Frequenzbereichen, wie beispielsweise im UKW-Bereich, ist eine Gegenkopplung beziehungsweise Spannungsteilung mit hochohmigen Quellwiderständen bei den derzeit bekannten Feldeffekttransistoren und den üblichen Kreiswiderständen der Ausgangskreise praktisch nicht zu realisieren, weil einerseits die Leistungsverstärkungswerte bis zur Mischstufe zu niedrig werden, so daß das Rauschen der Mischstufe zu stark in das Gesamttrauschen eingeht, und andererseits die für das Rauschverhalten der Stufe maßgebenden Quellenwiderstände zu ungünstig werden können.

Eine Regelung der UKW-Vorstufe ist im allgemeinen auch nicht mit Vorteil anzuwenden, weil dabei eine Verschiebung des Arbeitspunktes in das Gebiet kleiner Ströme vorgenommen wird und die bereits genannten Nachteile der Aussteuerung über den Nullpunkt wieder auftreten würden. Außerdem dürfte eine solche Regelung nur bei relativ großen Eingangssignalen wirksam sein, um die Begrenzungseigenschaften des nachfolgenden ZF-Verstärkers nicht zu verschlechtern. Damit wäre diese Regelung beim Empfang der hauptsächlich gefährdeten schwachen und mittleren Eingangssignale nicht oder nur geringfügig wirksam. Allerdings würde die Regelung der Vorstufe für die nachfolgende Mischstufe eine gewisse Entlastung bringen und am ehesten noch in solchen Fällen zu empfehlen sein, bei denen die Selektion zwischen Vor- und Mischstufe als nicht ausreichend erscheint (Konzeptionen mit geringem Aufwand).

3. Probleme bei großer Aussteuerung, statistische Erfassung

In [3] wurde mathematisch nachgewiesen, daß bei einer Aussteuerung von HF-Verstärkerstufen mit relativ großen Signalen zahlreiche Oberwellen und Mischprodukte oder Störempfangsstellen entstehen, die zu starken Empfangsstörungen beim Empfang des gewünschten Nutzsenders führen können. Diese Effekte treten in den meisten Fällen (bei nicht genau geradlinig verlaufenden Kennlinien) bereits bei voller Durchsteuerung der betreffenden Kennlinie deutlich in Erscheinung. Wenn die Aussteuerung über den normalen Kennlinienbereich des Verstärkerelements hinausgeht, steigt die Anzahl der Störstellen nochmals an, und es kommt infolge Überdeckung zu einer Reihe unkontrollierbarer und undefinierbarer Erscheinungen. Nach den Berechnungen in [3] entfallen beispielsweise bei zwei Eingangssignalen und einer maximalen Gesamtordnungs-zahl von 10 etwa 50 bis 100 Störstellen auf einen Bereich von $0,7 \dots 1,4 \cdot f_m$, der etwa dem UKW-Bereich entspricht (f_m ist die Bandmittelfrequenz). Diese Stel-

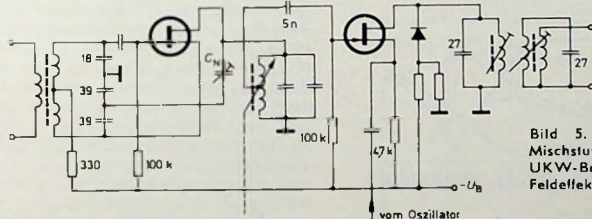


Bild 5. Vor- und Mischstufe für den UKW-Bereich mit Feldeffekttransistoren

strom beträgt dabei etwa 5 mA und der Strom in der Mischstufe (bei Aussteuerung mit einem Oszillatorsignal) etwa 0,5 mA. (Ein weiteres Ausführungsbeispiel für eine Schaltung mit Feldeffekttransistoren und relativ großem Aufwand wurde bereits in der FUNK-TECHNIK 22/1968 beschrieben [2].)

Eine Besonderheit zeigt die Vorstufenschaltung nach Bild 5. Feldeffekttransistoren haben nämlich wie Röhren einen verhältnismäßig hohen Eingangswiderstand am Gate und können demnach bei optimaler Anpassung für günstiges Rausch- und Großsignalverhalten die von der Antenne abgegebene Leistung ebenfalls nicht aufnehmen, das heißt, es besteht eine Antennenfehlanpassung. Die Antennenleistung kann auch hierbei wieder an einen abstimmbaren Schwingkreis abgegeben werden, jedoch sind dann – wie schon erwähnt –

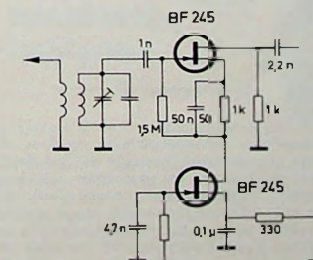


Bild 6. AM-Vorstufe mit zwei Feldeffekttransistoren und regelbarer Gegenkopplung

effekttransistors für die Verstärkerstufe, die ebenfalls mit einem Feldeffekttransistor bestückt ist, als Gegenkopplungswiderstand zwischen Source und Masse. Mit dieser Schaltung lassen sich sehr günstige Regel- und Groß-

len können, wenn genügend hohe Antennenpegel vorliegen, auch in der Praxis nachgewiesen werden.

Berücksichtigt man ferner, daß die praktisch vorhandenen Sendersignale nicht aus einer einzigen Festfrequenz bestehen, sondern ein ständig wechselndes Spektrum darstellen, das bei der Mischproduktbildung entsprechend der Frequenzvervielfachung mit vervielfacht und mit anderen Spektren gemischt wird, dann ist es vorstellbar, daß eine solche Mischungsbildung unkontrollierbar wird. Geht man von etwa 100 kHz Senderbandbreite aus, so beträgt die Gesamtbandbreite eines Störproduktes aus drei Sendersignalen mit zum Beispiel $n_1 \pm n_2 \pm n_3 = 10$ bereits 1 MHz. So ist es auch zu erklären, daß bei sehr großer Aussteuerung die Störungen auf einer beliebig gewählten Empfangsstelle auch in der Praxis nicht mehr definierbar und auf bestimmte Sendersignale zurückzuführen sind. Es entsteht dann vielmehr ein Gemisch aus reinem Rauschen, Zischen und „Brodeln“, das an der Stelle des gewählten Senders zu hören ist. Diese Erscheinungen sind an verschiedenen Stellen des Empfangsbereichs wahrnehmbar, und nur bei einem Teil der Proben sind die Störgeräusche deutbar und auf andere Sendersignale zurückzuführen.

Die Bilder 7 und 8 zeigen Ergebnisse von Reihenmessungen, die mit maximal drei unterschiedlich modulierten Fremdsendern im UKW-Bereich an einer ein-

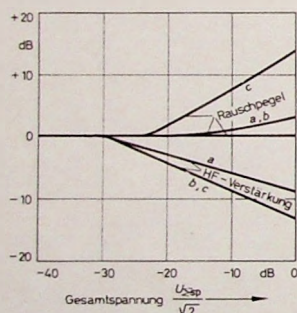


Bild 7. Rauschpegelanstieg und Abnahme der HF-Verstärkung bei einer einfachen Vorstufe und zusätzlicher Aussteuerung mit Fremdsignalen (0 dB Gesamtspannung = 1 V an 60 Ohm); a) Einzel-Sender (unmoduliert), b) drei Sender (unmoduliert), c) drei Sender unterschiedlich moduliert (verschiedene Modulationssignale, Hub 40 kHz)

fachen HF-Vorstufe mit Siliziumtransistor und abgestimmtem Ausgangskreis vorgenommen wurden. Die gewählte Schaltung soll hierbei nicht den Stand der Technik, sondern die entstehenden Störeffekte bei Großsignalaussteuerung in aller Deutlichkeit aufzeigen. (Es ist erwiesen, daß durch Sondermaßnahmen bei der Schaltungsauslegung, durch zusätzliche Selektionskreise oder durch die Anwendung anderer Transistoren wesentlich bessere Ergebnisse erreichbar sind.)

Aus den Ergebnissen lassen sich zahlreiche Schlüsse auf das Verhalten der Verstärkerstufen bei Großsignalaussteuerung mit mehreren Signalen ableiten. Betrachtet man zunächst die Ergebnisse bei zusätzlicher Aussteuerung mit einem Einzelsignal, dann sind auch

hier schon geringe Veränderungen der wesentlichen Eigenschaften der betreffenden Stufe zu erkennen (Bild 7). Die meßbare und für einen Nutzsender wirksame HF-Verstärkung wird mit zunehmender Fremdaussteuerung geringer, während der Rauschpegel am Ausgang sogar noch ansteigt. So ergibt sich zum Beispiel bei einem Einzelsignal von 1 V, das in der Praxis allerdings nur selten erreicht wird, eine Verschlechterung der Rauschzahl beziehungsweise des Signal-Rausch-Verhältnisses um etwa 12 dB. Die Ergebnisse mit dem gesamten Empfänger, wobei aber der Störeinfluß der übrigen

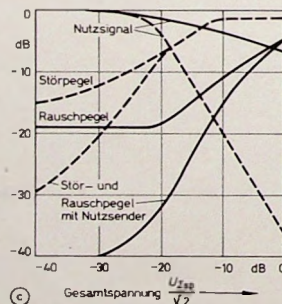
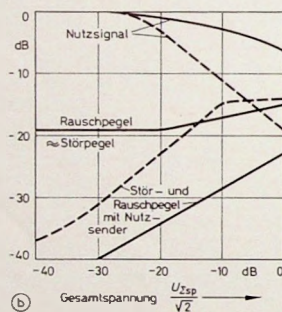
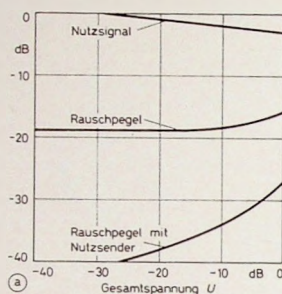


Bild 8. Rauschpegelanstieg und Abnahme des Nutzpegels am Demodulatorausgang eines Empfängers mit einfacher Vorstufe wie bei Bild 7; a) bei zusätzlicher Aussteuerung mit einem Fremdsignal (Einzelsender unmoduliert), Versuche mit und ohne Nutzsender, 3 μ V, unmoduliert oder moduliert mit 40 kHz Hub; b) bei zusätzlicher Aussteuerung mit drei Fremdsignalen (Sender unmoduliert), Versuche mit und ohne Nutzsender (3 μ V, 40 kHz Hub), Messungen an praktisch störfreien Stellen oder bei einer für die Nutzfrequenz störfreien Kombination der Fremdsenderfrequenzen, --- Messungen an beliebigen Stellen oder bei beliebiger Kombination der Fremdsenderfrequenzen, Durchschnittswerte von statistisch verteilten Meßpunkten; c) wie b), jedoch mit drei unterschiedlich modulierten Sendern (verschiedene Modulationssignale, Hub jeweils 40 kHz)

Stufen vernachlässigbar ist, zeigt Bild 8a. Durch die Begrenzerwirkung des ZF-Verstärkers wird hierbei der HF-Verstärkungsabfall nahezu wieder ausgeglichen, der Nutzpegel ist praktisch konstant. Dafür steigt aber nun der Rauschpegel bei Vorhandensein eines unmodulierten Nutzsenders mit zunehmender Fremdaussteuerung beachtlich an, und die Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstands beträgt dabei sogar mehr als 15 dB.

Bei einer pegelmäßig gleichen Aussteuerung mit drei Fremdsignalen ändert sich an dem Verlauf der HF-Verstärkung nur wenig (Bild 7, Kurven b und c), jedoch ergibt sich beim Zuschalten der Modulation nochmals ein deutlicher Anstieg des Rauschpegels (Bild 7, Kurve c) im Vergleich zur Aussteuerung mit einem oder drei unmodulierten Fremdsignalen. Der Verlust an Signal-Rausch-Abstand beträgt nun bei Eingangspegeln von -10 dB bereits etwa 16 dB und bei Eingangspegeln von 0 dB etwa 26 dB. Beachtlich ist auch der absolute Anstieg des Rauschpegels um maximal 14 dB. Wenn zum Beispiel der nachfolgende ZF- und NF-Verstärker so ausgelegt werden, daß der Grundrauschpegel im nichtausgesteuerten Zustand etwa 10 dB unter der Vollaussteuerung liegt – eine solche Dimensionierung ist bei Spitzengeräten mit hoher ZF-Verstärkung durchaus üblich – dann führt eine Aussteuerung des HF-Teiles mit drei modulierten Fremdsendern bei Pegelwerten von -10 dB und darüber bereits zu einer Vollaussteuerung mit Rauschsignalen. Diese Tatsache hat natürlich nur bei einer Einstellung des Empfängers auf einen von Sendern freien Teil des Bereiches, also bei dem Einstellvorgang selbst, Bedeutung. Wenn der Empfänger auf einen zu empfangenden Nutzsender abgestimmt ist, geht der Rauschpegel infolge Begrenzerwirkung oder Regelung des ZF-Verstärkers zurück. Eingangspegelwerte von -10 dB entsprechen bei drei Sendern Eingangsspannungen von etwa 100 mV je Sender (an 60 Ohm). Solche Werte können in der Praxis durchaus im Regionalbereich von Sendern auftreten, und auch die Anzahl von drei Sendern ist dabei üblich, da ja meistens mehrere UKW-Programme gleichzeitig auf verschiedenen Frequenzen von einer Sendeanstalt ausgesendet werden. Unter besonders „günstigen“, jedoch gleichermaßen problematischen Empfangsverhältnissen können auch

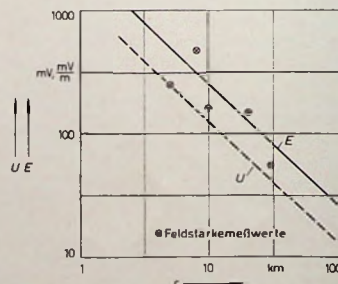


Bild 9. Feldstärke E und Empfangsspannung U einer Dipolantenne (an 60 Ohm) bei einem Sender mit 100 kW effektiver Strahlungsleistung in Abhängigkeit von der Entfernung r. Die dargestellten Linien sind errechnet; die gekennzeichneten Punkte sind Feldstärkemeßwerte

Eingangspegelwerte bis annähernd 0 dB und dementsprechend Spannungswerte von maximal 300 mV je Sender auftreten.

Im Bild 9 sind Feldstärken- und Antennenspannungswerte in Abhängigkeit von der Entfernung zu einem Sender mit 100 kW Strahlungsleistung dargestellt. Die eingezeichneten Meßpunkte zeigen, daß diese Werte auch in der Praxis auftreten. Bei diesen Meßwerten ist zu berücksichtigen, daß die praktisch vorhandenen Feldstärkewerte infolge Reflexionen am Erdboden (oder auch an bestimmten Schichten der Atmosphäre) im Vergleich zu den theoretisch errechneten Werten einerseits noch etwa um den Faktor 2 höher, andererseits auch wesentlich niedriger ausfallen können.

Die Bilder 8b und 8c zeigen das Verhalten eines Empfängers mit der bereits beschriebenen HF-Vorstufe bei Aussteuerung mit drei Fremdsignalen. Dabei wurde unterschieden zwischen störfreien Stellen des Bereiches beziehungsweise einer solchen Kombination der Fremdsenderfrequenzen, daß keine direkte Störung der Nutzempfangsstelle entsteht, und einer beliebigen Kombination der Fremdsender, bei der dann Störungen von unterschiedlicher Intensität entstehen. Die sogenannten störfreien Stellen oder störfreien Kombinationen der Fremdsender sind am besten dadurch zu charakterisieren, daß in einem solchen Fall bei einer Abhörkontrolle der Demodulatorausgangsspannung ein nahezu reines Rauschen zu hören ist. An den störfreien Stellen können die Abnahme des Nutzsignals und das Rauschverhalten mit und ohne Nutzsignal gemessen werden. Diese Ergebnisse sind nahezu unabhängig von Zufälligkeiten, die in der Mischproduktbildung begründet liegen, und es ergibt sich auch bei verschiedenen Frequenzzusammenstellungen im allgemeinen eine recht gute Übereinstimmung der Meßwerte. Bei den beliebig gewählten Stellen beziehungsweise Frequenzkombinationen können das Störverhalten des Empfängers bei Großsignalaussteuerung mit und ohne Nutzsender und (unter Anwendung von Filtern für das Modulationssignal des Nutzsenders) auch die Abnahme des Nutzsignals gemessen werden. Die dabei erzielten Meßergebnisse schwanken je nach Eingangspegel und Frequenzzusammenstellung um einige dB bis zu etwa ± 10 dB. Aus diesem Grunde ist eine für die Aussage ausreichende Anzahl von Messungen durchzuführen, deren Bedingungen zwar im ganzen kontrolliert, jedoch im einzelnen möglichst zufällig gewählt sein sollen.

Ein Vergleich der Bilder 8a bis 8c macht deutlich, daß bei gleichem Gesamtsignal mit zunehmender Anzahl der Fremdsender und mit zunehmender Modulation dieser Sender alle beobachteten Störeffekte zunehmen. Die Abnahme des Nutzsignals mit größerer Aussteuerung wird besonders an den beliebig gewählten Empfangsstellen wesentlich steiler; bei den Messungen mit drei modulierten Sendern beträgt die Abnahme zum Beispiel bei einem Eingangspegel von -10 dB (3×100 mV) bereits 20 dB. Außerdem steigen die Rausch- und Störpegel allgemein oder mit Nutzsender steiler an. So wird bei

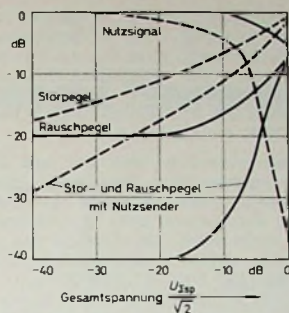


Bild 10. Rausch- und Störpegelanstieg sowie Abnahme des Nutzsignals am Demodulatorausgang eines Empfängers mit einfacher Feldeffekttransistor-Vorstufe; Messungen wie bei Bild 8b, jedoch mit drei unterschiedlich modulierten Sendern (verschiedene Modulationssignale, Hub jeweils 40 kHz)

drei unmodulierten Sendern die Gleichheit von Nutzsignal und Störpegel bei Eingangspegeln von -6 dB und im Falle von drei modulierten Sendern bereits bei Eingangspegeln von -18 dB erreicht. Ein solcher Empfänger würde also bei Anwesenheit von drei in mittlerer Stärke einfallenden Sendern mit Empfangsspannungen von jeweils 30 mV und darüber weitere Sender mit weniger als 3μ V Empfangsspannung gar nicht mehr wiedergeben und Sender mit größeren Empfangsspannungen im Signal-Stör-Abstand bedeutend verschlechtern. Ein derartiger Empfänger würde in der Praxis leicht unbefriedigende Empfangsergebnisse ergeben.

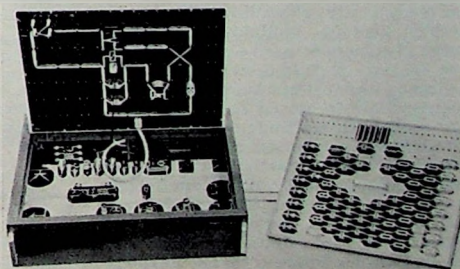
Es wurde schon erwähnt, daß die hier ermittelten Störeinflüsse vor allem auf das Verhalten der Vorstufe zurückzuführen sind. Die nachfolgende Mischstufe wurde durch vier vorgeschaltete Selektionskreise und eine nur lose Ankopplung praktisch von Fremdsignalen

freigehalten. Bei einer normalen Empfängerkonzeption müßte das Störverhalten der Mischstufe noch mit berücksichtigt werden. Damit würde sich der Anfangspunkt der Störungen noch etwas weiter zu kleineren Pegeln hin verschieben. Durch die erwähnten Verbesserungsmaßnahmen bei normalen Siliziumtransistoren oder durch die Anwendung von Feldeffekttransistoren sowie durch die Anwendung von mehr Selektionskreisen, zum Beispiel vor der HF-Verstärkerstufe, kann man aber erhebliche Verbesserungen im Störverhalten erreichen, so daß die Störeffekte bis zu Eingangspegeln von etwa -10 dB (3×100 mV) nur gering sind. Ein Beispiel dafür zeigt Bild 10, in dem das Großsignalverhalten des gleichen Empfängers, jedoch mit einer einfachen Feldeffekttransistor-Vorstufe, dargestellt ist. Auch hierbei ergibt sich mit zunehmender Fremdaussteuerung ein Anstieg der Störsignale, bis zu Pegelwerten von etwa -10 dB wird aber noch ein befriedigender bis ausreichender Störabstand erreicht.

Schrifttum

- [1] Kausch, W.: Über die Empfindlichkeit einer UKW-Empfangsanlage. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 5, S. 161 bis 162
- [2] Klank, O.: UKW-HF-Baustein mit 4-Kreis-Diodenabstimmung und Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 23 (1968) Nr. 22, S. 853-856
- [3] Klank, O.: Ideale und wirkliche Kennlinien für HF-Eingangs- und -Mischstufen. Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 24 (1970) Nr. 1, S. 17-26
- [4] Rinderle, H., u. Beckenbach, W.: UKW-Vorstufe mit FET oder bipolarem Transistor? Funkschau Bd. 41 (1969) Nr. 4, S. 107-110
- [5] Porges, I.: Der Mehrbereichstuner T 250 hilft, ein Spitzengerät für hochwertigen Rundfunkempfang. Telefonken-Sprecher 1968, Nr. 47, S. 6-10

Elektronik - Lehrgerät in transportabler Ausführung



Philips Elektronik Industrie GmbH entwickelte für den Gebrauch in allgemeinbildenden Schulen, Berufs- und Fachschulen ein Elektronik-Lehrgerät in transportabler Ausführung. Es wird beim Studium der elementaren Elektrotechnik und Elektronik eingesetzt und hilft dem Schüler, die komplizierten Vorgänge und Probleme leichter zu erfassen.

Das Gerät ist für die Demonstration im Klassenraum bestimmt. Die aufsteckbaren Bauelemente — sie tragen in gelber Farbe das entsprechende elektrische oder elektronische Symbol — werden auf einer Tafel für den Schüler gut sichtbar zu funktionstüchtigen Schaltungen zusammengesteckt. Die Bauelemente sind in einem Metallkoffer untergebracht, der auch das Netzteil enthält und dessen

Deckel gleichzeitig als Schalttafel zu verwenden ist.

Ein Anleitungsbuch enthält die Grundlagen-Theorie für den Elektronik-Unterricht und die Daten für etwa 80 Experimente. Der Lehrstoff ist unterteilt in die Grundlagen der Gleich- und Wechselstromtechnik, Theorie der Elektronenröhren mit Anwendung in Niederfrequenzverstärkern, Theorie der Halbleiter mit Anwendung in Niederfrequenzverstärkern und Oszillatorschaltungen.

Für die Schüler werden Arbeitsblätter mitgeliefert, auf denen die Grundsicherungen der Lehrtafel aufgedruckt sind. Auf diesen Blättern kann der Schüler die vom Lehrer demonstrierte Schaltung schnell nachzeichnen, außerdem ist auf den Arbeitsblättern ein Raster für das Zeichnen von Kurven und grafischen Ergebnissen vorhanden.

Das erste Heft des 25. Jahrgangs unserer FUNK-TECHNIK, also eines Jubiläumsjahrgangs, haben wir mit einem Beitrag von Professor Dr. W. Nestel über Zukunftsaspekte der Nachrichten- und Informationstechnik begonnen. Gerade weil die Probleme der Gegenwart dem vielbeschäftigten und geplagten Elektroniker näherstehen als die

Schwerpunkte 1970

manchmal doch recht flüchtigen Bilder und Prognosen moderner Futurologen, haben wir diese die Zukunft sehr nüchtern einschätzende Vorausschau unserem weiten Leserkreis zugänglich gemacht.

Nun wollen wir hier keineswegs Bescheidenheit heucheln; das liegt uns nicht. Vielmehr sind seit vielen Jahren, seit Bestehen der FUNK-TECHNIK, auch unsere Überlegungen den bereits erhärteten Tatsachen stets ganz zweckgerichtet ein gutes Stück vorausgeeilt. Weite Gebiete der elektronischen Technik sind heute durch den Übergang von der Analogtechnik auf die Digitaltechnik gekennzeichnet, auch solche, die bisher stets als eine Domäne der Analogtechnik galten. Das trifft beispielsweise auch auf die Nachrichtentechnik zu. Deshalb haben wir schon im vergangenen Jahr der Digitaltechnik viel Raum gewidmet.

Nur mit dem, was sozusagen von allein auf den Schreibtisch der Redaktion flattert, kommt man aber dem jeweils neuesten Stand der Technik nicht nahe. Die zielstrebige Verfolgung der sich abzeichnenden Entwicklungen und die sorgfältige Auswertung aller greifbaren Statistiken mit einer auch Störfaktoren einschätzenden Vorausschau gibt manche Hilfe für die zeitgerechte Planung gewisser Veröffentlichungsschwerpunkte.

So waren wir eigentlich immer zur rechten Zeit da. Vielleicht allzu frühzeitig Begonnenes wird – wie in früheren Jahren – auch in diesem Jubiläumsjahrgang noch ergänzt und untermauert werden. Das ist unser Ziel. Und wenn wir schließlich am Ende des Jahres 1970 rückblickend wieder einmal das Jahresinhaltsverzeichnis durchblättern, wollen wir wiederum mit begründetem Selbstbewußtsein feststellen können, daß sich der Jahresablauf des technischen Geschehens in den vielfältigen von uns beobachteten Sparten Konsumgüterelektronik, Nachrichtentechnik, Industrielektronik, Meßtechnik und elektronische Bauelemente auf den Seiten der FUNK-TECHNIK recht farbig widerspiegelte. Das möchten wir dann auch sagen können über das, was wir für den ausübenden Praktiker, den Lernenden und den manche funktotechnischen, elektronischen und elektroakustischen Hobbys ausübenden Amateur gebracht haben.

Daß wir uns auch weiterhin mit Sorgfalt umsehen werden und müssen, ist allein schon deshalb notwendig, weil unser Redaktionsteam kein Einzelkind betreut. Manche Nachricht, mancher Tip wird noch für das in Industrie, Handel

und Handwerk geschätzte Beiblatt der FUNK-TECHNIK, die FT-Informationen, ausgewertet. Und Tür an Tür mit uns wird die INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, wird auch die FERNSEH- UND KINO-TECHNIK gestaltet und redigiert.

Darüber hinaus werden wir mit den Schwerpunkten der deutschen Unterhaltungselektronik-Industrie gewissermaßen automatisch sehr gut vertraut. Dafür sorgt schon das ebenfalls von der Redaktion alljährlich zusammengestellte HANDBUCH DES RUNDfunk- UND FERNSEH-GROSSHANDELS. Es konnte übrigens mit seiner Ausgabe 1969/70, dem 20. Jahrgang, ebenfalls ein kleines Jubiläum begehen.

Sprechen wir nun schon von Jubiläen und Schwerpunkten, dann sei auch noch folgender Satz zitiert: „Zwar ist Lob immer willkommen, doch verständlicherweise möchte man bei immer wie-

der gehobener Qualität dieser teils praxisgerechten, teils in gemäßigt theoretischer Strenge verfaßten Literatur lieber noch mehr gelesen als laudiert werden.“ Dieser Ausspruch ist dem Vorwort des VIII. Bandes des HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER entnommen, dessen Herausgeber in unserem Verlag sich eigentlich nicht über mangelnden Zuspruch beklagen kann. Rund 350 000 Exemplare aus dieser Handbuchreihe haben nämlich inzwischen den Weg zu treuen Lesern und Nachschlage-Enthusiasten gefunden. Wie gut nun im bereits zur Funkausstellung 1969 erschienenen VIII. Band die Themen mit den im Aufsatz von Professor Nestel erwähnten gegenwärtigen Problemen und Aspekten zusammenfallen, erkennt man dort an den vielen Beiträgen aus den Gebieten Elektronik, Nachrichtenübertragung, Datenverarbeitung, Automation, Meßtechnik und Bauelemente. FT

Persönliches

Hohe Auszeichnung für Professor L. Brandt

Das britische Institut für Navigation in der Königlich Geographischen Gesellschaft ernannte Staatssekretär Professor Dr. med. h.c. Dr.-Ing. E.h. Leo Brandt für seine zahlreichen Beiträge auf dem Gebiet der Entwicklung der Navigationswissenschaften zum Ehrenmitglied. Brandt entwickelte in den dreißiger und vierziger Jahren Peiler, Ziellug-, Radar- und Lenkgeräte. Nach dem Krieg war er bei der Einführung neuer Navigationsverfahren beteiligt. Er ist Gründer und Ehrenpräsident der Deutschen Gesellschaft für Ortung und Navigation.

W. Glesner Technischer Direktor des Saarländischen Rundfunks

Cheliefingenieur Werner Glesner (38) wurde Technischer Direktor des Saarländischen Rundfunks als Nachfolger von Erich Böhnke, der seit dem 1. Januar 1970 Technischer Direktor des SFB ist.

Neubesetzung der Blaupunkt-Geschäftsführung

Der zunehmende Geschäftsumfang machte es notwendig, zum 1. Januar 1970 die Geschäftsführung der Blaupunkt-Werke GmbH in Hildesheim zu erweitern. Horst Bauer wurde zum Sprecher der Geschäftsführung ernannt. Die Verantwortung für die Entwicklung, die bisher von Horst Bauer neben seinen übergeordneten Aufgaben getragen wurde, übernahm Günter Balle als stellvertretender Geschäftsführer. Werner Meyer hat vorgeschlagen, die Verkaufsleitung in jüngere Hände zu legen; er wird seine koordinierenden Aufgaben beibehalten und seine Tätigkeit im Verbandswesen fortsetzen. Die Leitung des Verkaufs übernahm Walter Blumenthal als stellvertretender Geschäftsführer. Für kaufmännische Aufgaben ist weiterhin Peter Eiberger zuständig. Seit dem 1. Januar 1970 besteht also die Geschäftsführung der Blaupunkt-Werke GmbH aus den ordentlichen Geschäftsführern Horst Bauer und Werner Meyer und aus den stellvertretenden Geschäftsführern Walter Blumenthal, Günter Balle und Peter Eiberger.

K. Türk trat in den Ruhestand

Karl Türk, Gesellschafter und Geschäftsführer einiger Firmen der Firmengruppe Roederstein sowie Direktor und Mitglied der Geschäftsleitung der Ernst Roederstein, Spezialfabrik für Kondensatoren GmbH, Landslut, hat sich zum 31. Dezember 1969 aus dem aktiven Geschäftsleben zurückgezogen. Nach abgeschlossenem Lehrer-Studium war er zunächst im Rundfunk-Einzel- und -Großhandel tätig. Im Jahre 1932 übernahm er eine Ver-

treitung in der Rundfunkbranche und wurde 1940 Geschäftsführer der Bauelemente-Vertriebsgesellschaft Always. Nach dem Kriege wurde ihm die Vertretung der Ernst Roederstein GmbH in Berlin übertragen. Seit 1953 war er Geschäftsführer der Resista, Fabrik elektrischer Widerstände GmbH, und seit 1955 beziehungsweise 1957 auch der Roederstein und Türk GmbH sowie der Era-Tantal-Kondensatoren GmbH.

W. van der Horst trat in den Ruhestand

Am 31. Dezember 1969 trat W. van der Horst, Gründer und Chefredakteur der bekannten niederländischen Fachzeitschrift „Radio Electronica“, in den Ruhestand. Als ständiger Gast auf allen Ausstellungen und Messen der Fachbereiche Rundfunk, Fernsehen und Elektronik hat er sich einen Namen als kritischer Fachjournalist gemacht, der sich nie scheute, seine Meinung klar und offen darzulegen. Sein Nachfolger ist C.J. Bakker, langjähriger Mitarbeiter des „Radio Bulletin“ und seit einiger Zeit schon engster Mitarbeiter unseres geschätzten niederländischen Kollegen.

Arthur Mehlig †

Am 29. November 1969 verstarb im Alter von 71 Jahren Arthur Mehlig, ehemaliges Vorstandsmitglied von SEL und Ehrensenator der Technischen Universität Stuttgart. Nach im Vorjahr war ihm die Philipp-Reis-Plakette für seine Verdienste um die Entwicklung der Technik für den Selbstwählerndienst und um die Förderung des technischen Nachwuchses sowie die Oskar-von-Miller-Plakette in Anerkennung seiner Arbeit für die Planung und Ausgestaltung der Abteilung Nachrichtentechnik im Deutschen Museum München verliehen worden.

Arthur Mehlig hatte eine ungewöhnliche Karriere hinter sich, die ihn vom Lehrling in den Vorstand von SEL führte. Im Jahre 1951 wurde er als Lehrbeauftragter an die Technische Hochschule Stuttgart berufen und 1959 zu ihrem Ehrensenator ernannt. Nachdem er 1963 in den Ruhestand getreten war, widmete er sich publizistischen Arbeiten und der Förderung des technischen Nachwuchses. Sein besonderes Anliegen war die Neuorientierung der Lehrlingsausbildung in der Nachrichtentechnik.

G. Müller †

Am 2. Dezember 1969 verstarb Obering. Dipl.-Phys. Günter Müller, Leiter der Abteilung Fernseh-Meßtechnik beim Südwestfunk. Im Jahre 1948 trat er als Laboringenieur der NF-Technik beim Südwestfunk ein und wechselte 1953 bei der Vorbereitung der Fernsehproduktion zu dieser Technik über, der er bis zu seinem Tode treu blieb.

Bausteine für die Übertragung und Verarbeitung von Winkelinformationen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 25 (1970) Nr. 1, S. 16

3.2. Steuerdrehmelder (control synchro)

Eine Nachlaufregelung mit Steuerdrehmeldern ist im Bild 8 dargestellt. Man verwendet sie, wenn ein höheres Moment oder größere Genauigkeit verlangt wird, als mit Momentdrehmeldern erreichbar ist. Der Rotor des Steuer-

durchgang) K_U in $V/^\circ$, für die

$$K_U = \frac{1}{57,3} \cdot U_{\max}$$

gilt. Im Nulldurchgang (Abgleichstellung) kehrt die Ausgangsspannung ihr Vorzeichen um, das heißt, die Phase φ

Eisenkreis entstehen. Die Restspannung ist unerwünscht, weil sie den nachfolgenden Verstärker zusätzlich aussteuert. Die Einstellung des Nachlaufreglers wird zwar dadurch nicht verändert, aber die Empfindlichkeit des Verstärkers und der ganzen Anordnung geht zurück, so daß sich die Regelgenauigkeit verschlechtert.

Da bei der Empfangsanordnung mit Steuerdrehmelder das Nachstellmoment nicht vom Drehmelder, sondern vom Stellmotor geliefert wird, hängt die Winkelgenauigkeit nur noch von der Verstärkung im Regelkreis und vom elektrischen Fehler der Drehmelder ab. Die Schaltung eines Winkelmeßplatzes für Steuergeber ist im Bild 10 dargestellt. Die Brücke (synchro bridge) besteht aus drei gleich großen Widerständen (im allgemeinen 10 kOhm), die durch Abgriffe unterteilt sind, die genauen Winkelschritten von beispielsweise 10° oder 5° entsprechen. Der Teilkopf wird so eingestellt, daß das Instrument hinter dem Phasendemonstrator Null anzeigt. Die Differenz zwischen Winkel-Nennwert an der Brücke und der tatsächlichen Teilkopfstellung ist dann der Fehler an diesem Punkt. Die Widerstände der Brücke müssen mit sehr hoher Genauigkeit ausgeführt sein. Will man beispielsweise einen Fehler von $1'$ noch sicher messen, dann darf die Brücke höchstens $10''$ Eigenfehler haben; das bedeutet eine Genauigkeit der Widerstände von $\pm 5 \cdot 10^{-3}$ ($\pm 0,5$ Ohm bei 10 kOhm). Auch die kapazitive und induktive Unsymmetrie muß entsprechend klein sein.

Wie bei Momentdrehmeldern, so ist auch bei Steuerdrehmeldern die Ein-

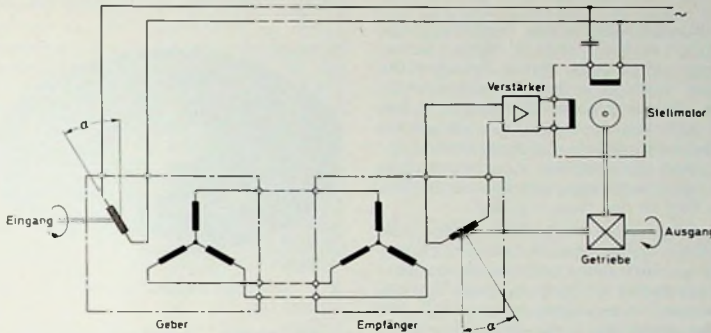


Bild 8. Winkelübertragung mit Steuerdrehmeldern

gebers (control transmitter) liegt wie im Bild 5 der des Momentgebers am speisenden Netz. (Die Anforderungen an beide Geberarten sind etwa gleich; daher wird oft für beide Zwecke der gleiche Drehmelder verwendet.) Der Rotor des Steuerempfängers (control transformer) liegt dagegen nicht am Netz, sondern am Eingang eines Verstärkers. Er ist außerdem um 90° gegenüber dem Rotor des Gebers verdreht, also auch gegenüber dem Magnetfluß in seinem Stator. Daher gibt die Rotorwicklung in dieser Stellung die Spannung Null ab, und jede kleine Verdrehung bewirkt eine proportionale Spannung, die der nachfolgende Verstärker auswertet.

Der Steuerempfänger läuft praktisch leer, weil er sich fast immer in dieser Abgleichstellung mit der Spannung Null befindet und außerdem nur auf einen Verstärker mit großem Eingangswiderstand arbeitet. Eine genügend hohe Ausgangsspannung kann deshalb immer durch eine Rotorwicklung mit vielen Windungen erreicht werden. Um den Steuergeber wenig zu belasten und den Einfluß der Statorverbindungsleitungen klein zu halten, wird dann der ganze Steuerempfänger – auch im Stator – mit großem Scheinwiderstand ausgeführt. Damit der Steuerempfänger auch bei Verstellung keinerlei Drehmoment abgibt oder rückwärts über die Leitungen auf den Steuergeber überträgt, hat er einen Trommelrotor, so daß der magnetische Widerstand in allen Winkelstellungen gleich ist.

Die Ausgangsspannung hängt nach einer Sinusfunktion vom Verdrehungswinkel ab (Bild 9 gilt auch hierfür). Ihre Größe ist gekennzeichnet durch den Maximalwert U_{\max} oder durch die Spannungskonstante (Tangente im Null-

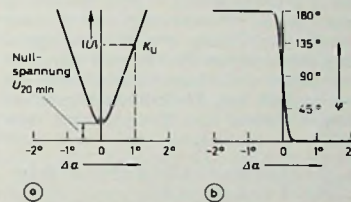
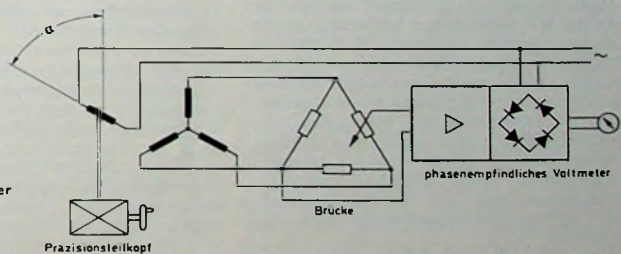
Bild 9. Betrag $|U|$ (a) und Phase φ (b) der Ausgangsspannung eines Steuerdrehmehlers in der Umgebung der Abgleichstellung

Bild 10. Schaltung eines Winkelmeßplatzes für Steuerdrehmelder



springt um 180° . Bei genauer Untersuchung mit dem Röhrenvoltmeter ist aber dieser Phasensprung ein stetiger Übergang. Seinen Verlauf – nach Betrag und Phase der Grundwelle getrennt – zeigt Bild 9. Es ist also auch bei genauem Abgleich (Winkeldifferenz Null) eine gewisse Spannung, die Nullspannung oder Restspannung, vorhanden. Sie besteht aus einem um 80° zeitlich verschobenen Grundwellenanteil und einem gewissen Anteil an Oberwellen (Vielfachen der Speisefrequenz), die infolge der Krümmung der B-H-Kurve des Eisens und unsymmetrischer Verteilung derartiger Nichtlinearitäten im

Schaltung eines Differentialgebers zwischen Geber und Empfänger möglich, um zusätzliche Winkel zu addieren. Der Steuerdifferentialgeber hat die gleiche Schaltung wie der Momentdifferentialgeber. Sein Scheinwiderstand liegt zwischen denen von Geber und Empfänger.

Da bei Steuerdrehmeldern der elektrische Fehler für die Funktion der gesamten Anlage entscheidend ist, soll hier auch die Addition der Fehler in einer Drehmelder-Kette besprochen werden. Natürlich tragen alle Glieder der Kette (Geber, Differential, Empfänger) zum Gesamtfehler bei. Es wäre aber falsch, alle Fehler einfach linear zu

addieren – das Ergebnis wäre zu ungünstig und würde den wirklichen Verhältnissen nicht entsprechen. „Der Fehler“ ist ja ein Maximalwert, der in voller Höhe nur an wenigen Stellen der Fehlerkurve auftritt. Der genaue Ver-

ßen auch hier zwischen denen von Gebern und Empfängern liegen).

Für die häufigste Anwendung – Baustein für Analogrechner – ist noch eine Sonderausführung des Funktionsdrehmehlers wichtig: der Drehmelder mit

sehr vielen Nuten im Stator und Rotor, dann kann man die Wicklung zum Beispiel 20polig auslegen. Alle Unregelmäßigkeiten im Eisenkreis (ungenau Polteilung, Exzentrizität zwischen Stator und Rotor usw.) mitteln sich dabei in erster Näherung gegenseitig aus, so daß man mit einer solchen Ausführung eine höhere Genauigkeit als mit einer zweipoligen Wicklung erreicht. In dieser Ausführung wurden schon Drehmelder mit elektrischen Fehlern von 10" und 5" angeboten. (Die mit guten Zahnrädern erreichbaren Teilungsfehler liegen um etwa eine Größenordnung höher.)

Eine Winkelübertragung mit solchen Drehmeldern ist jedoch nicht mehr eindeutig (mehrere Nulldurchgänge des

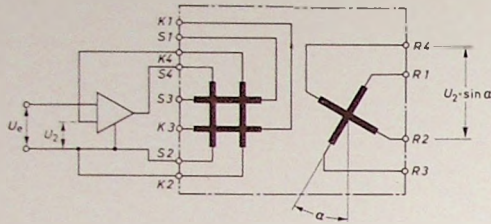


Bild 11. Funktionsdrehmelder mit Wicklungskompensation

lauf des Gesamtfehlers läßt sich durch punktweise Addition der Fehlerkurven der zwei oder drei beteiligten Drehmelder ermitteln. Dieses mühsame Verfahren wird dann angewandt, wenn die zusammen arbeitenden Drehmelder für besondere Anforderungen so ausgesucht werden sollen, daß sich ihre Fehler möglichst gut kompensieren. Für allgemeine Anwendungen kann man den wahrscheinlichen Fehler nach den Regeln der Statistik mit der Formel

$$\delta_{\text{tot}} = \sqrt{\delta_c^2 + \delta_D^2 + \delta_E^2}$$

ermitteln.

3.3. Funktionsdrehmelder (resolver)

Da die Ausgangsspannung eines Drehmehlers dem Sinus des Verdrehungswinkels proportional ist, eignen sich Drehmelder sehr gut zum Bau von Analogrechnern mit trigonometrischen Funktionen. Besonders in der Luft- und Raumfahrt werden die notwendigen Navigationsrechner sehr oft mit Drehmeldern aufgebaut. Diese haben im Stator und Rotor je zwei gleiche Wicklungen, deren Achsen um 90° gegeneinander räumlich verdreht und die im allgemeinen voneinander isoliert sind. Der Rotor ist immer ein Trommelrotor. Auch bei diesen Drehmeldern ist der elektrische Fehler am kleinsten, wenn sie im Leerlauf arbeiten. Weil aber in Rechnern häufig Produkte von Funktionen zu bilden sind, was einer Ketten-schaltung von Drehmeldern entspricht, werden zusammen mit Funktionsdrehmeldern häufig Entkopplungsverstärker verwendet, die einen großen Eingangswiderstand, einen kleinen Ausgangswiderstand und eine bis auf Tausendstel genaue Spannungsverstärkung von 1 haben.

Die Meßbrücke für Funktionsdrehmelder (resolver bridge) ähnelt derjenigen für Synchros, jedoch mit dem Unterschied, daß sie aus vier statt aus drei Widerständen besteht. Da die Funktionsdrehmelder nach Bild 4d bis zu sehr kleinen Winkelfehlern weiterentwickelt wurden (alle Drehmelder mit auffallend kleinem elektrischen Fehler sind Funktionsdrehmelder), verwendet man sie bei sehr hohen Genauigkeitsanforderungen an Stelle von Steuerdrehmeldern (four wire synchro). Für diese Zwecke gibt es auch Funktionsdifferentialrechner, die sich von den entsprechenden Gebern und Empfängern nur durch die Dimensionierung der Scheinwiderstände unterscheiden (deren Grö-

ßungen hier zwischen denen von Gebern und Empfängern liegen).

Wicklungskompensation (winding compensated resolver, Bild 11). Dieser Drehmelder hat zu jeder seiner Primärwicklungen noch eine Kompensationswicklung, die die gleiche Windungszahl hat und mit ihr zusammen in denselben Nuten liegt. (Weil die Primärwicklungen dann die doppelte Anzahl von Anschlüssen benötigen, werden sie in diesem Fall in den Stator gelegt.)

Der zugehörige Verstärker hat eine möglichst große Spannungsverstärkung. Wird er mit dem Drehmelder zusammengeschaltet (s. Bild 11), dann ist die maximale Ausgangsspannung U_2 des Drehmehlers mit vernachlässigbar kleinem Fehler gleich der Eingangsspannung U_0 , und die Nichtlinearität des Eisens (gekrümmte B-H-Kennlinie) kann keine Übersetzungsfehler mehr hervorrufen. Wenn die Eingangsspannung selbst einen Rechenwert darstellt, dann kann mit dieser Anordnung die Genauigkeit des Funktionsdrehmehlers um den Faktor 10 ... 20 verbessert werden.

3.4. Differentialdrehmelder (differential)

Mit Drehmeldern ist es leicht möglich, Drehwinkel zu addieren und zu subtrahieren, das heißt durch ein besonderes Glied den Nullpunkt der Winkelskala zu verschieben, zu justieren usw. Ein normaler Drehmelder hat wenigstens im Stator eine mehrphasige Wicklung, die die Wicklung des Magnetflusses in mehrere Spannungen zerlegt beziehungsweise sie aus ihnen aufbaut. Ein Drehmelder mit mehrphasiger Wicklung im Stator und im Rotor kann nun als Differentialdrehmelder zur Winkeladdition verwendet werden, denn schon bei feststehendem Rotor überträgt er die Winkellage des Flusses, der in seinem Primärteil aus mehreren Spannungen aufgebaut und im Sekundärteil wieder in mehrere Spannungen zerlegt wird. Durch Verdrehen des Rotors läßt sich ein weiterer Winkel addieren.

3.5. Vielpoldrehmelder (multispeed resolver)

Eine besondere Ausführung von Drehmeldern, der Vielpoldrehmelder (Bild 12), erlaubt es, sie als „elektrisches Getriebe“ zu verwenden, mit dem besonders hohe Winkelgenauigkeiten erreicht werden können. Die großen Maschinen der Starkstromtechnik werden häufig – um kleinere Drehzahlen zu erhalten – mit höherer Polpaarzahl gebaut. Baut man ebenso Drehmelder mit



Bild 12. Vielpoldrehmelder

sinusförmigen Spannungsverlaufs je Umdrehung). Diese Mehrdeutigkeit kann aber durch eine parallel laufende Übertragung mit normalen zweipoligen Drehmeldern ausgeschaltet werden. Es gibt sogar Drehmelder, bei denen eine zweipolige und eine vielpolige Wicklung in demselben Bauteil vereinigt sind. Die Zusammenschaltung eines 2poligen und eines 2n-poligen Drehmehlers ergibt (mit Verstärker und Stellmotor) ein elektrisches Getriebe mit der Übersetzung n. Die Mehrdeutigkeit nach Leitungsunterbrechungen, Stromausfall usw. ist dabei allerdings nicht zu vermeiden.

3.6. Lineardrehmelder (induction potentiometer)

Für manche Aufgaben benötigt man eine Spannung, die einem Drehwinkel direkt proportional ist. In der Nähe des Nulldurchgangs wird dieser lineare Zusammenhang von jedem Drehmelder mit kleinem Fehler dargestellt (Tangente an die Sinuslinie). Für größere Auslenkungen (meistens bis ±60°) kann der lineare Zusammenhang mit einem Fehler von maximal 0,25 % durch Spezialwicklungen erreicht werden, die in einem normal genutzten Stator liegen. Der zugehörige Rotor hat dann zwei Pole, die erheblich schmaler sind als die des Doppel-T-Rotors. Für diese Ausführung wird also nur ein Spezialblechschnitt für den Rotor gebraucht.

Der lineare Zusammenhang läßt sich aber nicht nur mit sehr schmalen Polen, sondern auch mit sehr schmalen Zwischenräumen (Nuten) erreichen. Eine neuere Ausführung des Lineardrehmehlers hat daher im Stator und im Rotor nur je zwei Nuten, die einander gegenüberstehen. Diese Ausführung benötigt also zwei Spezial-Blechschnitte, aber die Wicklungen sind dafür wesentlich einfacher auszuführen.

3.7. Stellmotor (servo motor)

In Nachlaufregelungen mit Drehmeln nach Bild 8 oder in ähnlichen Schaltungen werden fast nur Zweiphasen-Asynchronmotoren verwendet. Sie haben keine Schleifringe und deshalb große Lebensdauer, sind wenig stör anfällig und erzeugen keine Funkstörungen. Normale Asynchronmotoren mit ihrer stark gekrümmten Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie sind jedoch für Nachlaufregelungen unbrauchbar, und zwar nicht nur wegen des Kippmoments, sondern auch weil sie als Einphasen-Induktionsmotoren weiterlaufen, wenn die Erregung der am Verstärkerausgang liegenden Wicklung aufhört; die andere Wicklung liegt ja dauernd an der Speisespannung. Diese Eigenschaft (single phasing) kann durch Einschalten von Widerständen in die Kurzschlußwicklung des Rotors beseitigt werden. Das Kippmoment wird dadurch nach negativen Drehzahlen hin verschoben und die Kennlinie so linearisiert, daß die Nachlaufregelung zufriedenstellend arbeitet. Die sich dabei ergebende Verschlechterung des Wirkungsgrades muß in Kauf genommen werden.

Eine Kurzschlußwicklung des Rotors mit eingefügten Widerständen läßt sich dadurch herstellen, daß man das Rotorblechpaket nicht mit Kupfer, sondern mit einer Aluminiumlegierung von passendem spezifischen Widerstand umspritzt. Um bei brauchbarem Drehmoment ein besonders kleines Trägheitsmoment zu erreichen, wird der Durchmesser des Rotors möglichst klein und dafür die Länge größer gewählt. Der Arbeitsluftspalt zwischen Stator und Rotor ist besonders klein (bis herunter zu 25 µm); dementsprechend muß die Lagerung sorgfältig ausgeführt sein. Die Kennwerte der Stellmotoren werden meistens in zwei Kurvenbildern zusammengefaßt. Das eine zeigt abhängig vom Drehmoment die Drehzahl, die zugehörige Eingangsleistung, den Leistungsfaktor $\cos \varphi$, die Ausgangsleistung und den Wirkungsgrad. Im anderen sind abhängig von der Steuerspannung die Leerlaufdrehzahl und das Stillstands-Drehmoment dargestellt. Mit diesen und einigen weiteren konstanten Kennwerten kann dann rechnerisch das dynamische Verhalten des Stellmotors beurteilt werden, das für die Nachlaufregelung maßgebend ist [1, 4].

Die beiden Spannungen, die das Drehfeld im Stellmotor erzeugen, müssen um 90° gegeneinander zeitlich phasenverschoben sein. Die „Steuerspannung“ kommt über Verstärker und Drehmeldekette aus dem speisenden Netz. Für ihre Phasenlage sind also die Phasendrehungen des Steuergebers, des Steuerempfängers und des Verstärkers bestimmend, die aber klein gegenüber 90° sind. Die andere Spannung für die „Erregerwicklung“ muß über ein passendes Netzwerk aus Widerständen und Kondensatoren so aus dem Netz abgeleitet werden, daß sie gegen die Steuerspannung um 90° phasenverschoben ist. Das Netzwerk läßt sich jedoch nur dann durch einen einfachen Reihenkondensator (wie im Bild 8) darstellen, wenn der Scheinwiderstand der Erregerwicklung und der Nennwert der Erregerspannung in einem passenden Verhält-

nis zur Netzspannung stehen. Andernfalls besteht es aus mehreren Schaltelementen [1].

Bei höheren Ansprüchen an Schnelligkeit und Genauigkeit der Nachlaufregelung ist zur Vermeidung von Pendelungen noch zusätzlicher Aufwand nötig. Dabei gibt es verschiedene Möglichkeiten, zum Beispiel Wirbelstromdämpfung, Trägheitsdämpfung und Dämpfung durch Rückführung. Für die Wirbelstromdämpfung wird an der Rotorwelle eine Aluminiumscheibe oder -glocke angebracht, die sich im Feld eines festen Permanentmagneten dreht. Die entstehenden Wirbelströme erzeugen ein Bremsmoment, das mit dem Quadrat der Rotordrehzahl ansteigt. Zur Trägheitsdämpfung ist dieser Permanentmagnet nicht fest angebracht, sondern leicht drehbar auf der Rotorwelle gelagert. Er wirkt also (durch sein Trägheitsmoment) nur bei Drehzahländerungen, nicht aber bei konstanter Geschwindigkeit. Für die Dämpfung durch Rückführung wird ein Drehzahlgeber verwendet, der meistens mit dem Stellmotor eine Einheit bildet [5].

3.8. Drehzahlgeber (tachometer generator)

Legt man einen Zweiphasen-Asynchron-Stellmotor nur mit einer Phase ans Netz, dann steht er still. Seine zweite Wicklung steht räumlich senkrecht auf der ersten, ist deshalb von dieser vollständig entkoppelt und gibt keine Spannung ab. Wird nun der Rotor von außen angetrieben, so entsteht durch Verschiebung der Wirbelströme im laufenden Rotor eine Spannung in der zweiten Wicklung, die die Frequenz des speisenden Netzes und ihm gegenüber nur eine kleine Phasenverschiebung hat. Ihre Amplitude ist nach Größe und Richtung der Drehzahl proportional. Wenn man nun bei einem Nachlaufregler (s. Bild 8) einen Teil dieser Spannung am Verstärkereingang gegensinnig mit der Drehmelder-Ausgangsspannung in Reihe schaltet, so werden etwaige Regelschwingungen gedämpft. Die Dämpfung kann man leicht mit einem Potentiometer optimal einstellen.

Der wichtigste Kennwert eines Drehzahlgebers ist die Spannungskonstante $K_{U\omega}$, die man meistens in Volt je 1000 U/min angibt. Sie wird mit zunehmender Temperatur kleiner, weil alle Wicklungswiderstände ansteigen. Das ist bei angebauten Drehzahlgebern besonders zu beachten, da sich die Stellmotoren im Betrieb meistens recht stark erwärmen.

Bei Stillstand des Rotors ist die Ausgangsspannung nicht exakt Null, sondern es wird eine kleine Restspannung erzeugt, die auch hier „Nullspannung“ heißt. Sie kann unterteilt werden in einen Anteil, der von der Rotorstellung abhängt (position error), und einen Anteil, der davon unabhängig ist (axis error). Um den stellungsabhängigen Anteil klein zu halten, werden für Drehzahlgeber keine genuteten Rotoren verwendet, sondern dünnwandige Glocken nach dem Ferrarisprinzip, in deren Innerem das umlaufende Rotorblechpaket durch einen festen Innenstator ersetzt ist. Durch den größeren Luftspalt verkleinert sich zwar die Spannungskonstante, das schadet aber nicht

viel, weil die Ausgangsspannung fast immer an den Eingang von Verstärkern geführt wird.

Wichtig ist noch die Linearität des Drehzahlgebers: Bei konstanter Speisespannung muß die Ausgangsspannung genau der Drehzahl proportional sein. Der Linearitätsfehler liegt im Durchschnitt – auf den Bereich von –3000 bis +3000 U/min bezogen – bei $\pm 0,25\%$; er kann aber noch verkleinert werden.

Man kann die Drehzahlgeber in drei Güteklassen einteilen: Dämpfungsgeneratoren (damping generators) weisen eine im Verhältnis zur Ausgangsspannung hohe Nullspannung auf und sind für normale Dämpfungsanwendungen bestimmt. Sie haben einen kleinen Leistungsbedarf und ein kleines Trägheitsmoment und sind auch im allgemeinen mit Motoren kleiner Trägheit zusammengebaut. Ihre Linearität liegt innerhalb $\pm 0,5\%$, die Phasendrehung innerhalb $\pm 10^\circ$.

Verhältnissgeneratoren (rate generators) haben niedrige Nullspannung und sind für Geschwindigkeitsregler bestimmt sowie zur Dämpfung in Regelsystemen mit sehr hoher Verstärkung. Sie weisen hohe Linearität und kleines Trägheitsmoment auf und sind ebenfalls mit Motoren kleiner Trägheit kombiniert. Der phasengleiche Anteil ihrer Nullspannung ist praktisch auf Null reduziert.

Präzisionsgeneratoren (precision or integrating generators) setzt man für genaue Rechenanwendungen, zum Beispiel Integration, ein. Ihre Empfindlichkeit gegen Temperatur-, Frequenz- und Spannungsänderungen ist ebenso wie der Linearitätsfehler auf ein Minimum reduziert (beispielsweise $\pm 0,07\%$). Dies wird sowohl durch grundsätzliche Konstruktionsmaßnahmen als auch durch Schaltungszusätze erreicht.

3.9. Winkelcodierer (encoder)

Die bisher genannten Bauteile arbeiten analog. Wenn dagegen eine digitale Darstellung von Winkelwerten erforderlich ist, werden dazu Codierer verwendet. Sie enthalten eine oder mehrere Code-scheiben, die auf konzentrisch angeordneten Spuren die Codeelemente tragen. Nach der Art der Abtastung unterscheidet man Bürstencodierer, magnetische Codierer und optische Codierer.

Bei den Bürstencodierern (s. Bild 2) ist der Code durch isolierende und leitende (Gold-)Segmente auf der Scheibe dargestellt, die durch Bürsten aus einigen Edelmetalldrähten abgetastet werden. Die zulässige Kontaktbelastung ist auf wenige Milliampere begrenzt, um bei kleinen Kontaktkräften eine genügende Lebensdauer zu erhalten (einige Millionen Umläufe der Scheibe).

Bei den magnetischen Codierern ist der Code durch stellenweise Magnetisierung einer magnetisierbaren Oberflächenschicht auf die Scheibe aufgebracht und wird durch kleine Magnetsköpfe abgetastet. Der längeren Lebensdauer, die damit erreicht wird, steht der größere Aufwand gegenüber, der durch die Magnetabtastung bedingt ist.

Die optische Code-Darstellung auf durchsichtigen Scheiben hat den Vorteil, daß je cm Spurlänge eine größere Schrittzahl untergebracht werden kann. Der Aufwand für Beleuchtung und Optik ist jedoch im allgemeinen hoch.

Allen Ausführungen der Winkelcodierer ist gemeinsam, daß der durch die Stellung des Wellenstumpfes bestimmte Drehwinkel durch eine Dualzahl dargestellt wird. Wie viele Stellen diese Dualzahl haben muß, hängt von der Genauigkeit ab, mit der der Winkel erfaßt werden soll. Mit einer 10stelligen Dualzahl kann man zum Beispiel $2^{10} = 1024$ verschiedene Werte darstellen. Wenn also eine Umdrehung in 1024 gleiche Teile geteilt wird, beträgt ein solcher Schritt $2\frac{1}{4}^\circ$, oder der Quantisierungsfehler ist $\pm 10,6'$. Dieser Codierer benötigt 10 Codespuren und gibt 10 bit Winkelinformation ab. Bei 9 bit wäre der Fehler doppelt so groß, bei 12 bit nur $\frac{1}{4}$ mal so groß.

Die meisten Codierer haben auf einer Codescheibe nur sieben oder acht Spuren. Wenn der gesamte darzustellende Wertebereich größer ist als 7 oder 8 bit, dann enthalten sie eine zweite Codescheibe, die von der ersten über ein Zahnradgetriebe angetrieben wird. Der gesamte Bereich umfaßt dann mehrere Umdrehungen der ersten Scheibe und der Eingangswelle.

Die Art des Codes legt die Reihenfolge fest, in der die Dualzahlen beim Durchdrehen der Welle aufeinanderfolgen. Beispielsweise vermeidet der Gray-Code

jede Mehrdeutigkeit beim Übergang zwischen zwei aufeinanderfolgenden Stellungen, eignet sich aber nicht zur unmittelbaren rechnerischen Weiterverarbeitung der Winkelinformation in Digital-Schaltungen. Hierfür gut brauchbar ist der normale Binärcode. Er erfordert aber noch eine Logik-Schaltung zur Unterdrückung der Mehrdeutigkeit. Ein Binärcode mit selbstdecodierender Abtastung benötigt an Stelle dieser Schaltung nur eine Anzahl von Dioden, aber dafür ist die Ausführung der Codescheiben komplizierter. Der sogenannte BCD-Code (binär codiert dezimal) ist besonders geeignet zur Darstellung der Winkelinformation in dezimaler Form [6].

Weiteres Schrifttum

- [4] ● Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. 3. Auflage. Weinheim 1960, Verlag Chemie
- [5] Drehmelder und Motorgeneratoren. Siemens Techn. Inf. Nr. 2-2340-996, Januar 1969
- [6] Winkelcodierer. Siemens Techn. Inf. Nr. 2-2340-995, Juni 1968
- [7] Synchron- und Asynchron-Kleinstmotoren. Druckschrift der Siemens AG
- [8] Siemens-Datenliste T Dm 1, T Dm 2, T Dm 3, Ausgabe April 1964

Mathematisch betrachtet, ergibt sich

$$M + S = (L + R) + (L - R) \\ = +L + R + L - R = 2L$$

und

$$M - S = (L + R) - (L - R) \\ = +L + R - L + R = 2R$$

Nach genau dem gleichen Prinzip arbeitet der von Jensen entwickelte Stereo-Lautsprecher „S-100 Stereo 1“. Die Lautsprechersysteme werden mit Hilfe von zwei Spezialübertragern (Bild 4) mit den Summen- und Differenzsignalen gespeist. Die Lautsprecher stellen dann gewissermaßen eine akustische beziehungsweise psychoakustische Matrix dar, die beim Abhören wieder einen Links-Rechts-Eindruck vermitteln.

Die Vorführung dieses neuartigen Lautsprechers erfolgte in einem $3,60 \text{ m} \times 6 \text{ m}$ großen Raum, wobei sich der Lautsprecher in der Mitte der 6 m breiten Wandfläche befand. Bei Stereo-Wiedergabe traten in $1,80 \text{ m}$ Abstand von der Schallquelle auf der 6 m breiten „Ab-

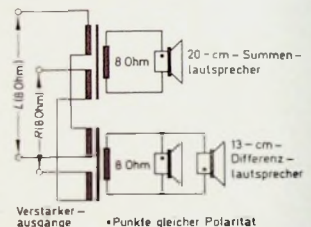


Bild 3. Elektrische Schaltung der beiden Mikrofone zur Gewinnung des Links-Rechts-Signals

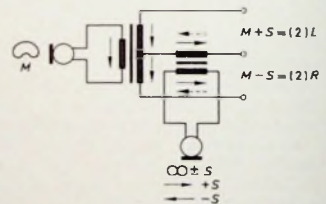


Bild 4. Matrixschaltung des Lautsprechers

hörwand“ keine hörbaren Höhenverluste auf. Das entspricht einem Höhenabstrahlwinkel von 118° . Bei Mono-Wiedergabe lagen die Verhältnisse etwas ungünstiger, da in diesem Fall nur der Mittellautsprecher strahlt; der Winkel betrug nur etwa 80° . Durch das Vorhandensein eines Mittellautsprechers war sowohl bei Stereo- als auch bei Mono-Wiedergabe kein akustisches Loch in der Mitte wahrnehmbar. Die Mitte konnte exakt lokalisiert werden. Die virtuellen Schallquellen wurden auf der ganzen 6 m breiten Basis geortet. Der Preis des Lautsprechers liegt umgerechnet bei etwa 500 DM. Besondere Vorteile bietet dieser Lautsprecher bei ungünstigen Abhörbedingungen beziehungsweise beengten Wohnverhältnissen, wie zum Beispiel bei Stereo-Wiedergabe im Boot oder im Wohnwagen. Schm.

Schrifttum

Mc Prou d, C. G.: Single-speaker enclosure stereo. Audio (1969) Oktober, S. 88 u. 90

Jensen model S-100 „stereo“ stereo speaker system. Audio (1969) November, S. 62 u. 64

Stereophonie

Stereo-Wiedergabe mit einer Lautsprecherbox

In der Oktober- und Novemberausgabe 1969 der amerikanischen Hi-Fi-Zeitschrift Audio wird über ein neues, von der Firma Jensen entwickeltes Stereo-Wiedergabesystem unter der Typenbezeichnung „S-100 Stereo 1“ berichtet, das zum erstenmal am 18. August 1969 der amerikanischen Presse vorgestellt wurde. Die neue Lautsprecherbox mit den Abmessungen $33 \text{ cm} \times 55 \text{ cm} \times 29 \text{ cm}$ enthält drei Lautsprechersysteme,

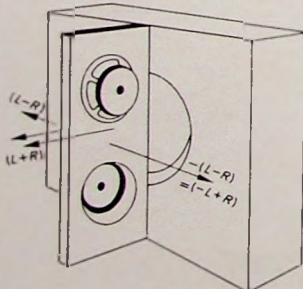
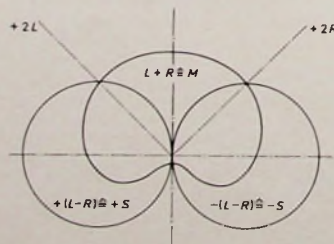


Bild 1. Anordnung der drei Lautsprechersysteme in der Box

die nach dem von der Mikrofonteknik her bekannten MS(Mitte-Seite)-Verfahren arbeiten. Verwendet werden ein 20-cm-Breitbandlautsprecher, der die Summeninformation abstrahlt und direkt auf den Zuhörer gerichtet ist, sowie zwei 13-cm-Breitbandlautsprecher, die – unter 90° davor angeordnet – nach beiden Seiten die Differenzanteile abstrahlen. Bild 1 zeigt die Anordnung der drei Lautsprechersysteme in der Box.

In der MS-Mikrofonteknik verwendet man ein Nierenmikrofon, das direkt auf die Schallquelle gerichtet wird, während ein zweites Mikrofon mit Achtercharakteristik derart angebracht ist, daß das Minimum der Empfindlichkeit mit dem Maximum der Empfindlichkeit des Nierenmikrofons zusammenfällt (Bild 2). Danach liefert das Nierenmikrofon ein vollwertiges Mitten- oder Summensignal $(L + R)$, während das Achtermikrofon das Seiten- oder Differenzsignal $(L - R)$ liefert. Je nachdem, von welcher Seite das Achtermikrofon beschallt wird, entsteht das Signal $+(L - R)$ beziehungsweise $-(L - R)$ infolge der entgegengesetzt gepolten Polarisationsspannungen der beiden Membranen. Werden die Ausgänge einer Matrixschaltung zugeführt, dann entstehen zwei separate Signale, die dem linken und dem rechten Kanal entsprechen (Bild 3).



$$M + S = (L + R) + (L - R) = +L + R + L - R = 2L \\ M - S = (L + R) - (L - R) = +L + R - L + R = 2R$$

Bild 2. Entstehung des Links-Rechts-Signals aus den Richtcharakteristiken des Nieren- und Achtermikrofons

Die Auto-Stabantenne beim UKW-Empfang

Von der mittleren Preisklasse ab haben heute alle Autoempfänger den UKW-Bereich. Natürlich muß am Empfangsort eine Mindestfeldstärke des zu empfangenden UKW-Senders vorhanden sein; ist diese Bedingung jedoch erfüllt, so erreicht man auch im Auto die gleiche klangliche Verbesserung und Störfreiheit wie beim Heimempfang. Die Nahentstörung des Kraftfahrzeuges für den UKW-Bereich wird heute vollkommen beherrscht und bietet kaum Probleme bei Verwendung geeigneten Entstörmaterials.

Die heutige Senderverteilung läßt in Europa fast überall einwandfreien UKW-Empfang zu. Die Konzentration von Sendern auf Bevölkerungsballungsgebiete – besonders auf Großstädte – ermöglicht in solchen Gegenden sogar oft einen ausgezeichneten UKW-Empfang, während wegen des sehr hohen Störpegels auf den KML-Bereichen kaum zufriedenstellender Empfang möglich ist. In geografisch verhältnismäßig flachen Gebieten, auf Fernverkehrsstraßen und Autobahnen ist darüber hinaus oft auch mit relativ gutem Fernempfang zu rechnen.

Die Autoantenne ist im allgemeinen vertikal angeordnet und daher vertikal polarisiert, während die UKW-Rundfunktaster mit horizontaler Polarisation arbeiten. Aus der Sicht des UKW-Empfängers im Auto wäre natürlich die vertikale Polarisation vorteilhafter, wie sie beispielsweise beim öffentlichen beweglichen Landfunkdienst auch angewendet wird. Aber trotz der nicht optimalen Übereinstimmung der Polarisation bieten sich beim UKW-Empfang im Auto gute bis sehr gute Empfangsmöglichkeiten, da das Empfangsfeld durch die Metallkarosserie des Fahrzeuges verzerrt wird und damit ein besseres Empfangsergebnis auftritt als zunächst theoretisch zu erwarten wäre. Beim KML-Empfang bietet die Autoantenne keine Besonderheiten; auf die Einzelheiten wird noch eingegangen. Im wesentlichen handelt es sich hier um sogenannte aperiodische (nicht abgestimmte) Antennen ohne Richtwirkung. Beim UKW-Empfang treten dagegen verschiedene Probleme auf, die mit der Antenne zusammenhängen. Insbesondere handelt es sich dabei um Richtwirkungs- und Anpassungsfragen, wie sie sich auch bei der Fernseh- und UKW-Hörrundfunk-Empfangsantennentechnik ergeben, da die Antennen in diesen Bereichen abgestimmt sind.

1. Gegebenheiten beim KML-Empfang

Beim KML-Empfang wird die Autoantenne nicht abgestimmt. Wegen der verhältnismäßig geringen Antennenstablänge entsteht auch nur eine relativ niedrige Antennenspannung, die zum Empfängereingang gelangt. Diese niedrige Antennenspannung muß in optimaler Weise die Eingangsstufe des Empfängers aussteuern. Um das zu er-

reichen, wird die Autoantenne schaltungstechnisch in den Empfänger-Eingangskreis mit einbezogen, so daß sie als Kreiskapazität wirksam wird und die Spannung optimal einkoppelt.

Bild 1 zeigt die Anschaltung der Autoantenne an den Empfängereingang. Da die Eingangskreise des Empfängers abgestimmt werden, ist es erforderlich, dies bei Zuschaltung der Antenne zu beachten. Da die Kapazität einer Autoantenne am Antennenstecker von vielen Faktoren abhängt (Kabelkapazität, konstruktiver Aufbau, Stablänge), muß eine Korrektur im Empfänger mit dem Antennentrimmer C_T erfolgen, mit dem ein vorgegebener Maximalwert der Kapazität genau eingetrifft wird. Der richtigen Abstimmung von C_T kommt bei der erstmaligen Inbetriebsetzung eines Autoempfängers und bei jedem Antennenwechsel eine große Bedeutung

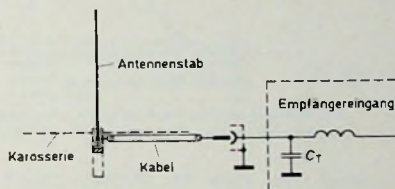


Bild 1. Prinzipielle Anordnung einer Auto-Stabantenne und Anschaltung an den Autoempfängereingang

zu, da nur ein sorgfältiger Abgleich dieses Trimmers optimale Empfangsergebnisse sicherstellt. Der Abgleich erfolgt je nach Gerät bei verschiedenen Frequenzen; daher sind die Hinweise des Geräteherstellers genau zu befolgen.

Die Autoantenne hat beim KML-Empfang zwei charakteristische Kennwerte, und zwar die bereits erwähnte Kapazität C_A' sowie den sogenannten Dämpfungswiderstand R_A' , der meistens als Parallelersatzschaltungswiderstand R_A angegeben wird und der Eingangsschaltung des Empfängers parallel liegt (Bild 2). R_A dämpft also den Eingangskreis. Bei guten Antennen ist dieser Widerstand $> 1 \text{ MOhm}$. Er darf jedoch nicht unter etwa 100 kOhm absinken, da dann die Empfängerempfindlichkeit erheblich zurückgeht sowie die Selektivität merklich verschlechtert und die Anfälligkeit gegen Kreuzmodulation vergrößert wird. Im Bild 2a sind C_A' und R_A' die physikalisch gegebenen Kennwerte der Stabantenne und C_K , R_K die Kennwerte der Antennenbefestigung und des Kabels. In der Praxis verwendet man jedoch meistens die Parallelersatzschaltung nach Bild 2b mit den entsprechenden Kennwerten.

Autoantennen werden in verschiedenen Längen zwischen etwa 0,8 und 2 m angeboten. Ein Grund dafür ist, daß die Antennenspannung beim KML-Empfang direkt von der Antennenlänge abhängt. Relativ kurze Antennen stellen keine besonderen Anforderungen

an die Befestigungsstelle an der Karosserie; sie sind heute in Mitteleuropa entsprechend der guten Senderversorgung als Standardtypen anzusehen. Kommt es aber zum Beispiel auf guten Empfang in Ländern mit schlechter Senderversorgung (beispielsweise im Lang- und Kurzwellenbereich) an, so greift der Kunde meistens nach den längeren Typen. Hier ist jedoch oft die Befestigung an der Karosserie problematisch, und es tritt bei nicht sachgemäßer Montage und Typenauswahl ein Ausbeulen und Einreißen der Befestigungsstelle an der Karosserie auf.

Die Kapazität der Antennen wird von den Herstellern in gewissen Grenzen (zwischen etwa 45 und 70 pF, in Ausnahmefällen bis maximal 100 pF) eingehalten, damit Abstimmung mit dem Antennentrimmer möglich ist. Es sei an dieser Stelle aber darauf hingewie-

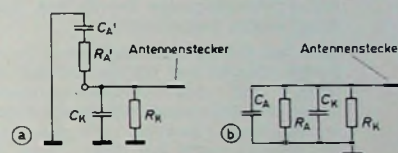


Bild 2. Elektrische Ersatzschaltung von Auto-Stabantennen: a) physikalisch gegebene Schaltung, b) praktisch oft benutzte Ersatzschaltung

sen, daß sich bei langen Antennen, die mit dem Antennentrimmer in üblicher Weise bei voll ausgezogenen Stäben abgeglichen wurden und zwecks Verbesserung des UKW-Empfängers eingeschoben werden, eine Kapazitätsveränderung und damit eine Verformung des Empfängereingangskreises mit den geschilderten Nachteilen ergibt.

Auf die Folgen zu kleiner Werte des Dämpfungswiderstandes wurde bereits hingewiesen. Gelegentlich bewirken jedoch zu große Widerstandswerte bei Transistorempfängern eine zu große Entdämpfung, und die Vorstufe kann dann besonders beim Empfang schwacher Sender mit voll aufgeregelter Empfindlichkeit ins Schwingen geraten (Pfeifstellen). Der Dämpfungswiderstand wird auch stark vom Klima beeinflusst, das heißt, bei hoher Luftfeuchtigkeit und Niederschlag kann er erheblich absinken, und die in vielen Waschmitteln enthaltenen Netzmittel können diesen Einfluß noch verstärken. Das Antennenkabel trägt einen erheblichen Teil zur Gesamtkapazität bei, und wegen der einzuhaltenden Grenzwerte ist die Kabellänge begrenzt. Sogenannte Verlängerungskabel enthalten daher im Antennenstecker einen Serienkondensator, der die Gesamtkapazität herabsetzt (Serienschaltung). Dadurch tritt jedoch auch eine Spannungsteilung ein, und der Empfang wird in solchen Fällen immer verschlechtert (Problem der Heckantenne).

2. Besonderheiten beim UKW-Empfang

Im Gegensatz zum KML-Empfang erreicht die Antennenstablänge beim UKW-Empfang die Größenordnung der zu empfangenden Wellenlänge. Daraus resultieren besondere Eigenschaften, wie sie bereits bei Hochantennen für den UKW- und Fernschempfang bekannt sind, das heißt, es treten Probleme der Resonanz, Richtwirkung und Anpassung auf.

2.1. Anpassung

Auch beim UKW-Empfang im Auto muß bei der Antenne das Gesetz der Anpassung beachtet und optimal erfüllt werden, da nur bei richtiger Anpassung dem Empfänger die maximale Energie zugeführt wird. Die Zuführung maximaler Energie ist dabei grundsätzlich immer anzustreben, da nur dann der Empfänger eine ausreichende Regelreserve erhält und die Empfangsreichweite maßgebend davon abhängt. Wird ein Mindestwert der Antennenspannung bei UKW unterschritten, so treten während der Fahrt kurzzeitige Schwankungen (Flattern, Lattenzauneffekt) oder Schwankungen in größeren Abständen entsprechend der sich verändernden geografischen Situation auf. Solange die Spannung ausreichend hoch ist, werden diese Schwankungen jedoch von guten Empfängern ausgeglichen.

Um das Gesetz der Anpassung zu erfüllen, müssen der Widerstand der Antenne und des Empfängereingangs sowie der Wellenwiderstand des Kabels entsprechend gewählt werden. Der Wellenwiderstand des Kabels liegt dabei auf Grund der Forderung nach Kapazitätsarmut beim KML-Empfang fest. Mit den Kapazitätswerten der üblichen Autoantennenkabel von $< 30 \text{ pF}$ ergibt sich der Wellenwiderstand solcher Kabel zu etwa 120 bis 180 Ohm. An diesen Wellenwiderstand sollte der Empfängereingang bei UKW angepaßt sein, und auch die Antenne sollte bei UKW-Empfang näherungsweise diesen Widerstand haben. Beim Empfänger läßt sich die Anpassung am einfachsten realisieren, da die Streuungen verhältnismäßig klein gehalten beziehungsweise abgeglichen werden können. Somit verbleibt als wichtigstes Problem die Anpassung zwischen Antenne und Kabel. Ideale Verhältnisse wären dabei nur durch Verwendung abgestimmter Dipolantennen, ähnlich wie bei Hochantennen, zu erreichen; das ist jedoch in der Praxis nicht möglich. Hier besteht die Forderung, die üblichen Stabantennen auch für UKW-Empfang zu benutzen. In Abhängigkeit von den verschiedenen Fahrzeugtypen und Einbaustellen ergeben sich jedoch sehr große Streuungen der Eigenschaften, so daß das Problem der Anpassung der Autoantenne nur näherungsweise gelöst werden kann.

Da die Verwendung von symmetrischen Dipolen ausscheidet, ist es erforderlich, die Eigenschaften von Stabantennen, die gleichzeitig für KML-Empfang bestimmt sind, bei UKW zu untersuchen. Besonders vorteilhafte Eigenschaften haben Dipole bei der $\lambda/2$ - und λ -Resonanz. Das führt bei unsymmetrischen Stabantennen zur $\lambda/4$ - und $\lambda/2$ -Resonanz. Diese Verhältnisse zeigt Bild 3. Die auf einem Gegengewicht (leitende

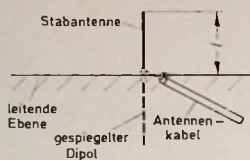


Bild 3. Stabantenne als halbe Anordnung eines unsymmetrischen Dipolantennen-Aufbaues betrachtet

Ebene, Fahrzeugkarosserie) stehende unsymmetrische Stabantenne ist als halber Dipol zu betrachten. Dabei ergäbe sich bei einer Länge der Stabantenne von $l = \lambda/4$ ein Resonanzwider-

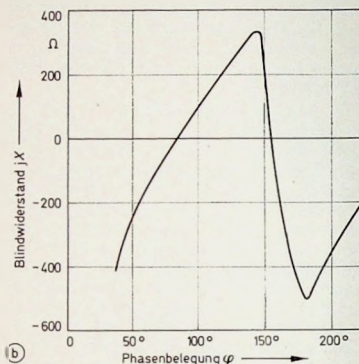
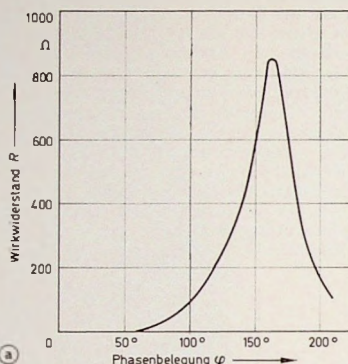


Bild 4. Widerstandsverlauf an einer unsymmetrischen Aufbauantenne in Abhängigkeit von der Phasenbelegung am Anschlußpunkt; a) Wirkwiderstandsverlauf, b) Blindwiderstandsverlauf

stand von etwa 30...35 Ohm. Dieser Widerstand läßt sich an den Wellenwiderstand des Kabels von im Mittel etwa 150 Ohm jedoch nur mit entsprechenden Verlusten anschalten.

Diese Überlegungen sind zwar idealisiert und in der Praxis gegenüber den theoretischen Betrachtungen mit Abweichungen behaftet. Trotzdem sind sie durchaus als Näherung brauchbar und führen zu entsprechenden Ergebnissen. Dabei ist klar, daß entsprechend den Karosserievarianten elektrisch eine Variation des Gegengewichtes auftritt, die jedoch durchaus überschaubar ist. Aus diesen Überlegungen folgt nun, daß die $\lambda/4$ -Resonanz einer Stabantenne für den UKW-Empfang im Auto unbrauchbar ist. Das trifft auch für die $\lambda/2$ -Resonanz zu, da in diesem Falle der Widerstand ohne weiteres auf einige 4 kOhm ansteigen kann, was ebenfalls zu einer sehr großen Fehlanpassung an das Antennenkabel führen würde. Der erforderliche Widerstand von etwa 150 Ohm liegt also zwischen diesen Resonanzstellen und sollte möglichst genau realisiert werden. Leider ist das wegen der dabei auftretenden Blindkomponenten (induktiver Blindwiderstandsanteil) nicht ohne weiteres möglich. Diese Zusammenhänge werden im Bild 4 verdeutlicht.

Um zu einer allgemeingültigen Aussage zu kommen, zeigt Bild 4 für eine unsymmetrische Stabantenne mit idealem Gegengewicht die Abhängigkeit des Wirk- und Blindwiderstandes von der Phasenbelegung φ am Anschlußpunkt. Eine Phasenbelegung von 360° entspricht dabei einer Wellenlänge; also erhält man bei 90° die $\lambda/4$ - und bei etwa

180° die $\lambda/2$ -Stabresonanz. Aus Bild 4b ist jedoch zu erkennen, daß die Blindwiderstände bereits bei niedrigerer Phasenbelegung Null werden und somit eine Resonanzstelle ergeben. Das ist auf den Verkürzungsfaktor zurückzuführen. Bild 4 enthält also bereits diese Einflüsse und kann daher in der Praxis zur Dimensionierung von Stabantennen mit der mechanischen Länge l auf Grund der Phasenbelegung angewendet werden.

Bild 4a zeigt den Verlauf des Wirkwiderstandes einer Stabantenne in Abhängigkeit von der Phasenbelegung bei einem in der Praxis bei Autoantennen

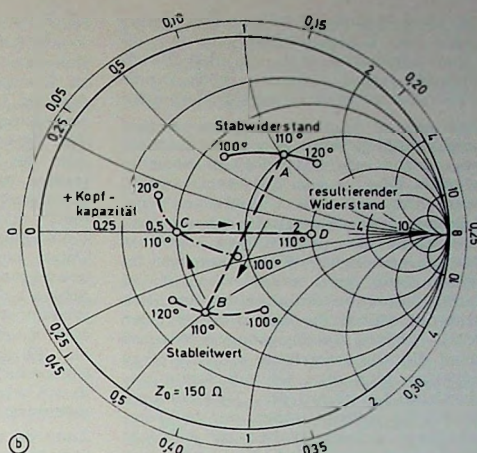
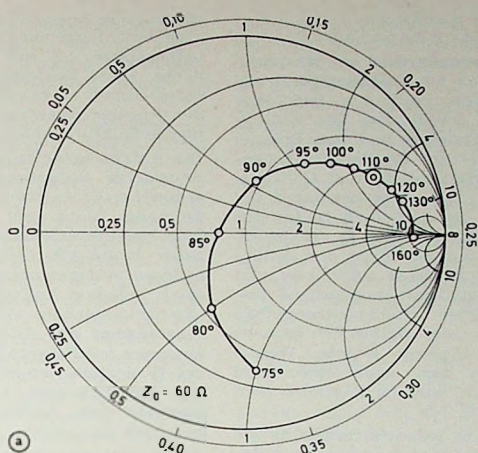
üblichen mittleren Schlankheitsgrad von $\frac{l}{D} \approx 163$. (Dabei wurden eine mitt-

lere Frequenz von 94 MHz entsprechend $\lambda = 3,2 \text{ m}$ und ein mittlerer Durchmesser von $D_m \approx 6 \text{ mm}$ zugrunde gelegt.) Bei der Auswertung von Bild 4 ist zu beachten, daß Wirkwiderstand und Blindwiderstand an der Antenne gleichzeitig auftreten und der Blindwiderstand keinesfalls vernachlässigt werden darf, wie dies oft gemacht wird.

Im Bild 5a ist der Kurvenverlauf von Bild 4a und 4b als komplexe Widerstandsverlaufskurve in einem vereinfachten Smith-Diagramm dargestellt. Daraus ist sofort die richtige Antennenstablänge für UKW-Empfang zu entnehmen. Es zeigt sich, daß mit einer Phasenbelegung von etwa 110° ein Wirkwiderstand von 150 Ohm erreicht wird (Bild 4a). Dabei tritt aber gleichzeitig ein induktiver Blindwiderstand von etwa 170 Ohm auf (Bild 4b). Die konstruktive Ausbildung der Antennenbefestigung läßt jedoch eine Kompensation dieses induktiven Blindwiderstandes durch eine entsprechende Kapazität (im Antennenkopf oder -fuß) zu, so daß dieses Ergebnis als Richtwert dienen kann. Man erkennt daraus, daß die richtige Antennenlänge zwischen der $\lambda/4$ - und $\lambda/2$ -Resonanz des Stabes liegt ($\lambda/4 < l < \lambda/2$). Die dabei auftretenden Verhältnisse werden an Hand von Bild 5b erläutert.

Bild 5a zeigt zunächst die Widerstandsverlaufskurve nach Bild 4 im Smith-Diagramm mit einem normierten Wert von $Z_0 = 60 \text{ Ohm}$, wie sie in allgemein üblicher Meßtechnik auch aufgenom-

Bild 5. a) Widerstands-ortskurve einer unsymmetrischen Stabantenne in Abhängigkeit von der Phasenbelegung am Anschlußpunkt, normiert auf $Z_0 = 60 \text{ Ohm}$. b) Widerstands-ortskurven-Teilverlauf einer unsymmetrischen Stabantenne mit $Z_0 = 150 \text{ Ohm}$ und auftretende Transformation in die Leitwert- und Widerstandsebene

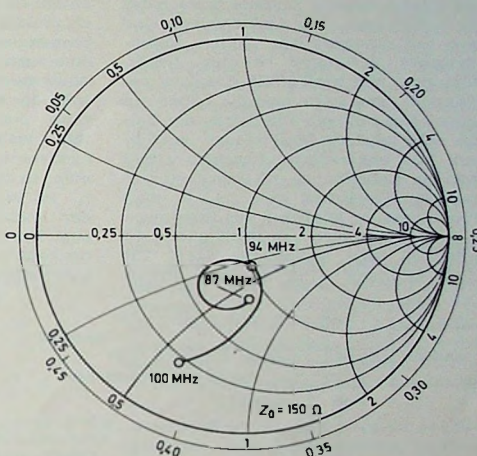


men werden kann. Der Punkt für 110° Phasenbelegung ist dabei besonders markiert. Da das Antennenkabel einen Wellenwiderstand von im Mittel 150 Ohm hat, ist es zweckmäßig, die Kurve nach Bild 5a auf $Z_0 = 150 \text{ Ohm}$ zu normieren, da dadurch die Darstellung übersichtlicher wird. Zur Vereinfachung werden im folgenden nur noch der Punkt für 110° Phasenbelegung sowie ergänzend 100° und 120° (entsprechend der erforderlichen Bandbreite) betrachtet. Der 110° -Punkt aus Bild 5a nach Bild 5b übertragen, ergibt dort den Punkt A. Es handelt sich dabei also um den komplexen Antennenfußpunkt-widerstand bei der entsprechenden Phasenbelegung der Antenne.

Den Ablauf der elektrisch wirksamen Transformation kann man im Diagramm Bild 5b sehr anschaulich verfolgen. Da die induktive Blindkomponente durch eine parallel geschaltete kapazitive Komponente (Antennenkopf- oder -fußkapazität) kompensiert werden soll, muß die Darstellung zweckmäßigerweise in der Leitwertebene erfolgen. Der entsprechende komplexe Leitwert der Antenne ergibt sich als Punkt B. Wird jetzt der kapazitive Leitwert (Kopfkapazität) in entsprechender Größe zugeschaltet, so erhält man den Punkt C, der ein reiner Wirkleitwert ist. Geht man jetzt wieder auf die Widerstandsebene über, so ergibt sich der Punkt D als resultierender Antennenwiderstand der Autoantenne für UKW mit der entsprechenden Phasenbelegung. Man erkennt, daß dieser Wert rein reell (ohmscher Widerstand) ist und etwa 300 Ohm beträgt. Damit besteht dann nur noch eine verhältnismäßig geringe Fehlanpassung zum Antennenkabel.

Die vorstehende theoretische Betrachtung ging von idealisierten Bedingungen aus. In der Praxis ist der Antennenwiderstand wegen des unvollkommenen Karosserie-Gegengewichts meistens niederohmiger, so daß sich daraus weitere Verbesserungen ergeben, das heißt, der Widerstand nähert sich dem Wert 150 Ohm. Am Prinzip der Darstellung nach Bild 5b ändert sich dadurch jedoch nichts. Im allgemeinen legt man bei Autoantennen für UKW-Empfang eine mittlere Resonanzfrequenz von etwa 94 MHz fest, die dem

Bild 6. Gemessene Widerstands-ortskurve einer Auto-Stabantenne mit $l_A = 98 \text{ cm}$ ($Z_0 = 150 \text{ Ohm}$)



geometrischen Mittel der Grenzfrequenzen 100 und 87,5 MHz entspricht.

Bild 6 zeigt die gemessene Ortskurve einer Autoantenne mit den angegebenen Frequenzen. Man erkennt, daß die induktive Komponente der Antenne bei der Mittenfrequenz nicht voll kompensiert wurde. In der Praxis treten in dieser Hinsicht entsprechend den Fertigungstoleranzen Streuungen auf. Es ist aber auch sehr anschaulich erkennbar, daß die Anpassung einer auf UKW abgestimmten Autoantenne bei richtiger Dimensionierung sehr gut sein kann und durchaus ein optimales Ergebnis zu erreichen ist, das sich etwa mit dem bei Hochantennen vergleichen läßt, ohne daß dabei entsprechende Forderungen an Montagewerkstätten und Service zu stellen sind. Erreicht wird dieses Ergebnis mit einer Antennenstablänge von etwa 98 cm, und dieser Wert lag auch allen vorangegangenen Betrachtungen zugrunde. Hier zeigt sich bereits eine Abweichung zu häufig zitierten Herstellerangaben, die in einem späteren Abschnitt noch diskutiert werden wird.

2.2. Richtige Kabellänge

Geht man von der Anpassungsbedingung aus, so hat bei erfüllten Forderungen die Kabellänge keinen Einfluß auf das optimale Empfangsergebnis (die

Dämpfung ist bei den üblichen kurzen Kabellängen zu vernachlässigen). Die Kabellänge geht erst in das Empfangsergebnis ein, wenn an irgendeiner Stelle eine Fehlanpassung vorliegt. Diese Fehlanpassung kann im hier betrachteten Fall entweder beim Übergang Antenne-Kabel oder Kabel-Empfänger auftreten.

Aus der Fernsehantennentechnik ist bekannt, daß die Verkürzung oder Verlängerung eines Zuleitungskabels erheblichen Einfluß auf die übertragene Leistung hat, wenn Fehlanpassung vorliegt. Der Grund dafür ist, daß bei Fehlanpassung jede Leitung transformierende Eigenschaften hat und daß sich bei bestimmten Längen ein Optimum ergibt. Wie im Abschnitt 2.1. gezeigt wurde, tendiert der Antennenwiderstand von Autoantennen nach niedrigeren Werten, als es dem Wellenwiderstand des Kabels entspricht. Diese Tatsache hat zunächst jedoch keine Bedeutung, solange die Bedingung der Anpassung zwischen Kabel und Empfänger erfüllt ist. Leider ist dies jedoch sehr oft nicht der Fall, wie durch Messungen festgestellt werden konnte. Bei Transistor-Autoempfängern wurden Eingangswiderstände im UKW-Bereich mit Werten des Wirkwiderstandes von etwa 15 Ohm gemessen; die Höchstwerte der untersuchten Geräte lagen

bei etwa 70 Ohm, obwohl in den Unterlagen der Eingangswiderstand mit 150 Ohm angegeben war. An den Bandgrenzen traten außerdem noch Blindwiderstandsanteile (etwa 100 Ohm) auf.

Bei solcher Sachlage wird die Antennenkabellänge kritisch und sollte daher von vornherein entsprechend beachtet werden. Hier ist man gut beraten, wenn man Antennen mit Kabellängen verwendet, deren elektrische Länge etwa die Hälfte der Wellenlänge oder ein Mehrfaches dieses Wertes beträgt. Im allgemeinen wird man sich auf $\lambda/2$ lange Kabel beschränken, da in allen anderen Fällen die Kapazität für den KML-Eingang des Empfängers zu groß wird. Um die elektrische Kabellänge zu erhalten, muß man die gemessene mechanische Länge mit dem Verkürzungsfaktor V_K multiplizieren, der bei relativ dicken Antennenkabeln mit 150 Ohm Wellenwiderstand bei $V_K \approx 0,83$ und bei relativ dünnen Antennenkabeln bei $V_K \approx 0,78$ liegt. Die Unterschiede sind also nur unwesentlich. Sollen Antennenkabel verlängert werden (Heckantennen) und wird UKW-Empfang gewünscht, dann sollte man die Länge mit einem ganzzahligen Vielfachen der halben elektrischen Wellenlänge ausführen. Das ungünstigste Ergebnis erhält man bei Kabellängen mit dem ungeradzahligem Vielfachen von $\lambda/4$. Je nach Fehlanpassung können dabei Empfangsverschlechterungen von 10 dB und mehr auftreten. Als geeignete Kabel für UKW-Empfang sind in der Praxis

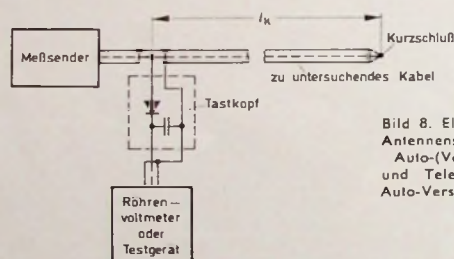


Bild 7. Meßanordnung zur Bestimmung der elektrischen $\lambda/2$ -Resonanzlänge von Kabeln

Kabellängen von etwa 1,3 m (entsprechend $\lambda/2$) anzusehen. Hiermit wird unter allen Bedingungen das günstigste Ergebnis erreicht.

Die Überprüfung der elektrischen Kabellänge kann von jedem Praktiker selbst vorgenommen werden, zum Beispiel mit der Meßanordnung nach Bild 7. Man schließt das zu untersuchende Kabel am Ende kurz (Kurzschluß der Antenne am Antennenfuß oder -kopf) und schaltet an den Kabelstecker einen Meßsender oder Prüf-generator sowie den Tastkopf eines Röhrenvoltmeters oder den Eingang eines Testgerätes an. Nach überschläglicher Ermittlung der $\lambda/2$ -Resonanzlänge des Kabels und der entsprechenden Resonanzfrequenz stellt man den Meßsender auf eine niedrigere Frequenz ein und verändert sie nach höheren Werten bis das Röhrenvoltmeter den Spannungswert Null anzeigt. Die dabei abgelesene niedrigste Frequenz ist die $\lambda/2$ -Resonanzfrequenz des Kabels, die etwa in der Mitte des UKW-Bereiches (94 MHz) liegen sollte.

2.3. Resonanzlänge des Antennenstabes

Von einer Antenne wird ein Maximum an Energie an ein Empfangsgerät abgegeben, wenn bestimmte Resonanzbedingungen erfüllt sind. Die wichtigsten Resonanzstellen sind zum Beispiel aus der Fernseh-Empfangsantennentechnik als Halbwellen- und Ganzwellenresonanz eines Antennenstabes bekannt. Auch bei Autoantennen für den UKW-Empfang gilt dies grundsätzlich. Daher liegt aus der Sicht der Antennenresonanz zunächst auch hier der Schluß nahe, daß sich entsprechend dem unsymmetrischen Stabantennenaufbau eine Viertel- oder Halbwellenresonanz als günstig ergeben könnte. Welche Eigenschaften sich aber abweichend davon ergeben, wird im folgenden noch erläutert.

Zunächst ist es jedoch erforderlich, die verschiedenen Längenangaben bei Autoantennen exakt zu definieren, um eine Grundlage für die folgenden Betrachtungen zu schaffen. Die wirksame Antennenlänge l_A kann natürlich nur diejenige Stablänge sein, die sich außerhalb der Abschirmwirkung der Karosserie und entsprechender Antennenteile befindet und geeignet ist, die elektromagnetische Energie aufzunehmen. In diesem Sinne ist die Stablänge l_A im Bild 8 angegeben. Sie reicht von der metallischen Antennenspitze bis zum Beginn des (metallischen) Antennenkopfes oder -fußes (einschließlich überstehender Isolation, deren Verkür-

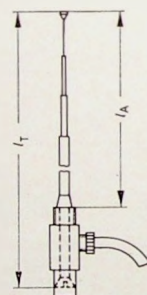


Bild 8. Elektrisch wirksame Antennenstablänge l_A bei Auto-(Versenk-)Antennen und Teleskoplänge l_T bei Auto-Versenkantennen

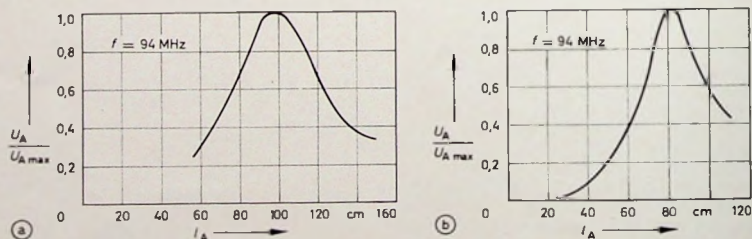


Bild 9. Gemessene Spannungsresonanzkurven in Abhängigkeit von der Antennenstablänge l_A ; a) bei Metall-(Teleskop-)Stäben ohne Oberflächendielektrikum (Teleskopantennen), b) bei Antennenstäben mit Glasfaserlaminat als Oberflächendielektrikum des Antennenleiters (Glasfaserantennen)

zungsfaktor hier jedoch vernachlässigt werden kann).

Abweichend von dieser hier zugrunde liegenden Definition, gibt es jedoch entsprechende Herstellerangaben, die sich wegen der Definitionsunterschiede nicht unmittelbar miteinander vergleichen lassen. So wird beispielsweise vielfach die Teleskoplänge l_T als An-

tennenlänge angegeben. Anzutreffen ist auch eine Längenangabe von der Antennenspitze bis zur Karosserieoberfläche. Diese Besonderheiten sind also entsprechend zu beachten. Alle folgenden Angaben beziehen sich nur auf die hier definierte Stablänge l_A .

Die Antennenstablänge l_A ist von ganz besonderer Bedeutung für die Wirksamkeit einer Autoantenne beim UKW-Empfang. Bild 8 geht zwar von einer Teleskop-Versenkantenne aus, in ähnlicher Weise gilt dies jedoch für alle anderen Autoantennentypen, zum Beispiel Teleskop-Aufbau-, -Seiten- und -Versenkantennen, Aufbau- und Seitenantennen mit Glasfaserbrette, Stabantennen mit Biegefeder am Antennenfuß (Federfußantennen); die sogenannten Top-Antennen sind als weitere Variante von Aufbau- oder Seitenantennen anzusehen.

Bild 9 zeigt gemessene Resonanzkurven (in Abhängigkeit von der Stablänge l_A) an hinsichtlich ihres Stabmaterials verschiedenen Typen (Teleskop- und Glasfaserstab). Zu bemerken ist dabei, daß sich bei den Maximalwerten nach Bild 9a und 9b keine Unterschiede ergeben, das heißt, unter gleichen Bedingungen ist die Resonanzspannung gleich groß (bei UKW). Die Diagramme im Bild 9 wurden an freistehenden Antennen ermittelt. Man erkennt, daß die günstigste Resonanzlänge für UKW-Empfang bei Teleskopantennen und Stabantennen ohne dielektrische Oberfläche 98 cm beträgt. Aus Bild 9b ergibt sich für Glasfaser-Antennenstäbe eine Resonanzlänge von 82 cm.

Aus Bild 9 erkennt man aber auch, daß viele angebotenen Autoantennen nicht optimal für UKW-Empfang geeignet sind. Man sollte daher Teleskop- oder Stabantennen für UKW-Empfang mit etwa der als optimal ermittelten Länge auswählen. Vielfach werden Antennen mit einer Länge von 1,10 m als für UKW-Empfang geeignet angeboten; dabei ergibt sich jedoch bereits ein Abfall der Antennenspannung gegenüber dem Maximum. Ein solcher Kompromiß wird gelegentlich durch verbesserten KML-Empfang begründet.

Die dabei erreichte Verbesserung ist jedoch so geringfügig, daß sie beim KML-Empfang nicht bemerkbar ist (etwa linearer Zusammenhang). Bei Glasfaserantennen ergeben sich dagegen erhebliche Diskrepanzen bei üblichen Stablängen und gewünschtem UKW-Empfang. Verkürzt man Glasfaser-Stabantennen auf die UKW-Resonanzlänge, so verringert sich die Leistung bei KLM

sehr stark. Glasfaserantennen sind daher für UKW-Empfang im Auto wegen der verkürzenden Wirkung des Dielektrikums (Glasfaserlaminat) kaum zu empfehlen.

Die sogenannten Federfußantennen erfreuen sich besonders wegen ihres sportlichen Aussehens und des „Funktelefon-Looks“ besonderer Beliebtheit. Eine Biegefeder am Antennenfuß stellt aber einen erheblichen induktiven Blindwiderstand für die UKW-Frequenzen dar, so daß sich erhebliche nachteilige Veränderungen der Antenneneigenschaften ergeben, die ebenfalls nur durch wesentliche Verkürzung des Antennenstabes ausgeglichen werden können. Federfußantennen mit nichtüberbrückter Biegefeder sind daher in üblichen Stablängen auch nicht für den UKW-Empfang zu empfehlen. Dagegen eignen sich solche Antennen mit zum Beispiel im Inneren überbrückter Biegefeder ohne jede Einschränkung bei Resonanzlängen nach Bild 9a für UKW und weisen auch im KML-Bereich entsprechend gute Eigenschaften auf.

Für die Montage von Autoantennen zum UKW-Empfang wird eine Neigung der Antenne empfohlen, die im Abstand von rund 10 cm etwa parallel zum vorderen rechten oder linken Holm verlaufen soll. Eine solche Montageart zeigt bei UKW-Empfang gute Wirksamkeit. Infolge des verhältnismäßig geringen Abstandes zum Holm ergibt sich jedoch eine kapazitive Belastung und eine Verringerung der Wirksamkeit so montierter Antennen bei KML-Empfang. Mit einer geringfügigen Veränderung der UKW-Resonanzlänge ist dabei ebenfalls zu rechnen.

Demgegenüber hat sich gezeigt, daß sich mit exakt auf UKW-Resonanz abgestimmten Autoantennen bei vertikaler Montage auch ein sehr guter UKW-Empfang neben gutem KML-Empfang ergibt. Die Erklärung dafür ist einmal durch die Resonanzabstimmung der Antenne gegeben, wodurch eine Resonanzüberhöhung eintritt, zum anderen ist beim UKW-Autoempfang fast immer mit einem diffusen Empfangsfeld zu rechnen, wobei außerdem natürlich eine Mindestfeldstärke – wie bereits erläutert – grundsätzlich vorauszusetzen ist. Ausgiebige praktische Empfangsversuche haben dieses Ergebnis bestätigt. Ergänzend sei bemerkt, daß die Resonanzlängen natürlich weiterhin geringfügig – je nach konstruktivem Aufbau der Antennen – schwanken können (verschiedene Kopfkapazität usw.). Die genaue Resonanzlänge läßt sich bei Teleskopantennen in sehr einfacher Weise durch Einschieben der Teleskope bei einem eingestellten schwachen UKW-Sender überprüfen. An dieser Stelle sei aber nochmals darauf hingewiesen, daß das Einschieben von relativ langen Teleskopantennen auf UKW-Resonanz sofort eine Veränderung der eingetrimmten Kapazität beim KML-Empfang verursacht und zu einer Verstimmung des Empfängers mit den erläuterten Nachteilen führt. Aus Bequemlichkeitsgründen wird von dieser Methode aber kaum Gebrauch gemacht, so daß ein am UKW-Empfang interessierter Kunde immer gut beraten ist, wenn ihm eine auf UKW-Resonanz abgestimmte Antenne empfohlen wird. Moderne Auto- und Universalempfänger

sind heute so empfindlich, daß die Verwendung besonders langer Antennentypen kaum nennenswerte Vorteile bringt (Störpegel).

Die bisherigen Betrachtungen wurden für eine Mittenfrequenz von $f = 94$ MHz durchgeführt. Es liegt nun nahe, die Eigenschaften auch bei anderen Frequenzen zu betrachten. Hier sei vorweggenommen, daß eine Nachstimmung der Resonanzlänge innerhalb des UKW-Rundfunkbereiches nicht erforderlich ist. Die relative Frequenzvariation v beträgt für eine Frequenzänderung von $\Delta f \approx \pm 6$ MHz bei der Mittenfrequenz $f_0 = 94$ MHz

$$\pm v = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{6}{94} = 0,064.$$

Daraus ergibt sich die Stablängenveränderung Δl_λ zu

$$\Delta l_\lambda = \pm v \cdot l_{\lambda 0} = \pm 0,064 \cdot 98 = \pm 6,3 \text{ cm}.$$

Nach der Resonanzkurve im Bild 9a resultiert daraus eine Antennenspannungsschwankung von weniger als 0,5 dB, die man vernachlässigen kann. Bei Glasfaserantennen treten entspre-

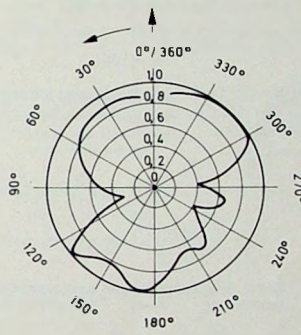


Bild 10. Richtdiagramm einer Metallstab-Autoantenne (auf der rechten vorderen Fahrzeugseite vertikal montiert) bei einer mittleren Frequenz des UKW-Bereichs

chend der geringeren Bandbreite der Resonanzkurve (Bild 9b) wegen der relativ dünnen Innenleiter natürlich größere Abweichungen auf. Die Ergebnisse der Resonanzkurvenbetrachtungen stimmen völlig mit den im Abschnitt 2.1. erläuterten Gegebenheiten hinsichtlich der Anpassung überein.

2.4. Richtwirkung

Im Gegensatz zum KML-Empfang tritt beim UKW-Empfang mit einer Autoantenne (ähnlich wie beim Empfang mit Hochantennen) auch eine Richtwirkung auf.

Wie bereits angedeutet, stellt die unterschiedliche Polarisation von Send- und Empfangsantenne das Grundproblem beim UKW-Empfang im Kraftfahrzeug dar. Solange in Europa noch keine zirkulare Polarisation bei UKW-Sendern verwendet wird, wie sie bereits teilweise in den USA üblich ist, ist der UKW-Empfang im Kraftfahrzeug gegenüber dem Empfang mit Hochantennen etwas benachteiligt. Wegen der vielen Reflexionsmöglichkeiten, die meistens sehr vielfältig (diffus) auftreten, kann man jedoch auch eine Polarisationsdrehung feststellen. Wie bereits in an-

deren Abschnitten dieses Beitrages erläutert, ist deshalb und auf Grund anderer Einflüsse trotzdem im Kraftfahrzeug sehr guter bis brauchbarer UKW-Empfang möglich.

Der Idealfall wäre nun, wenn eine Autoantenne aus allen Richtungen gleichmäßig viel Energie aufnehmen würde. Leider ist dieser ideale Fall in der Praxis nicht anzutreffen, so daß die Antennenspannung mehr oder weniger starken Schwankungen unterworfen ist, je nachdem, aus welcher Richtung der gewünschte Sender empfangen wird. Für die Praxis ergibt sich die Forderung, daß diese Schwankungen so klein wie möglich sein müssen.

Bild 10 zeigt das bei einer mittleren Frequenz des UKW-Bereiches gemessene Richtdiagramm einer Autoantenne, die auf der rechten Fahrzeugseite vorn montiert war. Man erkennt besonders die starke Abschattung durch den Dachaufbau des Fahrzeuges. Im übrigen lassen die auftretenden Schwankungen jedoch bei einer vorauszusetzenden Mindestfeldstärke einen gleichmäßigen Empfang eines gewünschten Senders auch während der Fahrt bei öfterem Fahrtrichtungswechsel zu, wenn man bedenkt, daß ohnehin während der Fahrt Schwankungen der Antennenspannung von etwa 1 : 1000 (60 dB) auftreten können, die vom Empfänger verarbeitet werden müssen.

Wenn die Antenne am Fahrzeugheck montiert ist, ergeben sich beim UKW-Empfang keine nennenswerten Abweichungen vom Empfangsergebnis bei vorn montierter Antenne. Der KML-Empfang wird dagegen durch die erforderlichen Verkürzungskondensatoren in den Kabelverlängerungen beeinträchtigt.

Abschließend sei noch kurz darauf hingewiesen, daß in Einzelfällen, in denen Fernsehempfang im Auto gewünscht wird, die für den UKW-Empfang gegebenen Hinweise in gleicher Weise gelten. Hierbei dürften jedoch mit üblichen Autoantennen brauchbare Empfangsergebnisse auf vertikal polarisierte Sender beschränkt bleiben. Für horizontale Polarisation werden heute bereits spezielle Auto-Fernsehtennen angeboten.

Die vorstehenden Betrachtungen beziehen sich ausschließlich auf Auto-Stabantennen. Seit einiger Zeit ist auch die elektronische Autoantenne „Alpha 3“ (Heft 17/1969, S. 663) auf dem deutschen Markt. Dabei handelt es sich um ein Gebilde in Form eines 8,5 cm hohen Rückspiegels als Dachkapazität eines äußerst verkürzten Dipols, bei dem dieser passive Antennenteil mit einem mit Transistoren bestückten Verstärker integriert ist. Es ergibt sich dadurch im UKW-Bereich ein Anpassungsvierpol mit den Eigenschaften einer Filterantenne. Alle Störsignale, die außerhalb des UKW-Bereichs liegen, werden unterdrückt. Nach bisher bekanntgewordenen Messungen wurde mit einer solchen aktiven Antenne gegenüber einer bisher üblichen Stabantenne mit 1,1 m Länge beispielsweise eine Verbesserung der Grenzemfindlichkeit in der Bereichsmitte von etwa 7 dB festgestellt, an den Bereichsenden von etwa 1 bis 2 dB.

Berechnung und praktische Ausführung eines Stereo-Lautstärkereglers

Der im folgenden beschriebene Stereo-Lautstärkeregel ist zwar speziell für den Einsatz in der Studiotechnik bestimmt — er findet in Abhörkanälen von Registischen Verwendung —, jedoch sind die hier behandelten Probleme für alle derartigen Regler von Bedeutung. Es wird gezeigt, wo Vereinfachungen zulässig sind und welche Fehler dabei auftreten.

1. Aufgabenstellung

Es ist ein Stereo-Lautstärkeregel zu entwerfen, der in allen zwölf Schalterstellungen einen Eingangsscheinwiderstand $R_{S1} \geq 600 \text{ Ohm}$ und einen Ausgangsscheinwiderstand $R_{S2} = 200 \text{ Ohm} \pm 10\%$ hat. Die Dämpfungen, mit handelsüblichen Widerständen der internationalen Standardreihe E 24 aufgebaut, sollen folgendermaßen abgestuft sein: 0, 3 dB, 6 dB, 9 dB, 12 dB, 15 dB, 18 dB, 24 dB, 32 dB, 44 dB, 56 dB und ∞ . Bei den 3-dB-Sprüngen beträgt die Toleranz $\pm 0,2 \text{ dB}$, bei den 6- beziehungsweise 12-dB-Sprüngen sind $\pm 0,4 \text{ dB}$ zulässig. Diese unterschiedlichen Toleranzwerte ergeben sich aus der Tatsache, daß ein geschultes Ohr Pegelsprünge $> 1,5 \text{ dB}$ hören kann.

Die Stereo-Lautstärkeregelungs-Einheit muß in einer Kassette mit den Abmessungen

identisch mit dem Ausgangsscheinwiderstand $R_{S2(V1)}$ des Verstärkers V 1 (Bild 3). Die Zusammenschaltung der H-Kettenglieder erfolgt derart, daß die Summe der Widerstände R_1 und R_2 bei allen Dämpfungsschritten eine Konstante k ist.

Für die weiteren Berechnungen ist zunächst die Größe von R_{S2} von Bedeutung, der den Generatorwiderstand des nachgeschalteten Verstärkers V 2 darstellt. Nach Bild 3 gilt

$$R_{S2} = \frac{R_2 (R_1 + R_g)}{R_2 + R_1 + R_g} \quad (1)$$

Mit

$$k = R_1 + R_2$$

$$R_1 = k - R_2 \quad (2)$$

wird

$$\begin{aligned} R_{S2} &= \frac{R_2 (k - R_2 + R_g)}{R_2 + k - R_2 + R_g} \\ &= R_2 \frac{k + R_g - R_2}{k + R_g} \end{aligned} \quad (3)$$

Mit Hilfe der Differentialrechnung kann aus Gl. (3) das Maximum von $R_{S2} = f(R_2)$ berechnet werden

$$2 \cdot R_{2 \max} = k + R_g$$

$$R_{2 \max} = \frac{k + R_g}{2} \quad (4)$$

Wird Gl. (4) in Gl. (2) eingesetzt, so ergibt sich

$$R_{1 \max} = k - R_{2 \max} = k - \frac{k + R_g}{2}$$

$$R_{1 \max} = \frac{k - R_g}{2} \quad (5)$$

Mit Gl. (4) und Gl. (5) erhält man aus Gl. (1)

$$\begin{aligned} R_{S2 \max} &= \frac{R_{2 \max} (R_{1 \max} + R_g)}{R_{2 \max} + R_{1 \max} + R_g} \\ &= \frac{\left(\frac{k + R_g}{2}\right) \left(\frac{k - R_g}{2} + R_g\right)}{\frac{k + R_g}{2} + \frac{k - R_g}{2} + R_g} \end{aligned}$$

$$R_{S2 \max} = \frac{k + R_g}{4} \quad (6)$$

Gl. (6) gilt nur für $R_g \leq k$. Diese Bedingung, abgeleitet aus Gl. (5), ist jedoch in der Praxis stets erfüllt, da eine Spannungsanpassung vorliegt. Durch Umstellen von Gl. (6) kann der Zahlenwert der konstanten Summe k bestimmt werden

$$k = 4 \cdot R_{S2 \max} - R_g$$

Mit $R_g \leq 4 \cdot R_{S2 \max}$ folgt daraus

$$k = 4 \cdot R_{S2 \max} \quad (6a)$$

Für $R_{S2 \max} = 200 \text{ Ohm}$ ergibt sich die konstante Summe zu $k = 800 \text{ Ohm}$. Demnach gilt

$$R_1 + R_2 = 800 \text{ Ohm}$$

Damit liegt eine Grundgröße für die weitere Berechnung fest. Im Bild 4 ist der Verlauf von R_{S2} in Abhängigkeit von R_2 nach Gl. (3) mit $k = 800 \text{ Ohm}$ und R_g als Parameter dargestellt.

3.2. Einschaltendämpfung D_E und Einfluß des Generatorwiderstandes R_g

Unter der Einschaltendämpfung D_E soll die Dämpfung verstanden werden, die dadurch entsteht, daß der Eingangsscheinwiderstand R_{S1} des Reglers den Ausgang des vorgeschalteten Verstärkers V 1 belastet. Bild 5

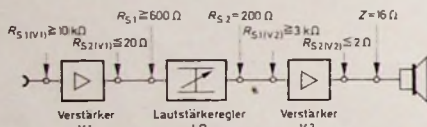


Bild 1. Blockschaltung eines Kanals des Abhörweges mit Eingangs- und Ausgangswiderständen der Vierpole

40 mm \times 190 mm \times 118 mm Platz finden. Außerdem sind Drucktasten für den Seiten- und Phasenwechsel des Signals sowie die Bauteile für eine einstellbare Kommandodämpfung vorzusehen.

2. Blockschaltung des Abhörweges

Da die beiden Kanäle des Abhörweges mit gleichen Verstärkereinheiten bestückt sind, wird im folgenden stets nur ein Kanal untersucht. Im Bild 1 ist ein Kanal des Abhörweges mit seinen unterschiedlichen Eingangs- und Ausgangsscheinwiderständen dargestellt. Der Verstärker V 1 ist ein Trennverstärker. Der Leistungsverstärker V 2 gibt eine Leistung von 25 W an 16 Ohm ab. Da die Verstärker erdrefree, symmetrische Ein- und Ausgänge haben, muß auch das Lautstärkeregelungs-Netzwerk entsprechend ausgeführt werden.

3. Berechnung

3.1. Größenordnung der Widerstände

Um den gestellten Anforderungen zu genügen, muß die Lautstärkeregelungs-Einheit mit symmetrischen H-Kettengliedern aufgebaut werden (Bild 2). Die Widerstände R_1 und R_2 bestimmen das Spannungsteiler-Verhältnis; R_3 , der den unterschiedlichen Ausgangsscheinwiderstand $R_2 \parallel (R_1 + R_g)$ des Netzwerkes auf den geforderten Wert von $R_{S2} = 200 \text{ Ohm}$ ergänzt, kann also maximal 200 Ohm groß sein und bleibt zunächst in den folgenden Berechnungen unberücksichtigt. Der Generatorwiderstand R_g ist

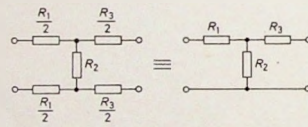


Bild 2. Symmetrische und unsymmetrische Ausführung eines H-Kettengliedes

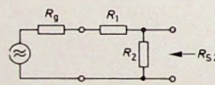


Bild 3. Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Lautstärkereglers ($R_{S2} = \text{konstant}$)

$$\frac{d R_{S2}}{d R_2} = \frac{d \left(\frac{R_2 (k + R_g - R_2)}{k + R_g} \right)}{d R_2}$$

$$= \frac{1}{k + R_g} (k - 2 \cdot R_2 + R_g)$$

Setzt man die 1. Ableitung $\frac{d R_{S2}}{d R_2}$ gleich

Null, so erhält man den Extremwert

$$0 = \frac{1}{k + R_g} (k - 2 \cdot R_{2 \max} + R_g)$$

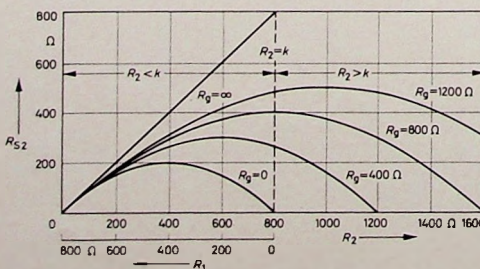


Bild 4. Abhängigkeit des Ausgangsscheinwiderstandes R_{S2} vom Querwiderstand R_2 für $k = 800 \text{ Ohm}$

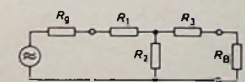


Bild 5. Vollständige Ersatzschaltung des Lautstärkereglers mit Generatorwiderstand R_g , Belastungswiderstand R_B und konstantem Ausgangsscheinwiderstand R_{S2}

zeigt die vollständige Ersatzschaltung des Lautstärkreglers mit dem Generatorwiderstand R_g und einem Belastungswiderstand R_B . R_B ist identisch mit dem Eingangsscheinwiderstand R_{S1} (v. 2) des nachfolgenden Verstärkers V 2. Für die numerische Berechnung sei $R_B = 3200$ Ohm angenommen. Ferner wird nach Gl. (6a) $k = 800$ Ohm zugrunde gelegt. Aus dem Ersatzschaltbild ergibt sich folgender Gleichungsansatz:

$$R_{S1} = R_1 + \frac{R_2 (R_B + R_3)}{R_2 + R_B + R_3}$$

Für $R_B \gg R_3$ gilt

$$R_{S1} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_B}{R_2 + R_B} \quad (7)$$

Der Eingangsscheinwiderstand ändert seine Größe zwischen zwei Extremwerten:

a) Bei $R_1 = 0$, $R_2 = 800$ Ohm wird

$$R_{S1(a)} = \frac{800 \cdot 3200}{800 + 3200} = 640 \text{ Ohm};$$

b) für $R_1 = 800$ Ohm, $R_2 = 0$ erhält man

$$R_{S1(b)} = 800 \text{ Ohm}.$$

Der nicht konstante Eingangsscheinwiderstand ($R_{S1} = 640 \dots 800$ Ohm) verursacht an dem Quellenwiderstand R_g des Verstärkers V 1 unterschiedliche Einschalt-dämpfungen D_E . Für den Fall a) gilt

$$D_{E(a)} = 20 \cdot \lg \frac{R_g + R_{S1(a)}}{R_{S1(a)}}$$

und für den Fall b)

$$D_{E(b)} = 20 \cdot \lg \frac{R_g + R_{S1(b)}}{R_{S1(b)}}$$

Der Dämpfungsunterschied ΔD_E ist

$$\begin{aligned} \Delta D_E &= D_{E(a)} - D_{E(b)} \\ &= 20 \cdot \lg \frac{\frac{R_g + R_{S1(a)}}{R_{S1(a)}}}{\frac{R_g + R_{S1(b)}}{R_{S1(b)}}} \end{aligned}$$

Setzt man in diese Gleichung $R_{S1(a)} = 640$ Ohm $= 0,8 \cdot k$ und $R_{S1(b)} = 800$ Ohm $= k$ ein, so ergibt sich

$$\Delta D_E = 20 \cdot \lg \frac{k(R_g + 0,8 \cdot k)}{0,8 \cdot k(R_g + k)}$$

Durch Umstellen erhält man die Gleichung

$$\Delta D_E = 20 \cdot \lg \frac{1,25 \cdot R_g + k}{R_g + k} \quad (8)$$

Für $R_g = 20$ Ohm und $k = 800$ Ohm beträgt der Dämpfungsunterschied

$$\Delta D_E = 20 \cdot \lg \frac{1,25 \cdot 20 + 800}{20 + 800} = 0,06 \text{ dB}.$$

Wie diese Berechnung zeigt, ändert sich die Einschalt-dämpfung D_E nur um 0,06 dB, und diesen Dämpfungsunterschied kann man vernachlässigen. Daher darf im folgenden die Einschalt-dämpfung als konstant angesehen werden.

Für die Untersuchung, ob der Generatorwiderstand R_g einen Einfluß auf das Spannungsteilerverhältnis hat, stellt man drei Grundgleichungen auf. Nach Bild 3 lassen sich verschiedene Dämpfungen definieren,

und zwar die Gesamtdämpfung D_G

$$D_G = \frac{R_g + R_1 + R_2}{R_2}$$

die Einschalt-dämpfung D_E

$$D_E = \frac{R_g + R_1 + R_2}{R_1 + R_2}$$

sowie die Spannungsteilerdämpfung D_{Spt}

$$D_{Spt} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Für die Gesamtdämpfung D_G gilt aber auch das Produkt

$$\begin{aligned} D_G &= D_E \cdot D_{Spt} = \frac{R_g + R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \\ &= \frac{R_g + R_1 + R_2}{R_2} \end{aligned}$$

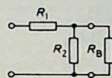
Die Gesamtdämpfung setzt sich also aus zwei Teildämpfungen zusammen, wobei der Faktor D_{Spt} frei von R_g ist. Daher bleibt das Spannungsteilerverhältnis auch bei unterschiedlichem Generatorwiderstand konstant.

3.3. Einfluß

des Belastungswiderstandes R_B

Aus Bild 6 kann man zwei Dämpfungen ableiten:

Bild 6. Ersatzschaltung zur Untersuchung des Einflusses des Belastungswiderstandes R_B



α) Für den Leerlauf gilt

$$D_a = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

β) bei Belastung mit R_B ist

$$D_b = \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_B}{R_2 + R_B}}{\frac{R_2 \cdot R_B}{R_2 + R_B}} \quad (9)$$

Wird ein Korrekturwert c eingeführt, der angibt, wie stark sich das Spannungsteilerverhältnis D_a durch die Belastung mit dem Widerstand R_B vergrößert, so kann man ansetzen

$$D_a \cdot c = D_b$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot c = \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_B}{R_2 + R_B}}{\frac{R_2 \cdot R_B}{R_2 + R_B}}$$

Durch Umstellen dieser Gleichung ergibt sich in Verbindung mit Gl. (2)

$$\begin{aligned} c &= \frac{(k - R_2)(R_2 + R_B) + R_2 \cdot R_B}{R_2 \cdot R_B} \cdot \frac{R_2}{k} \\ &= \frac{k(R_2 + R_B) - R_2^2}{k \cdot R_B} \quad (10) \end{aligned}$$

Differenziert man Gl. (10) nach R_2 und setzt die erste Ableitung $d c / d R_2$ gleich Null, so erhält man den Extremwert des Korrekturfaktors c .

$$\frac{d c}{d R_2} = \frac{1}{k \cdot R_B} (k - 2 \cdot R_B)$$

$$0 = \frac{1}{k \cdot R_B} (k - 2 \cdot R_{B \max})$$

$$R_{B \max} = \frac{k}{2} \quad (11)$$

Der Belastungswiderstand R_B hat nach Gl. (11) seinen größten Einfluß bei $R_2 = k/2$. Ob diese Rückwirkung vernachlässigt werden kann, stellt man durch Einsetzen in Gl. (10) fest

$$c_{\max} = 20 \cdot \lg \frac{k \left(\frac{k}{2} + R_B \right) - \left(\frac{k}{2} \right)^2}{k \cdot R_B}$$

Durch Umformen entsteht

$$c_{\max} = 20 \cdot \lg \left(1 + \frac{k}{4 \cdot R_B} \right) \quad (12)$$

Mit Hilfe von Gl. (6a) vereinfacht sich Gl. (12) zu

$$c_{\max} = 20 \cdot \lg \left(1 + \frac{R_{B2 \max}}{R_B} \right) \quad (12a)$$

Setzt man die entsprechenden Zahlenwerte ein, dann kann man den Faktor c_{\max} bestimmen

$$c_{\max} = 20 \cdot \lg \left(1 + \frac{200}{3200} \right) = 0,53 \text{ dB}.$$

Der Zahlenwert $c_{\max} = 0,53$ dB scheint auf den ersten Blick erheblich zu groß zu sein, um nicht berücksichtigt zu werden. Da aber anzunehmen ist, daß jeder Dämpfungsschritt durch die Belastung mit R_B ein wenig zu groß bemessen ist, sind die Soll-dB-Sprünge nahezu wieder gewährleistet. Dieser Sachverhalt läßt sich mit Gl. (10) nachprüfen. Von einer exakten Spannungsteiler-Berechnung soll aber trotzdem nicht Abstand genommen werden, da es möglich sein kann, daß man den Belastungswiderstand in einer anderen Aufgabenstellung kleiner wählen muß.

3.4. Numerische Berechnung der Spannungsteiler-Widerstände

Als Ausgangsgleichungen dienen Gl. (2) und Gl. (9), aus denen durch Umformung

$$D_a = \frac{(k - R_2)(R_2 + R_B)}{R_2 \cdot R_B} + 1$$

entsteht. Wenn man diese Gleichung nach R_2 auflöst, ergibt sich eine quadratische Gleichung. Als Lösung kommt hier nur die positive Wurzel in Betracht

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{k - D_a \cdot R_B}{2} + \\ &+ \sqrt{\left(\frac{k - D_a \cdot R_B}{2} \right)^2 + k \cdot R_B} \quad (13) \end{aligned}$$

Bei der numerischen Auswertung von Gl. (13) wird eine hohe Genauigkeit verlangt, denn R_2 ist das Ergebnis einer Subtraktion, bei der Minuend und Subtrahend sich nur geringfügig unterscheiden. Für einen Belastungswiderstand $R_B = 3200$ Ohm und $k = 800$ Ohm sind in Tab. I die Widerstandswerte für R_1 und R_2 angegeben. Darin ist D_a das Spannungsteilerverhältnis nach Gl. (9) bei Berücksichtigung von R_B und $d = 20 \cdot \lg D_a$ (Spannungsteilerverhältnis in dB).

3.5. Dimensionierung der Widerstände nach E 24

Die Werte der einzubauenden Widerstände nach der Norm-Reihe E 24 sind in Tab. II

Tab. I. Berechnete Werte von R_1 und R_2 für $R_B = 3200 \text{ Ohm}$ und $k = 800 \text{ Ohm}$

d	0	3	6	9	12	15	18	24	32	44	56	∞	dB
D	1	1,41	2	2,82	4	5,64	8	16	40	160	640	∞	
R_2	800	594	425	300	209	148	102	50	20	5	1,25	0	Ohm
R_1	0	296	373	500	591	652	688	750	780	795	798,7	800	Ohm
$R_1 \parallel R_B$	640	501	375	274	196	141	99	≈ 50	≈ 20	≈ 5	≈ 1	0	Ohm

Tab. II. Nach der Norm-Reihe E 24 dimensionierte Widerstandswerte

d	0	3	6	9	12	15	18	24	32	44	56	∞	dB
$R_2/2$	0	150	330	180	62	47	30	22	15	7,5	1,8	0,62	Ohm
$R_2/2$	91	18	0	5,1	22	39	56	75	91	100	100	100	Ohm
R_{s1}	640	709	750	774	787	793	797	800	800	800	800	800	Ohm
R_{s2}	202	200	204	200	199	199	203	197	202	205	200	200	Ohm

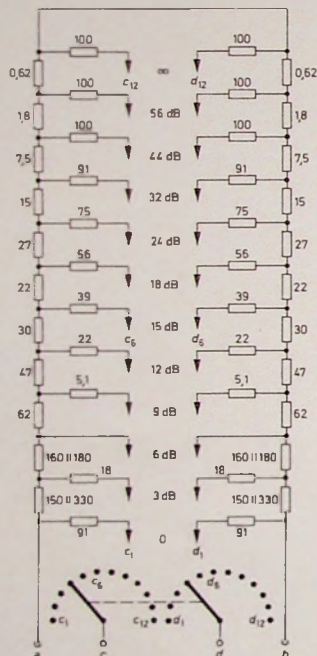
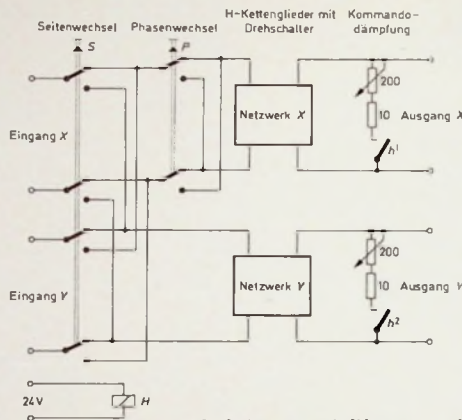


Bild 7. Symmetrische Schaltung eines Kanals des Lautstärkereglers

Bild 8. Stereo-Lautstärkereglers mit Tasten für den Seiten- und Phasenwechsel des Signals sowie einstellbarer Kommandodämpfung



Gleichung

$$R_{s1} = R_1 + \frac{(R_B + R_3) R_2}{R_B + R_3 + R_2}$$

Mit den entsprechenden Werten wird $R_{s1} = 793 \text{ Ohm}$.

In den Spalten $d = 3 \text{ dB}$ und $d = 6 \text{ dB}$ von Tab. II wird $R_2/2$ durch Parallelschaltung zweier Normwiderstände gebildet. Will man das vermeiden, so kann man die erforderlichen Werte (103 beziehungsweise 84,6 Ohm) aus 100- beziehungsweise 82-Ohm-Widerständen aussuchen.

eingetragen. Die folgende kurze Anleitung hilft die Werte zu bestimmen; als Beispiel soll die Spalte $d = 15 \text{ dB}$ dienen.

Aus Tab. I sind bereits $R_1 = 652 \text{ Ohm}$ und $R_2 = 148 \text{ Ohm}$ bekannt. Die einzelnen H-Kettenglieder werden so aneinandergereiht, daß sich der entsprechende Spannungsteilerwiderstand aus der Summe der vorhergehenden Teilwiderstände zusammensetzt. Bei $d = 12 \text{ dB}$ ist für R_1 diese Summe 591 Ohm; daher muß jetzt ein Widerstand $R = 652 - 591 = 61 \text{ Ohm}$ hinzugefügt werden. Da das Netzwerk symmetrisch aufgebaut sein soll, muß man in jeden Zweig einen 30-Ohm-Widerstand (Normwert) schalten.

Der Ausgangsscheinwiderstand

$$R_{s2} = \frac{(R_1 + R_g) R_2}{R_1 + R_g + R_2}$$

des Netzwerkes ergibt sich für $d = 15 \text{ dB}$ zu 121 Ohm. Da er konstant 200 Ohm sein soll, muß $R_3 = 200 - 121 = 79 \text{ Ohm}$ sein. Die Symmetrie fordert auch hier $R_3/2 = 39,5 \text{ Ohm}$; aus der E 24-Reihe wird der Wert 39 Ohm gewählt. Damit erhält man als endgültigen Ausgangsscheinwiderstand $R_{s2} = 199 \text{ Ohm}$. Die Berechnung des Eingangsscheinwiderstandes R_{s1} erfolgt nach der

4. Schaltung des Lautstärkereglers

4.1. Zusammenschaltung der H-Kettenglieder

Im Bild 7 ist die Schaltung des Lautstärkereglers für einen Kanal dargestellt; der zweite Stereo-Kanal wird ebenso aufgebaut. Die Eingangsklemmen sind mit a und b bezeichnet. Die Anschlüsse c_1, d_1 bis c_{12}, d_{12} führen an den Drehschalter, dessen Schleifer den Ausgang c, d des Reglers bilden.

Die Längswiderstände von je 5,1 Ohm (Stellung 9 dB) können entfallen. Der Ausgangsscheinwiderstand wird dann zwar um 10 Ohm kleiner, jedoch liegt dieser neue Wert noch innerhalb der zulässigen Toleranz. Ebenso sind die 100-Ohm-Widerstände in der Stellung ∞ entbehrlich.

4.2. Seiten- und Phasenwechsel, Kommandodämpfung

Die einstellbare Kommandodämpfung wird so aufgebaut, daß dem Ausgangsscheinwiderstand R_{s2} des Reglers ein linearer 200-Ohm-Potentiometer mit einem 10-Ohm-Vorwiderstand beim Betätigen der Kommandotaste beziehungsweise des Relais H parallel geschaltet wird (Bild 8). Dadurch erhält man eine einstellbare Dämpfung des Signals von $d = 6 \dots 26 \text{ dB}$, die für die betrieblichen Erfordernisse ausreicht. Seiten- und Phasenwechsel erfolgen mit den Tastschaltern S und P .

FERNSEH-UND KINO-TECHNIK

Offizielles Organ

der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft für Film und Fernsehen (DKG) in Zusammenarbeit mit der Fernseh-Technischen Gesellschaft (FTG)

des Fachnormenausschusses Kinotechnik für Film und Fernsehen (FAKI) im DNA des Verbandes Technischer Betriebe für Film und Fernsehen (VTFF)

Dezemberheft 1969 (Nr. 12)

Prüfung der Farbwiedergabe von Farblernsehkameras

Prix Futura '69

Mechanische Schnittbearbeitung von Fernsehmagnetbändern

Farblernsehgerechte Beleuchtung von Sportstätten

Farbvideobandgerät „SelectaVision“

Bericht über die FAKI-Herbsttagung 1969

Normentwurf DIN 15 571 Blatt 1

Neue Normen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · 1 BERLIN 52

Zweifachschalter als Vorsatz zum Einstrahl-Oszillograf

Technische Daten

- 2 gleiche Kanäle
- Frequenzgang:
20 Hz...500 kHz — 3 dB
1 MHz — 6 dB
- 7stufiger Spannungsteiler:
1 mV, 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV,
300 mV, 1 V
für Oszillografeneingang 300 mV/cm
- Eingangsspannung: max. 8 V_{eff}
- Eingangsimpedanz: $2 \times 1,5 \text{ MOhm}$
- Linienabstand: 0...6 cm, regelbar
- interne Umschaltfrequenz:
300 Hz und 50 kHz $\pm 15\%$
- Synchronisierverstärker:
umschaltbar auf Kanal I und II
- Synchronisierausgang: 10 V_{eff}
- Stromversorgung: 16 V, stabilisiert
- Bestückung: 15 \times BC 131, 4 \times BA 100

1. Vorbemerkungen

Beim Oszillografieren ergibt sich oftmals die Notwendigkeit, mehrere Kurvenzüge phasengerecht zueinander aufzuzeichnen. Hierzu bestehen praktisch zwei Möglichkeiten: 1. Oszillograf mit Mehrstrahlröhre, 2. Einstrahl-Oszillograf mit Mehrfachschalter.

Die billigere und einfachere Lösung dürfte der elektronische Mehrfachschalter sein. Auf solche industriell hergestellten elektronischen Schalter wurde schon verschiedentlich hingewiesen¹⁾. Auch für den Selbstbau einfacher elektronischer Schalter sind im Schrifttum manche Angaben zu finden²⁾. Der hier beschriebene Schalter entstand aus Freude am Selbstbau zur Vervollständigung eines kleinen Labors. Er erfordert mit 15 Transistoren nicht allzuviel Aufwand. Empfehlenswert ist zur Erweiterung der Meßbereiche vielleicht noch das Hinzufügen eines Vorverstärkers „ $\times 100$ “ vor den ersten Transistoren der beiden Kanäle des Meßverstärkers.

2. Schaltung

2.1. Grundforderungen

Vor dem Entwurf der Schaltung wurden folgende Forderungen festgelegt:

- Das Gerät soll zweikanalig im Niederfrequenzgebiet eingesetzt werden.
- Die Eingangsimpedanz soll größer als 1 MOhm sein.
- Die Empfindlichkeit des Verstärkers soll 1 mV/cm sein.
- Das Gerät soll in Verbindung mit einem vorhandenen Oszillografen „HM 107“ arbeiten, aber auch für andere Oszillografen geeignet sein.

¹⁾ zum Beispiel Filipzick, H.: Schaltung und Anwendung des Zweistrahl-adapters „MF 101“. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 21, S. 821-823

²⁾ zum Beispiel Wilhelm, K.: Elektronischer Schalter. Funk-Techn. Bd. 23 (1968) Nr. 22, S. 861-862

2.2. Umschaltung

Werden die beiden abzubildenden Meßsignale mit einem unterschiedlichen Gleichspannungspotential addiert und dann wechselseitig auf den Ausgang geschaltet, dann werden beide Kurvenzüge in verschiedener Höhe auf einem nachgeschalteten Oszillograf dargestellt. Wenn dieser Umschaltvorgang schnell genug erfolgt, so wird nur ein Oszillograf mit Wechselspannungsverstärker benötigt. Das Umschalten selbst kann auf einfache Weise mit einem ODER-Gatter in Verbindung mit einem Rechteckgenerator durchgeführt werden. Es ist bekannt, daß hohe Ablenkfrequenzen

Ist also momentan T13 des Multivibrators durchgesteuert, dann werden die Katoden von D3 und D4 negativ, und dieses Gatter ist dann leitend. Da R15 und R16 aber groß sind gegenüber R17, nimmt die Basis und folglich auch der Emitter von T10 etwa die Emitterspannung von T11 an. Kippt der Multivibrator um, dann werden D3 und D4 gesperrt, und D1 und D2 sind leitend. Die Spannung an T10 gleicht sich sprunghaft T9 an. Erscheint also Signal A am Ausgang, dann ist eine andere Gleichspannungskomponente addiert, als wenn Signal B übertragen wird. Der angeschlossene Oszillograf schreibt

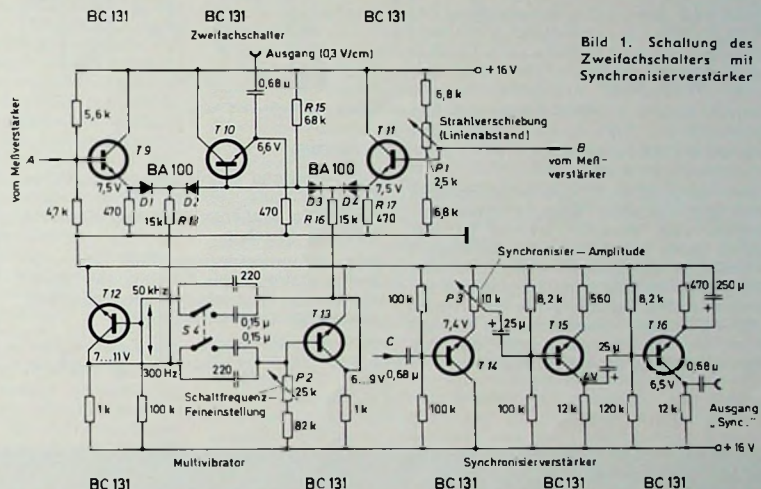


Bild 1. Schaltung des Zweifachschalters mit Synchronisierverstärker

mit einer niedrigen, und niedrige Ablenkfrequenzen mit einer hohen Umschaltfrequenz günstig abzubilden sind. Je höher beziehungsweise tiefer diese Schaltfrequenz liegt, um so sauberer und klarer wird das Doppeloszillogramm. Eine Grenze setzt jedoch der zu verwendende Oszillograf. Seine obere und untere Grenzfrequenz müssen um mindestens eine Zehnerpotenz höher beziehungsweise tiefer liegen, denn das Dach und die Flanken des Rechtecks müssen exakt geschrieben werden. Um optisch ein Doppeloszillogramm wahrnehmen zu können, muß die Umschaltfrequenz außerdem höher als 30 Hz sein. Zur flimmerfreien Darstellung ist eine veränderbare Schaltfrequenz erforderlich.

In der Schaltung nach Bild 1 werden die Meßsignale A und B mit den beiden Emitterfolgern T9 und T11 auf ein Gleichspannungspotential von +7,5 V angehoben (bei deckungsgleichem Doppeloszillogramm). Die Emitterspannung von T11 kann mit P1 um etwa 2 V variiert werden. T9 und T11 sind über je ein ODER-Gatter mit einer weiteren Stufe T10 gekoppelt. Die Diodenpaare D1, D2 beziehungsweise D3, D4 werden dann leitend, wenn die Katoden gegenüber den Anoden negativ sind.

dann Signal A und B scheinbar gleichzeitig in unterschiedlicher Höhe auf dem Schirm. Die Wahl der Widerstände R13 und R16 kann mitunter kritisch sein. Ihre Bemessung muß unter Umständen auf eine optimale Rechteckdarstellung am Ausgang abgestimmt werden. Die Wahl der internen Umschaltfrequenz (300 Hz beziehungsweise 50 kHz) erfolgt mit Hilfe von S4 (Feineinstellung mit P2).

2.3. Meßverstärker

Dem Zweifachschalter ist ein zweikanaliger Meßverstärker (Bild 2) mit je einem umschaltbaren Spannungsteiler vorgeschaltet.

Die Eingänge des Meßverstärkers sind in Kollektorschaltung (Emitterfolger) ausgeführt. Es wird damit eine Eingangsimpedanz von 1,5 MOhm je Kanal erreicht. Die maximale Eingangswchselspannung ist 8 V_{eff}. Die Emitterwiderstände von T2 beziehungsweise T6 bilden den siebenstufigen Spannungsteiler. Für die Teilwiderstände wurden 5%ige Normwerte verwendet. Da diese Spannungsteiler relativ niederohmig sind, wurde auf Frequenzkompensation verzichtet. In der jeweils folgenden Verstärkerstufe wird die Eichung mit einem 500-Ohm-Trimmer vorgenommen.

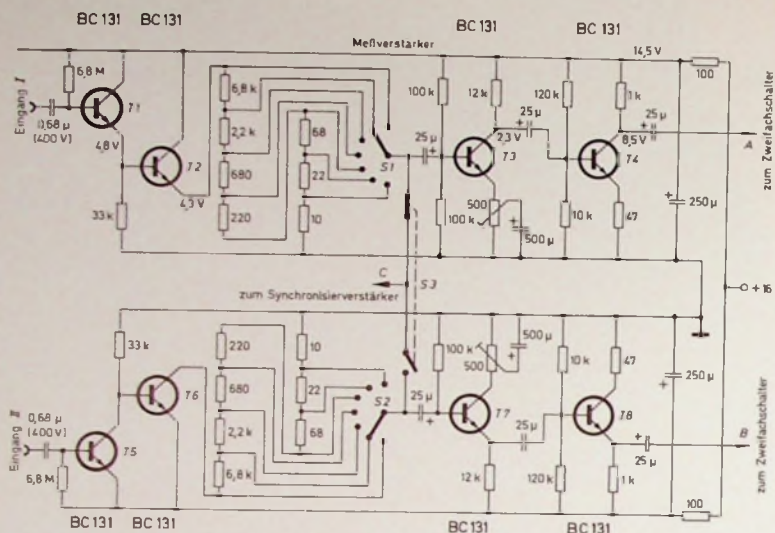


Bild 2. Schaltung der beiden Kanäle des Meßverstärkers

2.4. Synchronisier- verstärker

Das dargestellte Doppeloszillogramm ließ sich mitunter schlecht synchronisieren. Aus diesem Grunde ist das Gerät noch mit einem Synchronisierverstärker ausgerüstet worden, dessen Schaltung im Bild 1 mit angegeben ist. Sein Eingang ist mit Hilfe des Schalters S 3 (Bild 2) umschaltbar auf Kanal I oder II. Die Ausgangsspannung von maximal $10 V_{eff}$ ist mit P 3 regelbar.

3. Aufbau

Die Schaltung wurde auf einer „Vero-board“-Platine (10,5 cm \times 8 cm) aufgebaut. Die Eingänge sind mit Koaxialbuchsen versehen.

Zur Stromversorgung dient ein einfaches stabilisiertes Netzteil. Der Restbrumm der Betriebsspannung darf nur wenige Millivolt betragen.

Als Gehäuse wurde ein *Leistner*-Gehäuse „77 a“ gewählt. Die Frontplatte

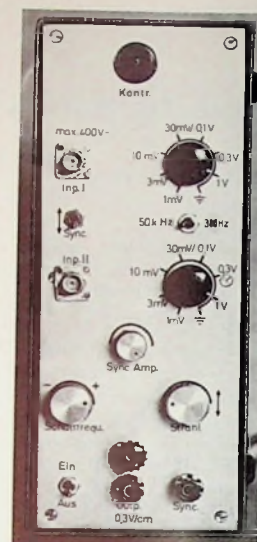
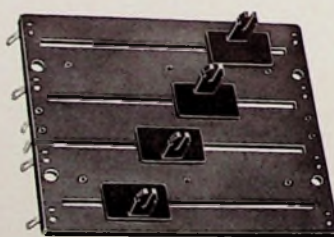


Bild 3.
Frontplatte
des
Zweifach-
schalters

(Bild 3) besteht aus 1,5 mm dickem Aluminiumblech. Nach dem Bohren wurden mit feinem Schlefpapier die entstandenen Kratzer und die Walzhaut entfernt. Anschließend wurde die Platte in kochsalzgesättigter 15%iger Ätznatronlauge bei etwa 40 °C gebeizt und dann gründlich gespült. Der entstandene dunkle Anlauf ließ sich mit verdünnter konzentrierter Salpetersäure entfernen. Die gebeizte Fläche hat ein mattsilberähnliches Aussehen und läßt sich mit Tusche und Schablone ausgezeichnet beschriften.

BAUELEMENTE



50 JAHRE
Preh

PREH-WERKE 8740 BAD NEUSTADT/SAALE

Adapter für den Anschluß von Videorecordern an Heim-Fernsehhempfänger

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 25 (1970) Nr. 1, S. 34

Die Speisespannung soll beim Anschließen des Bildadapters an den Fernsehempfänger so aufgetrennt werden, daß bei Wiedergabe sowohl der VHF- als auch der UHF-Empfang unterbrochen sind. Werden VHF- und UHF-Tuner getrennt zur ersten Bild-ZF-Stufe geführt, dann sind beide HF-Oszillatoren in der gemeinsamen Spannungszuführung zu unterbrechen. Wenn aber der UHF-Tuner lose an die Mischstufe des VHF-Kanalwählers gekoppelt ist, genügt es schon, die Spannungszuführung zur VHF-Mischstufe zu unterbrechen. Es sind also immer die Schaltungsunterlagen des Empfängers einzusehen.

Ist diese Arbeit durchgeführt, dann wird der Stecker des Mehrfachkabels in die siebenpolige Buchse des Adapters gesteckt. Über den Relaiskontakt des Adapters liegt im Ruhezustand die Betriebsspannung am Tuner. Außerdem ist der ZF-Wiedergabeanschluß hergestellt. Der Empfänger kann deshalb ohne Anschluß des Videorecorders nochmals auf beste Bildauflösung geprüft werden. Sollte sich jetzt eine geringere Bildauflösung als vor dem Anschließen der Kabel ergeben, so ist der ZF-Auskoppelkreis des VHF-Kanalwählers auf beste Bildwiedergabe nachzutrimmen. In wenigen Fällen ist auch der Eingangskreis in der ersten Bild-ZF-Stufe nachzugleichen. So kann ohne Wobbelsender auf subjektiv besten Bildeindruck nachgestimmt werden. Allerdings ist darauf zu achten, daß nicht irrtümlicherweise die im Bild-ZF-Verstärkereingang liegenden Fallen verstellt werden. Wissenswert ist dazu, daß bei Empfängern mit auf Mittenfrequenz abgeglichenen Bild-ZF-Kreisen ein Nachstimmen im allgemeinen nicht erforderlich ist (zum Beispiel wenn alle Kreise auf der Mittenfrequenz von etwa 36,4 MHz arbeiten). Grundig- und Philips-Fernsehempfänger der letzten Jahre sind auf Mittenfrequenz abgeglichen, so daß sich hier ein Nachgleichen erübrigt. Handelt es sich jedoch um Empfänger mit versetzt abgeglichenen Bild-ZF-Kreisen, dann ist ein Nachgleichen unbedingt nötig. Versetzt abgeglichene Bild-ZF-Kreise sind aus den Schaltungs- beziehungsweise Abgleichunterlagen zu entnehmen, wo die ZF-Frequenzen eingetragen sind. Weiterhin kann auf versetzt abgeglichene

Transistorsymbol gekennzeichneten Anschluß des Auskoppelgliedes gelötet werden. Wenn die letzte Bild-ZF-Stufe mit einer Röhre bestückt ist, dann wird der Kondensator unmittelbar an die Anode der letzten Bild-ZF-Stufe angeschlossen. Seine Gegenseite führt dann an den mit einem Röhrensymbol gekennzeichneten Anschluß des Auskoppelgliedes. Selbstverständlich soll die Leitung zwischen Kondensator und Auskoppelglied so kurz wie möglich sein. Entweder wird die Masseleitung des Auskoppelgliedes an die Masse der gedruckten Bild-ZF-Platine geführt oder von außen an die Halterung des Abschirmbechers gelötet. Das Löten an den Abschirmbecher ist oft günstiger, besonders wenn beim Anschließen des Auskoppelgliedes der Bild-ZF-Verstärker schwingt.

Das Auskoppelglied wird anschließend mit einem Draht oder Gummiband am letzten Bild-ZF-Becher befestigt. Sein Stecker wird nun in die Koaxialbuchse des Adapters gesteckt und der Empfänger eingeschaltet. Es ist auch jetzt noch nicht nötig, den Videorecorder anzuschließen. Während es sich auch in diesem Fall bei auf Mittenfrequenz abgeglichenen Bild-ZF-Kreisen erübrigt nachzugleichen, muß bei Empfängern mit versetzt abgestimmten Kreisen der Abgleich korrigiert werden. Wenn die Bildauflösung geringer ist, muß man den jeweils angezapften Kreis korrigieren (also der Basiskreis des letzten Bild-ZF-Transistors oder bei Röhrenstufen der Anodenkreis der letzten Bild-ZF-Röhre). Bei der Schirmbildkontrolle kann dies wiederum subjektiv auf beste Bildauflösung geschehen. Während bei versetzt abgestimmten Bild-ZF-Kreisen zusätzlich noch der Videodemodulator des Adapters nachzugleichen ist, erübrigt sich auch diese Arbeit bei auf Mittenfrequenz abgestimmten Empfängern. Für den Abgleich des Adapters bei versetzt abgestimmten Bild-ZF-Kreisen ist den Antennenbuchsen des Fernsehempfängers möglichst ein Signal mit Gittermustermodulation, beispielsweise das eines Farbservicegenerators zuzuführen. Der Videorecorder ist anzuschließen und auf Stellung „Aufnahme“ zu schalten. Bei dieser Kontrolle soll das Videoband noch nicht eingelegt werden. Anschließend ist am Ausgang des Adapters (Bu 1, Kontakt 2) ein Oszilloskop anzuschließen, und die beiden Kreise L 20 und L 21 sind auf Maximum des Signals einzustellen. Dabei soll gleichzeitig auf beste Signalform geachtet werden. Diese subjektive Einstellung genügt für einwandfreie Bandaufnahmen. Sollen aber die Kreise L 20 und L 21 (sie liegen vor dem Videomodulator des Adapters) objektiv richtig abgeglichen werden, so ist der Oszilloskop ohne Tastteiler am Videogleichrichterausgang (an der Basis des Transistors T 418) anzuschließen. Der Wobbelsender muß an die Mischstufe des VHF-Kanalwählers angekoppelt werden. Nun können die beiden Kreise L 20 und L 21 auf einwandfreie Form der Durchlaßkurve und richtige Markenlage eingestellt werden.

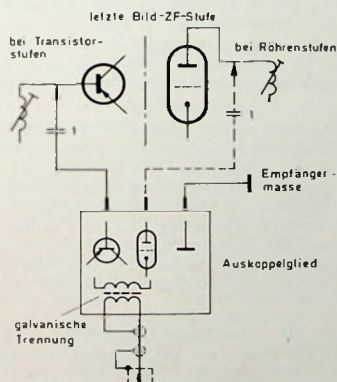


Bild 4.7 Anschließen des Auskoppelgliedes an die letzte Bild-ZF-Stufe

Kreise geschlossen werden, wenn sich bei der Zwischenkontrolle eine geringere Bildauflösung als bei der Vorkontrolle ergibt.

Hat man sich von der besten Bildwiedergabe überzeugt, so kann anschließend das Auskoppelglied für den Aufnahmeanschluß des Adapters an die letzte Bild-ZF-Stufe des Empfängers angeschlossen werden, wie es Bild 4 zeigt. Zwischen der letzten Bild-ZF-Stufe und dem Auskoppelglied des Adapters ist ein Rohr- oder Perlkondensator von etwa 1 pF einzufügen. Bei transistorisierten Bild-ZF-Stufen wird der Kondensator unmittelbar an die Basis des letzten Bild-ZF-Transistors gelegt. Sein anderes Ende muß an den mit einem

3.3. Tonadapter

Der Tonadapter bildet mit dem Video-Adapter eine Einheit. Beide Teile liegen auf der gleichen Druckplatte. Das Tonsignal wird NF-seitig ein- und ausgekoppelt, wie bei den bekannten Adaptern für den Anschluß von Tonbandgeräten an Fernsehempfänger.

Das Tonsignal ist am Fernsehempfänger hinter dem Tondemodulator abzunehmen (also direkt am heißen Ende des Lautstärkereglers) und über einen abgeschirmten NF-Übertrager in hochspannungssicherer Ausführung zum Töneingang des Videorecorders (Kontakt 4 der „TV“-Buchse) geführt. Bei der Wiedergabe wird das vom Recorder kommende NF-Signal über denselben Trennübertrager, der jetzt in der entgegengesetzten Richtung überträgt, an das heiße Ende des Lautstärkereglers gelegt, also an den Eingang des NF-Verstärkers des Fernsehempfängers. Die Durchverbindung bei Aufnahme (und auch beim Fernsehempfang ohne Videoaufzeichnung) geschieht über einen Relaiskontakt im Bild-Ton-Adapter; im Ruhezustand, also ohne angeschalteten Videorecorder, ist das Relais durchgeschaltet.

Nach Bild 5 wird die vom Tondemodulator zum heißen Ende des Lautstärkereglers gehende Leitung im Fernsehempfänger aufgetrennt; die abgeschirmte weiße Leitung des Adapters verbindet man mit der vom Diskriminator kommenden Leitung. Die abgeschirmte braune Leitung ist an das heiße Ende des Lautstärkereglers zu löten. Der noch übrige schwarze Schweißdraht des Adapters ist an das kalte Ende des

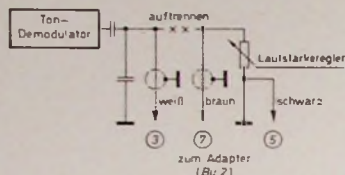


Bild 5. Anschließen der Tonleitungen an den Lautstärkeregl.

Lautstärkeeinstellers zu löten. Damit liegt er am günstigsten Massepunkt des NF-Teils, so daß Brummschleifen vermieden werden.

Neben diesen eigentlichen Anschluß- und manchmal auch nötigen Nachgleicherarbeiten ist die Zeitkonstante in der Nachregelstufe des Zeilengenerators im Fernsehempfänger zu ändern, was im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

4. Ändern der Zeitkonstante in der Zeilenautomatik

Die Drehzahl der rotierenden Kopftrommel hält eine Kopftrommelregelschaltung weitgehend konstant, doch verbleiben noch geringfügige Geschwindigkeitsabweichungen, die zu instabiler Arbeitsweise der Zeilenablenkung (als sogenannter Bauchtanz auf dem Bildschirm bemerkbar) bei der Wiedergabe führen können. Um die Bauchtanzerscheinungen weitgehend einzuschränken, muß die Zeitkonstante in der Zeilenautomatik des Empfängers abgeändert werden.

Vor der Reaktanzstufe des Zeilengenerators im Empfänger liegen RC-Glieder mit einer Zeitkonstante, die zumeist ähnliche Werte hat, wie sie sich aus der im Bild 6 dargestellten Dimensionierung ergibt. Die Zeitkonstante, die sich aus dem Widerstand R_1 und dem Kondensator C_1 ergibt, ist auf kleinere Werte zu ändern, damit Änderungen der Bandablastgeschwindigkeit schneller ausgeglichen werden können. Zunächst ist C_1 im allgemeinen auf etwa $1/10$ bis $1/15$ seines

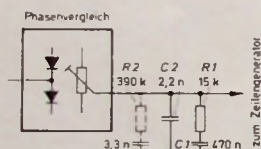
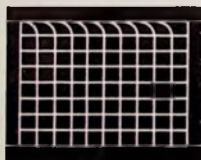


Bild 6. Ändern der Zeitkonstante in der Zeilenautomatik des Empfängers

Bild 1. Gittermuster auf dem Schirmbild des Empfängers nach dem Abändern der Kondensatoren in der Zeilenautomatik des Empfängers



ursprünglichen Wertes zu verringern. Im gezeigten Beispiel wird der 470-nF-Kondensator durch einen mit etwa 33 nF ersetzt. Andere Schaltungen enthalten die gestrichelt dargestellten zusätzlichen Bauelemente; bei diesen Schaltungen ist außerdem R_2 auf seinen dreifachen Wert, hier also auf etwa 1,2 M Ω zu erhöhen. Nach dieser Abänderung ist die Bandaufnahme eines Gittermusters (Bild 7) herzustellen. Gut geeignet ist das Gittermuster, das ein Farbservicegenerator für die Konvergenzeinstellung liefert. Bei der Bandwiedergabe dieses Gittermusters sollen auf dem Bildschirm keine in Zeilenrichtung durchgebogenen vertikalen Linien (Bauchtänze) mehr erscheinen. Andernfalls ist der Kondensator C_1 im Bild 6 versuchsweise so abzuändern, bis die Bauchtanzerscheinungen verschwinden. Es sollte aber auch immer der Kondensator C_2 überprüft werden; hat er beispielsweise etwa 10 nF, so ist er mindestens auf ein Drittel seines ursprünglichen Wertes zu reduzieren. Günstige Werte sind 2,2 oder 3,3 nF. Der obere Rand des Bildes wird dabei jedoch nicht bewertet (Bild 7), da diese Randfehler anschließend durch Verändern des Widerstandes R_1 auszugleichen sind. Erst wenn die Hauptstörerscheinungen verschwunden sind, nachdem man die Kondensatoren C_1 und gegebenen-

falls C_2 verändert hat, ist der Widerstand R_1 (im allgemeinen etwa 15 k Ω) durch ein Potentiometer von 50 oder 100 k Ω zu ersetzen. Als Faustregel gilt, daß der Wert des neuen Widerstandes etwa das Dreifache des ursprünglichen sein soll. Der Regler R_1 soll so eingestellt werden, daß bei Bandwiedergabe des Gittermusters die oberen senkrechten Kanten gerade und flimmerfrei stehen. Bei falscher Einstellung des Reglers zeigen sich Regelschwingungen auf dem Bildschirm. Der Widerstand wird so weit verstellt, bis die Schwingungen verschwinden. Dann wird er in der gleichen Richtung weitergedreht, bis die noch etwa verschoben oberen senkrechten Kanten gerade stehen. Der richtige Wert ist erreicht, wenn die senkrechten Linien des oberen Bildrandes weder ausreißern noch zittern. Ist dies gelungen, dann soll der Regler nicht weitergedreht werden, da sich hierdurch nichts verbessern läßt, sondern jetzt nur noch die Wirkungsweise der Zeitkonstante gegenüber bestimmten Störungen verschlechtert wird. Nach dem Abändern der Zeitkonstante sind der Zeilenoszillator und die Zeilenautomatik auf Sollfrequenz einzustellen. Der Fangbereich der Zeilenautomatik wird durch diese Abänderung nicht eingegrenzt; eine Zeilenautomatik, die bisher einen Fangbereich von ± 600 Hz hatte, wird jetzt sogar bei Abweichungen von ± 700 Hz noch einwandfrei fangen.

Durch das Abändern der Zeitkonstante wird jedoch die Störfestigkeit des Empfängers etwas herabgesetzt. Sollte der Empfänger also bei normalem Fernsehempfang gegen Außenstörungen etwas empfindlicher geworden sein, dann empfiehlt es sich, eine automatische Umschaltung einzubauen, die bei normalem Fernsehempfang das annähernd richtige RC-Pro-

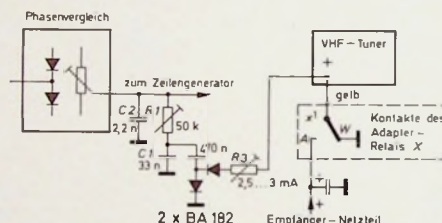


Bild 8. Automatische Umschaltung der Zeitkonstante zur Verbesserung der Störfestigkeit des Empfängers

dukt wiederherstellt. Nachdem die Zeitkonstante für den Betrieb mit dem Videorecorder umgeändert ist und einwandfrei arbeitet, wird der ursprünglich im Empfänger vorhandene Kondensator C_1 von 470 nF parallel zum neuen Kondensator mit 33 nF gelegt, jedoch trennt ihn eine Schalterdiode von Masse, wie aus Bild 8 hervorgeht. Eine weitere Diode des gleichen Typs ist erforderlich, damit durch den Einsteller R_3 keine zusätzliche, unerwünschte Zeitkonstante entsteht.

Am aufgetrennten Spannungszuführungspunkt des VHF-Kanalwählers wird die Steuerspannung für die automatische Zeitkonstantenumschaltung abgenommen; es ist also derselbe Punkt, an dem die gelbe Leitung des Adapters liegt. Bei normalem Fernsehempfang liegt hier die volle Betriebsspannung. Sie öffnet über den Einsteller R_3 die beiden Schalterdioden. Damit liegt der Fußpunkt des 470-nF-Kondensators an Masse. In der Stellung „Wiedergabe“ des Videorecorders ist der Weg stromlos, und der Kondensator ist von Masse getrennt.

Für die Schalterdioden BA 182 ist ein Strom von 2,5 bis 3 mA erforderlich, der mit dem Regler R_3 bei normalem Fernsehempfang einzustellen ist. Hierzu braucht der Videorecorder nicht angeschlossen zu werden, da das Relais des Adapters im Ruhezustand die Betriebsspannung zum Tuner durchschaltet.

5. Einstellungen am Adapter

Am gerade eingebauten Adapter brauchen im allgemeinen keine Nachstellungen vorgenommen zu werden. Wenn in den vorhergehenden Abschnitten vom Nachstellen der beiden Kreise L_{20} und L_{21} des Videomodulators im Adapter gesprochen wurde, so ist auch das nicht unbedingt erforderlich. Denn selbst bei Empfängern, deren Bild-ZF-Kreise versetzt abgeglichen sind, wird man auf dem Bildschirm bei der Bandwiedergabe kaum negative Erscheinungen oder schlechtere Bildqualitäten erkennen können. Dennoch sollen die

folgenden Einstellhinweise beachtet werden, die gegebenenfalls bei einer Reparatur des Adapters von Bedeutung sind. Auch ist der Adapter nach dem Einbau immer auf einwandfreie Arbeitsweise zu prüfen.

Die Bild-ZF-Verstärker der verschiedenen Empfängerfabrikate liefern unterschiedliche ZF-Spannungen. Bei der Aufnahme ist deshalb zu prüfen, ob mit dem Videoaussteuerungsregler des Recorders Vollausssteuerung am Videoinstrument einzustellen ist. Der Videoaussteuerungsregler muß bei etwa einem Dreiviertel seines Gesamtdrehwinkels Vollausssteuerung ergeben. Es sollte also einerseits stets noch etwas Reserve im Drehbereich des Aussteuerungsreglers vorhanden sein. Andererseits sollte die Vollausssteuerung nicht zu früh erreicht werden, weil sonst der Adapter übersteuert werden kann. Die richtige Aussteuerung nimmt man mit dem Regler

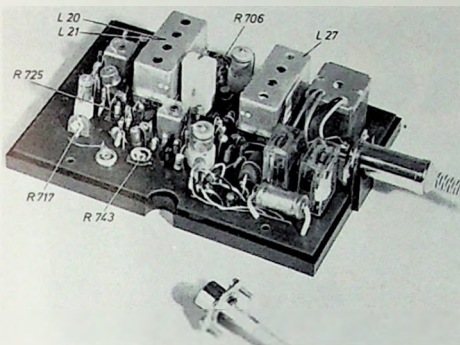


Bild 9. Printplatte des Adapters mit Abgleichpositionen und Verlängerungskabel

R 717 (s. Bild 1) nach den beschriebenen Hinweisen vor. Dieser Regler liegt auf der Bestückungsseite des Adapters; es ist der in der linken unteren Ecke im Bild 9 sichtbare Regler. Die beiden Spulen L 20 und L 21 des Videodemodulators liegen dagegen im linken großen Abschirmbecher. Links neben dem Tonübertrager mit den vier Drahtanschlüssen ist der ZF-Modulator zu erkennen. Vor dem Tonübertrager liegen die beiden Relais für die Spannungsumschaltung des Tuners und des Tonkanals. Der Arbeitspunkt des Transistors T 415 läßt sich mit dem Regler R 725 einstellen. Das geschieht ohne zugeführtes Signal nach maximalem Rauschen. Der Oszillograf ist dazu an Bu 1, Kontakt 2 anzuschließen.

Für die Einstellung des Adapters bei Wiedergabebetrieb spielt man am besten die Bandaufnahme eines elektronischen Sendertestbildes ab. Der ZF-Modulator ist dann mit L 27 auf beste Bildauflösung bei Wiedergabebetrieb einzustellen. Man geht dabei etwa wie bei der Tunerfeinabstimmung vor: Bei richtiger und scharfer Einstellung liegt der Modulator genau auf 38,9 MHz. In diesem Falle sind die 2-MHz-Streifen des Testbildes gut zu erkennen. Verstimmt man dagegen den Modulator nach höheren Frequenzen, so wird das Bild unscharf und unruhig. Arbeitet er unterhalb 38,9 MHz, dann erscheint ein unscharfes Schirmbild mit verwaschenen senkrechten Kanten. Schließlich ist der Modulationsgrad für den ZF-Modulator auf subjektiv besten Bildeindruck- und Kontrast sowie auf einwandfreie Grauwertübertragung beim Abspielen eines Testbildes einzustellen. Dazu ist der Regler R 743 so einzustellen, daß sich ein guter Kontrast ergibt und die Grautreppe des Testbildes in allen Stufen tadellos erscheint. Bei Übermodulation werden die Grauwerte weiß, und bei Untermodulation werden die Weißwerte grau, wobei zugleich ein flaves Schirmbild erscheint. Um den ZF-Modulator und die Modulationsamplitude einzustellen, braucht der Adapter nicht geöffnet zu werden; die beiden Einstellpunkte sind durch den Deckel des Adaptergehäuses erreichbar. Die Lage der Abgleichpunkte des Adapters geht aus den Bildern 2 und 9 hervor.

Der Regler R 706 für die Klemmung des Videosignals auf die Bildsynchronimpulsspitzen ist vom Werk aus fest eingestellt. Er braucht deshalb nicht nachgeglichen zu werden. Sollte aber bei Reparatur dieser Stufe oder nach unsachgemäßen Eingriffen ein Nachstellen erforderlich sein, dann ist das auch subjektiv durchführbar. Hierzu sind folgende Regeln zu beachten:

Beim Abspielen eines Testbildes muß der Kontrastregler des Fernsehempfängers voll heruntergeregt werden. Der Einstellregler R 706 ist nun so weit zu verstellen, bis die Synchronisation des Empfängers labil wird. Von da ab ist er in entgegengesetzter Richtung so weit zu verstellen, daß der Empfänger bei sehr niedrigem Kontrast gerade noch synchronisiert. Damit ist die richtige Einstellung erreicht. Dreht man den Regler dagegen weiter, dann wird das Bild sehr weiß, und es sind nur noch einige Reste des Bildinhalts zu erkennen.

Schließlich läßt sich die richtige Einstellung auch mit dem Oszillografen vornehmen; er ist beim Abspielen einer Testbildaufnahme an die Basis des Transistors T 413 zu legen. Der Oszillografeneingang wird auf Gleichspannung geschaltet und der Gleichspannungswert von 7 V eingestellt (vorübergehend Schleifer von Regler R 743 an Masse legen, damit nur die Gleichspannung vorhanden ist). Mit dem Regler R 706 wird anschließend (nach dem Entfernen des Kurzschlusses) die Spitze des Bildsynchronimpulses vom Videosignal auf die vorgemerkte Gleichspannungsschulter von 7 V eingestellt.

Rundfunkempfänger-Service

Verminderte Empfangsleistung eines Koffer-Rundfunkempfängers auf allen Bereichen

Bei einem mit Transistoren bestückten Koffersuper waren nur noch starke Regionalsender zu empfangen. Da diese Erscheinung auf sämtlichen Wellenbereichen auftrat, konnten der UKW-Empfangsteil und die AM-Vorstufe als Fehlerquelle ausgeschlossen werden. Daher wurde die AM-Mischstufe – sie arbeitet bei UKW-Empfang als 1. ZF-Verstärker – und der ZF-Teil untersucht.

Der ZF-Teil hatte zu niedrige Verstärkung. Spannungsmessungen zeigten, daß der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R 2 (Bild 1) des Transistors T 1 zu gering war. Nach

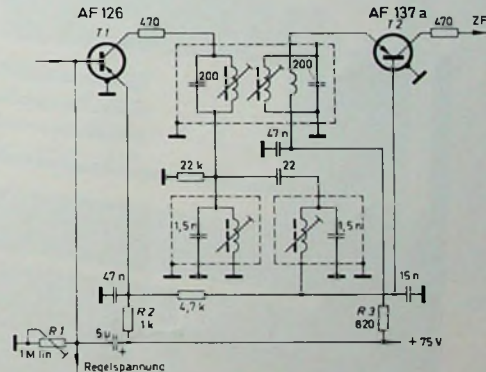


Bild 1. Schaltung zweier ZF-Stufen eines Koffer-Rundfunkempfängers

Angaben im Serviceschaltbild sollte er 1,3 V sein, jedoch wurden nur etwa 0,4 V gemessen.

Ähnliche Verhältnisse wurden am Emitterwiderstand R 3 des Transistors T 2 festgestellt. Der Verdacht auf einen Transistordefekt lag nahe. Beim Überprüfen der Transistoren mit einem Transistortestgerät bestätigte sich jedoch diese Vermutung nicht. Da Transistor T 1 geregelt und die Basisvorspannung von T 2 durch den Spannungsabfall an R 2 erzeugt wird, untersuchte man den Regelspannungszweig.

Dabei wurde festgestellt, daß der Spannungsabfall an R 2 beim Justieren des Reglers R 1 sprunghaft wechselte. Das Überprüfen des Reglers mit einem Ohmmeter zeigte ruckartige Widerstandsänderungen. Regler R 1 wurde ausgetauscht und der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R 2 auf den geforderten Wert eingestellt. Dadurch konnte die volle Verstärkung des ZF-Teiles wieder erreicht werden.

WWD

Der Mann mit dem Traumkoffer



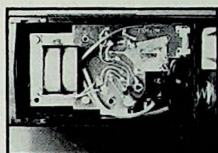
Sie.

Unser Mann sind Sie, unser Partner im Fach-



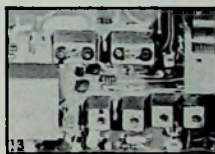
handel. Unser Traumkoffer ist der neue „TOURING international“ Neu, weil wir in diesen Koffer noch mehr rein-

gepackt haben. Traumkoffer, weil er traumhaft viel bietet: 8 Wellenbereiche, 2 Konzertlautsprecher. Fest eingebautes Netzteil



für 4 Watt Ausgangsleistung – mehr als bei manchem Heimgerät. Alle Anschlüsse, die man braucht. Das ist der

neue „TOURING international“. Ein Koffer voller Kunden. Ein Traumkoffer. Wenn Sie ihn auspacken, haben Sie ein Traumgeschäft. (Mancher andere kann dann sicher einpacken.)



Technik der Welt – Made in Germany



SCHAUB-LORENZ

Scheibenwischer-Intervall und Scheibenwischer-motorbremsung elektronisch gesteuert

Daß eine der Stärke des Niederschlags optimal angepaßte Wischergeschwindigkeit nicht nur der Verkehrssicherheit dienlich ist, sondern auch der Batterie sowie Wischermotor und Wischerblättern zugute kommt, liegt auf der Hand. Von den hierzu gebrauchten stufenlos einstellbaren Intervallsteuerungen¹⁾ bie-

nügend oder überhaupt nicht. Deshalb soll hier besonders darauf näher eingegangen werden.

Eine Wischermotorbremsung ist über den Feld- oder über den Ankerstrom möglich. Die folgenden Ausführungen treffen für Fahrzeuge zu, deren Wischermotor über die Feldwicklung gebremst

geschlossen bleibt – diese Verbindung während des Anlaufens des Wischermotors unterbrochen sein. Andernfalls läuft der Motor nicht an, und der Schalthyristor wird überlastet. In der Schaltung nach Bild 1 öffnet der Schalter S1 diesen Stromkreis beim Einschalten der Intervallsteuerung. Eine

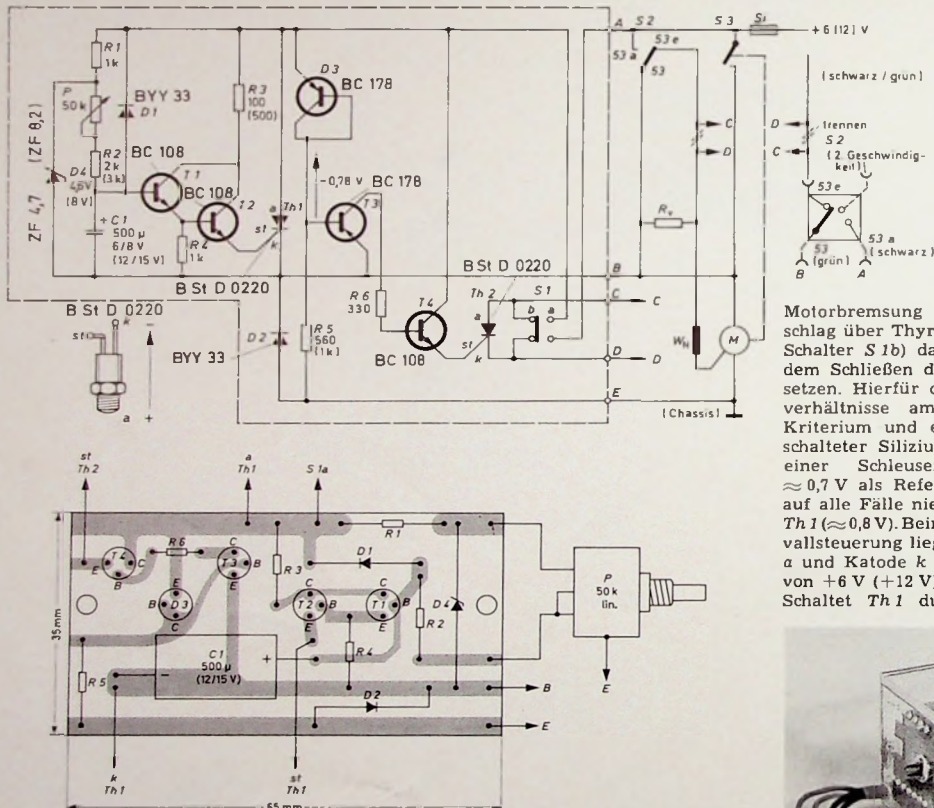
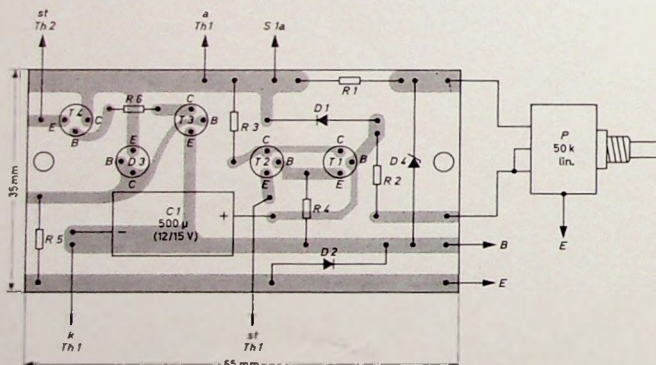


Bild 1. Schaltung der erweiterten Scheibenwischer-Intervallsteuerung für 6 V (Klammernwerte für 12 V)

Motorbremsung (im Schaltungsvorschlag über Thyristor Th 2 parallel zum Schalter S1b) darf erst frühestens mit dem Schließen des Endabschalters einsetzen. Hierfür dienen die Spannungsverhältnisse am Thyristor Th1 als Kriterium und ein als Diode D3 geschalteter Silizium-PNP-Transistor mit einer Schleusenspannung U_s von $\approx 0,7$ V als Referenz. U_s von D3 muß auf alle Fälle niedriger sein als U_s von Th1 ($\approx 0,8$ V). Beim Einschalten der Intervallsteuerung liegt also zwischen Anode a und Katode k von Th1 ein Potential von +6 V (+12 V); T3 ist hoch gesperrt. Schaltet Th1 durch, dann bleibt T3



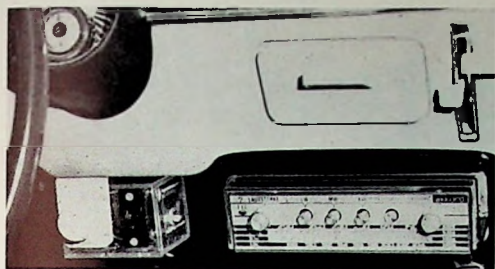


Bild 5. Im Auto eingebauter Intervallschaller

immer noch gesperrt. Erst beim Schließen des Endabschalters S3 (Potentialgleichheit der Klemmen A, B) wird die Basis von T3 negativ; T3, T4 und Th2 werden leitend, so daß der Bremsstrom über die Klemmen C, D fließen kann.

Die Bauelemente dieser erweiterten Intervallsteuerung wurden mit Ausnahme des Potentiometers, des zweipoligen Umschalters und der Thyristoren auf einer kleinen gedruckten Schaltung zusammengefaßt (Bild 2). Der endgültige Zusammenbau kann leicht nach den Bildern 3 und 4. Die Zentralgebetheiten erfolgen, zum Beispiel durch Einbau in ein Plexiglasgehäuse nach Bildern 3 und 4. Die Zentralbefestigung (Bild 5) des Potentiometers ergibt gleichzeitig den Masseanschluß (Minuspol am Chassis).

Haltewinkel für die Thyristoren und für die gedruckte Schaltung dienen im Gerät auch als Kühlblech. Die Auswahl

der Bauelemente ist unkritisch, sofern man Siliziumtransistoren mit einer Stromverstärkung $B \geq 80$ wählt (zum Beispiel BC 108 und BC 178). Die Schleusenspannung für Th1 und Th2 sollte nicht über 1 V liegen. Wie die

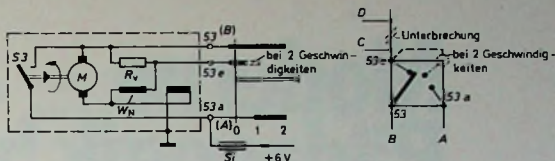


Bild 6 (oben). Stromlaufplan für Wischermotor und Schalter im VW 1500 beziehungsweise VW 1600

vier Zuleitungen A, B, C und D anzuschließen sind, zeigen Bild 1 und der Stromlaufplan Bild 6. Demnach liegen A, B stets parallel zum Ein-Aus-Schalter des Scheibenwischers und C, D in dem aufzutrennenden Bremsstromkreis, wobei wegen Th2 besonders auf richtige Polung zu achten ist. Für Fahrzeuge mit anderen Schalterbezeichnungen gilt eine entsprechende Anordnung. Die beschriebene Intervallsteuerung hat sich seit über einem Jahr schon an vielen Regentagen – auch im stundenlangen Dauerbetrieb – bewährt.

Neue Druckschriften

Fehlersuchmethodik für S/W-Fernsempfänger mit „D6N“-Chassis

Für alle Schwarz-Weiß-Fernsempfänger mit dem „D6N“-Chassis hat die Philips-Service-Abteilung eine Broschüre herausgebracht, in der moderne Methoden zur Fehlersuche und Reparatur ausführlich beschrieben werden. Diese Fehlersuchmethodik soll dazu beitragen, Fernsehgeräteparaturen zu erleichtern und durch Zeitersparnis eine Rationalisierung des Kundendienstes herbeizuführen. Als erste, wesentliche Voraussetzung für jede Reparatur nach dieser Fehlersuchmethodik gilt,

daß möglichst eindeutig vom Schirmbild her die nicht richtig arbeitende Gerätestufe innerhalb eines sogenannten Funktionsschaltbildes ermittelt wird. An Hand der Signalwege wurde deshalb das „D6N“-Fernsehchassis in 14 Funktionsblöcke eingeteilt. Sie sind so ausgewählt, daß für jeden Block eine eindeutige, und zwar nur für diesen Block gültige Fehlerdiagnose möglich ist. Die Fehlersuche wird in zwei Schritte aufgeteilt, und zwar in die Feststellung des defekten Blocks und die Fehlersuche innerhalb des defekten Blocks.

Akkord ist auf dem Rundfunksektor und in der mittleren Datentechnik tätig. Unser Rundfunkwerk befindet sich in Landau, einer Kreisstadt in der landschaftlich reizvollen Südpfalz.

Im Zuge der Ausweitung unserer Rundfunkgeräteentwicklung suchen wir

Konstrukteure

Wir denken an erfahrene Praktiker mit fundierten Fachkenntnissen, Ideenreichtum und Einfühlungsvermögen in die Fertigungstechnik.

Wenn Sie sich für eine selbständige und verantwortungsvolle Tätigkeit interessieren, finden Sie bei uns das ideale Arbeitsgebiet.

Bei der Wohnungsbeschaffung helfen wir Ihnen gern. Senden Sie uns bitte Ihre Bewerbung mit handgeschriebenem Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Lichtbild.

AKKORD
Mitglied der Bosch-Gruppe

AKKORD ELEKTRONIK GMBH
Personalabteilung
6742 Herxheim (Pfalz)

Moderne Pädagogik heißt: Programmierter Unterricht

Die NIXDORF Computer AG besitzt auf dem zukunftsweisenden Gebiet des programmierten Unterrichts mehrjährige Erfahrungen. NIXDORF Lehrautomatensysteme bestimmen die Entwicklung der modernen Pädagogik.

Für unseren Entwicklungsbereich „Lehrautomaten- und Lehrprogramm-Systeme“ suchen wir zum schnellstmöglichen Eintritt einen

Tontechniker der Fachrichtung elektro-akustische Technik

Eine abgeschlossene Techniker Ausbildung und mehrjährige Erfahrungen auf dem Gebiet Ela-Technik setzen wir voraus. Es erwarten Sie hochinteressante und verantwortungsvolle Aufgaben:

- Aufbau eines Tonstudios
- Einrichtung eines Aufnahmezimmers für Sprachaufnahmen
- Aufbau einer Kopiereinrichtung für Tonbandkopien
- Service und Betreuung der in diesen Bereichen eingesetzten Spezialgeräte
- Beschaffung und Verwaltung des Tonbandmaterials

Wenn Sie als 25–35-jähriger Fachmann eine entwicklungsfähige Position anstreben und auf einem Gebiet tätig sein möchten, das in entscheidendem Maße die Aus- und Weiterbildungssysteme künftiger Zeiten bestimmen wird, erwarten wir gern Ihre ausführliche Bewerbung unter Angabe der Kennziffer TT 0501 FS oder 2001

NIXDORF Computer AG
Personalabteilung
479 Paderborn
Pontanusstraße 55

NIXDORF COMPUTER

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 117	DM —,55
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95
AD 148	DM 3,95
AF 239	DM 3,80
BA 170	DM —,60
BAY 17	DM —,75
BC 107	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10 10/DM 1,—
BC 109	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05 10/DM —,95
BF 224	DM 1,75 10/DM 1,65
BRY 39	DM 5,20 10/DM 4,80
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,20
1 N 4148	DM —,85 10/DM —,75
2 N 708	DM 2,10 10/DM 1,95
2 N 2219 A	DM 3,50 10/DM 3,30
2 N 3055	DM 7,25 10/DM 6,89

Alle Preise incl. MWSt.
Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

Bastelbuch gratis!

für Funk-Radio-Elektronik-Bastler
und alle, die es werden wollen.
Bauanleitungen, praktische Tips,
Bezugsquellen.

Technik-KG,
28 Bremen 17, Abteilung B D 6



Achtung! Ganz neu!

Kleinzangen-Ampere-meter
mit Voltmeter

Md	Amp. ~	Volt ~
A	5/25	150/300/600
B	10/50	150/300/600
C	30/150	150/300/600
D	160/300	150/300/600

nur 122,— DM + MW.
mit eingeb. Ohmmeter
(300 Ω) 168,50 DM + MW.

Prospekt
FT 12 gratis.

Elektro-KG - Abt. B 75
6 Ffm. 50, A. E. Schlag 22

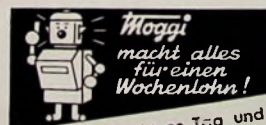
NAGRA III, 2 NAGRA IV L, div. Stative
ARRI 16 ST PILOT neuwertig, umständehalber kurzfristig preisgünstig.
Angebote unter F. Q. 8532

Kaufgesuche

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

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabriktreue Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.

Hans Kaminsky
8 München-Solln
Spindlerstraße 17



Jahrelang wacht es Tag und Nacht über Werte i. d. Schublade, betätigt diskret Geheimverschluß, signalisiert Zeitgewinn u. bringt großen Laden - oder sollte in jeden Laden - oder Schreibtisch. Verlangen Sie bitte Aufklärungsschrift 188

KASSENFABRIK · D 71 HEILBRONN

Meister

Rundfunkwerk befindet sich in Landau, einer Kreisstadt in der reizvollen Südpfalz.

Im Zuge der Ausweitung unserer Fertigungskapazität suchen wir weitere Führungskräfte. Wir denken an erfahrene Praktiker, die einem Meisterbereich vorstehen können. Dazu sind fundierte Kenntnisse in der Rundfunkfertigung sowie die Befähigung zur Menschenführung erforderlich.

Wir bieten Ihnen eine selbständige und verantwortungsvolle Aufgabe in einer zukunftssicheren Branche.

Bei der Wohnungsbeschaffung helfen wir Ihnen gern.
Senden Sie uns bitte Ihre Bewerbung mit handgeschriebenem Lebenslauf, Zeugnisausschnitten und Lichtbild.

AKKORD ELEKTRONIK GMBH
Personalabteilung
6742 Herxheim (Pfalz)

AKKORD
Mitglied der Bosch-Gruppe

BERLIN

Technisch-wissenschaftlicher
Fachliteraturverlag

sucht zur festen Anstellung

Technische Redakteure

Kenntnisse in der HF- oder Elektrotechnik erwünscht

und Wirtschafts-Redakteure

Ausführliche Bewerbungen mit Lebenslauf, Zeugnisausschnitten und Gehaltsanspruch erbeten unter F. K. 8528

Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen



Trotz Mehrwertsteuer aus Lagerbeständen stets günstige Gelegenheiten, Sonderposten, fabrikneu und aus Retouren Koffermaschinen, Saldiermaschinen, Rechenautomaten, Buchungsmaschinen. Versäumen Sie nie, auch unser Angebot einzuholen.



Fordern Sie Spezial-Katalog II/907

NÖTHEL AG Deutschlands größtes
Büromaschinenhaus

34 Göttingen · Markt 1 · Postfach 601
Telefon 62008, Fernschreiber Nr. 096-893

Sprachen lernen – kein Problem,

VISAPHON macht's angenehm.

Sprachkurse in allen Welt Sprachen für Anfänger und Fortgeschrittene

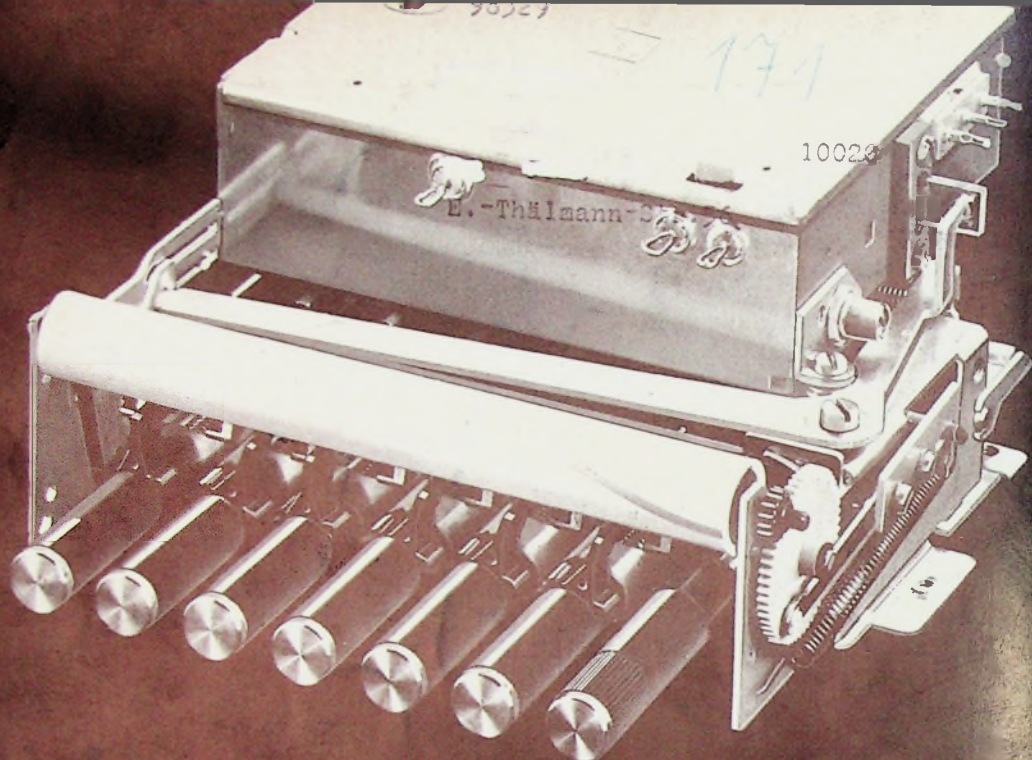
- auf Schallplatten
 - auf Compact-Cassetten
 - auf Normaltonbändern
- und mit Büchern

Prospekte kostenlos von

VISAPHON Bild - Wort - Ton - Methode GmbH

7800 Freiburg, Postfach 1660/Akt. FT, Merzhauser Straße 110

Telefon: (07 61) 3 12 34



**Wir hatten einen Tuner
für die 60er Jahre gebaut.
Jetzt kommt der Tuner
der 70er Jahre.**

Es ist der gleiche.

Das Herz eines Fernsehers muß robust und leistungsfähig sein – der NSF-Drei-Transistor-Tuner ist es. Das Herz eines Fernsehers muß ausge-
reift und preiswert sein –
der NSF-Drei-Transistor-Tuner ist es. Das Herz

eines Fernsehers soll reparabel und kompatibel sein – der NSF-Drei-Transistor-Tuner ist es. Und jetzt wissen Sie, warum der Tuner der 60er Jahre der Tuner der 70er Jahre geworden ist.



AEG-TELEFUNKEN

85 Nürnberg, Obere Kanalstraße 24