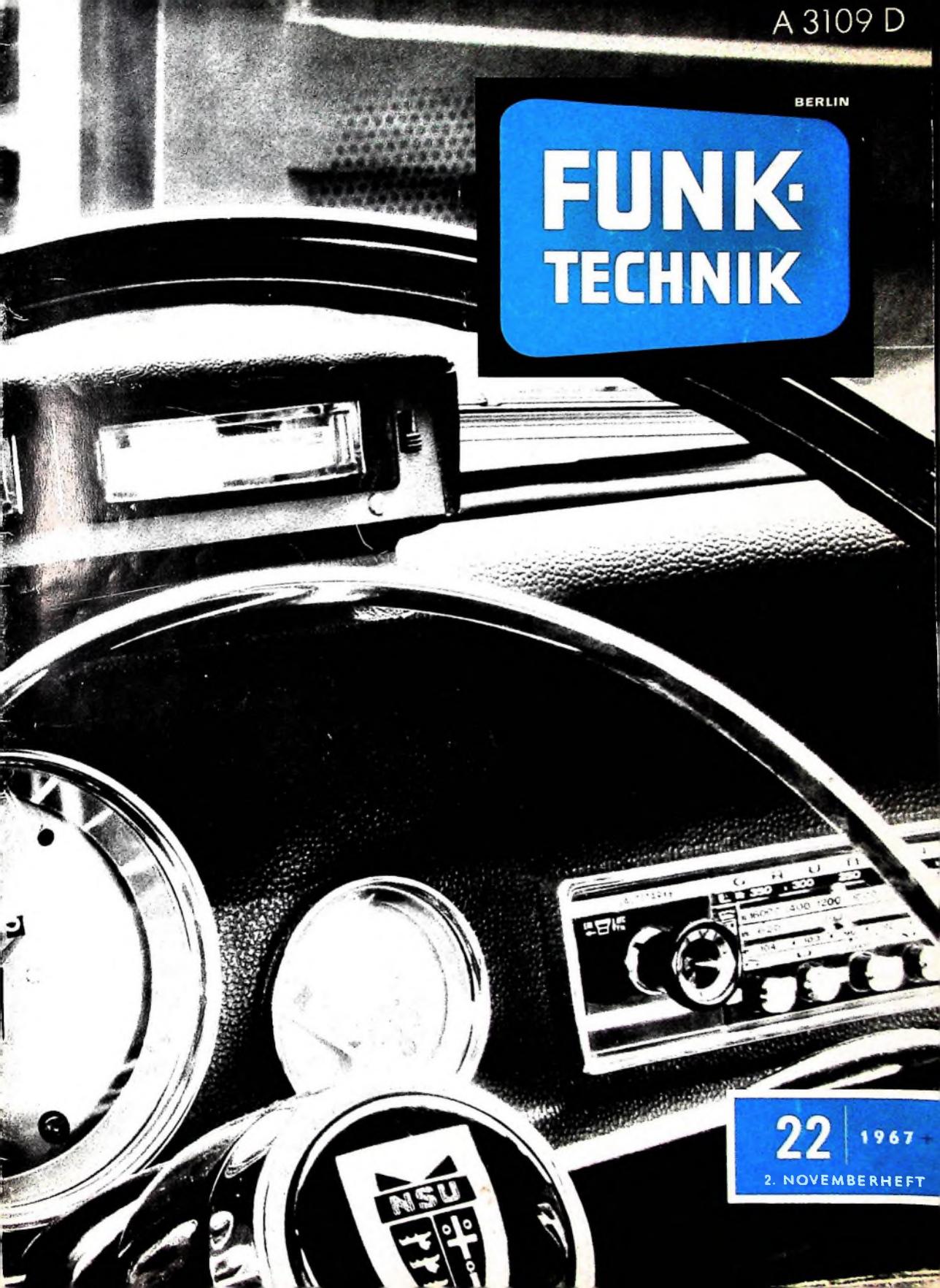


A 3109 D

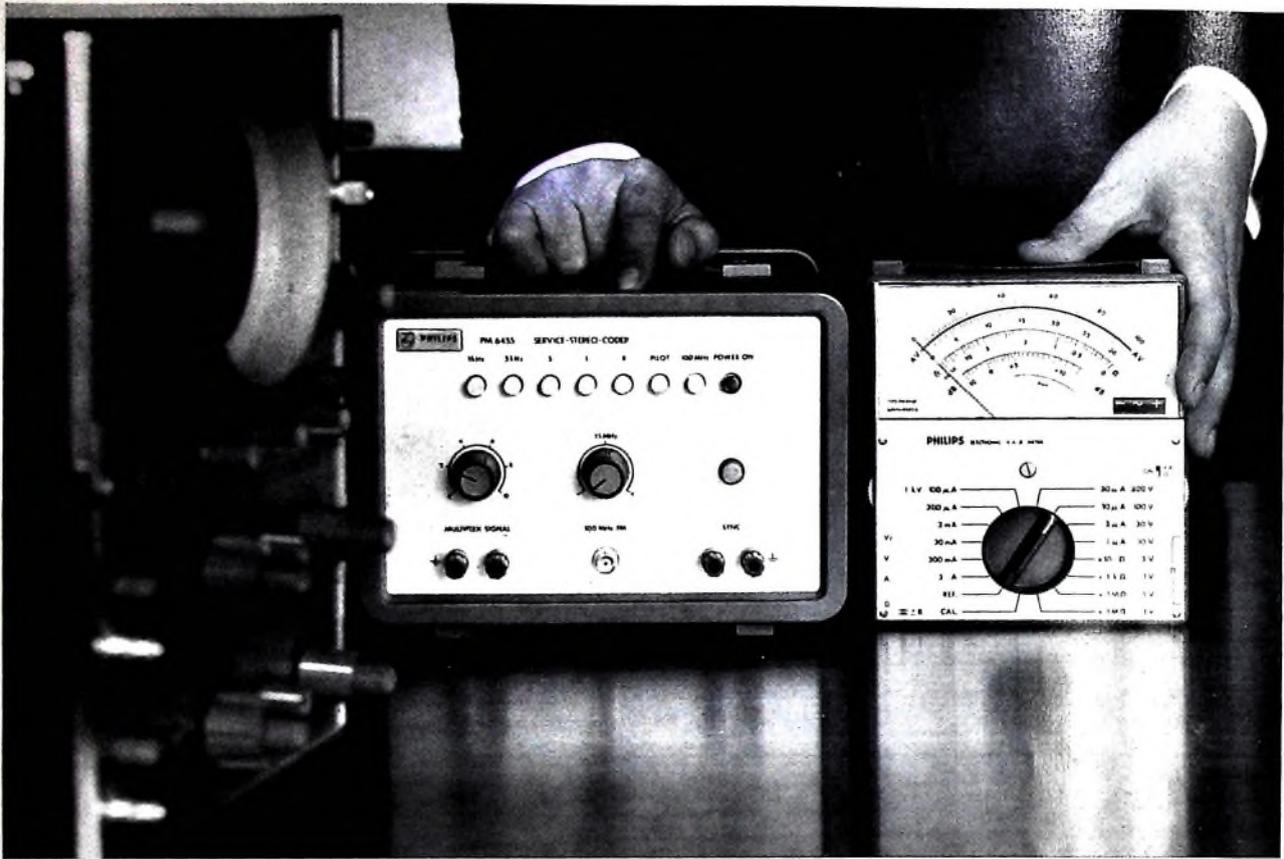
BERLIN

FUNK- TECHNIK



22 | 1967

2. NOVEMBERHEFT



für Ihre Werkstatt

Philips macht es Ihnen leicht beim Fernseh-, Stereo- und Phono-Service

Mit dem neuen Stereo-Coder wird das Abgleichen des Stereo-Empfängers zu einer verblüffend einfachen Sache. Stereo-Coder und Zweistrahl-Oszillograf PM 3230 bilden einen idealen Stereo-Decoder-Meßplatz.

Das neue Vielfachinstrument ist ein volltransistorisiertes Verstärker-Voltmeter mit hohem Innenwiderstand: 10 Megohm ab 10 V. Ein Batteriesatz reicht für mehr als tausend Stunden. Gleich- und Wechselstrom (und -spannung) werden auf ein und derselben Linearskala angezeigt. Automatische Anzeige der Polarität und der Stromart, Einknopfbedienung und schattenfreie Skala, das alles macht das Arbeiten mit diesem Meßgerät so angenehm.

Und hier die wichtigsten technischen Daten: Stereo-Coder PM 6455 Ausgang I: FM-modulierter HF-Träger etwa 3 mV an

60 Ohm, Frequenz 100 MHz \pm 1 MHz verstellbar, Hub des Pilottons etwa \pm 6,75 MHz, Hub des Stereo-Signals \pm 38 kHz. Ausgang II: Stereo-Multiplex-Signal, Ausgangsspannung des Stereosignals 0 ... etwa 6 V_{SS} stetig einstellbar, Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen größer als 40 dB. Phasendifferenz: Pilottonhilfsträger kleiner als \pm 3°, Hilfsträgerunterdrückung größer als 40 dB, Pilotton 19 kHz quartzesteuert, Tonfrequenzen 1 kHz und 5 kHz elektrisch verriegelt, Synchronisationsausgang wie Tonfrequenzen, Speisung 1 Veff, Speisung 110/220 V umlötlbar 47 ... 63 Hz, Leistungsaufnahme 6 VA; 235 mm breit, 175 mm hoch, 200 mm tief, Gewicht 2,7 kg. Vielfachinstrument PM 2400: 42 Meßbereiche für Strom, Spannung und Widerstand, Gleich- und Wechselspannung 100 mV bis 1000 V, Wechselspannung bei 10 Hz bis

25 kHz, Widerstände 0,5 Ohm bis 50 Megohm, Ströme 1 μ A bis 3 A, separate Skala für dB-Anzeige, eingebaute Eichspannung, Speisung durch vier 1,5-V-Batteriezellen 26 x 50 mm.

Das sind nur zwei Beispiele aus einem kompletten Programm für Ihren Fernseh-, Rundfunk- und Phono-Service. Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen an.



Deutsche Philips GmbH
Abteilung für elektronische Meßgeräte
2 Hamburg 63, Postfach 630111

PHILIPS

gelesen · gehört · gesehen	840
FT meldet	842
Elektronik im Auto	843
Kraftfahrzeug-Elektronik	
Elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung	844
Batteriegespeiste Zündanlagen für Otto-Motoren	845
Meßgerätekombination für Drehzahl und Öltemperatur	849
Mikroelektronik im Auto	850
Magnetische Bildaufzeichnung	852
Farbfernsehen	
Die Kissenentzerrung des Bildrasters im Farbfernsehempfänger	853
Schaltungs-konzept für ein modernes Farbteil im Farbfernsehempfänger	855
Stereophonie	
Hi-Fi-Endverstärker mit elektronischer Sicherung	856
Phono	
Begriffe und Benennungen in der Phontechnik	857
Für den KW-Amateur	
Rundstrahlantenne für das 2-m-Amateurband	859
Meßtechnik	
HF-Kurvenschreiber für Rundfunk-Zwischenfrequenzen	860
Farbfernsehempfänger-Service	863
Für Werkstatt und Labor	863
Antennen	
Antennen-Selbstbau	864
Für den jungen Techniker	
Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)	867
Neue Druckschriften	869

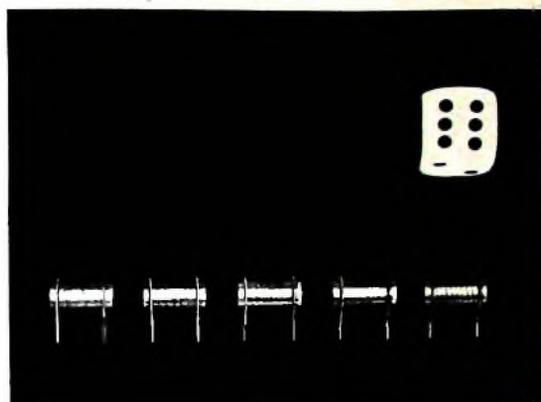
Unser Titelbild: Die Elektronik findet im Auto immer mehr Eingang; das Bild zeigt oben links eine Meßgerätekombination für Drehzahl und Öltemperatur (s. a. S. 849—850)
Aufnahme: D. Paschen

Aufnahmen: Verleger, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verleger, Seiten 838, 841, 865, 870—872 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1. Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—147, Tel.: (03 11) 4 12 10 31, Telegramme: Funktechnik Berlin, Fernschreiber: 01 81 632 vrkl, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Dielenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigendirektion: Walter Bartsch; Anzeigenlfg.: Marianne Weidemann; Chefgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Pösch Berlin West 7664 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 II, 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. Druck: Druckhaus Tempelhof



MONTAGE-FERTIG: STANDWIDERSTÄNDE S4, S6, W6



WARUM S4, S6, W6 FÜR GEDRUCKTE SCHALTUNGEN?

Weil das Abbiegen und Abschneiden der Anschlußdrähte entfällt.
Weil durch ausgezeichnete mechanische Festigkeit der Anschlußföhnen der Rasterabstand immer stimmt.
Weil diese Widerstände auch ohne Lötung fest in der Schaltplatte sitzen.
Weil alle drei Widerstände speziell für gedruckte Schaltungen entwickelt wurden und somit alle Forderungen erfüllen.

CHARAKTERISTIKEN

Typen S4 und S6

Mehrfach lackierte Glanzkohleschichtwiderstände mit guter Langzeitstabilität u. Feuchtebeständigkeit. Kennzeichnung des Widerstandswertes beim Typ S4 mit Farbcode nach DIN 41 429 und beim Typ S6 mit Ziffern-Klartext.

Decklack beider Typen rot.

Typ W6

Mehrfach lackierter Metalloxydschicht-Widerstand für höhere Umgebungstemperatur oder Belastung. Kennzeichnung des Widerstandes mit Ziffern-Klartext.

Decklack grün.

Die wichtigsten technischen Daten:

Typen	S 4	S 6	W 6
Fertigungsbereich:	10 Ω - 1 M Ω	10 Ω - 5 M Ω	100 Ω - 100 k Ω
Max. Abmessung:	7,8 mm	14,5 mm	14,5 mm
(Länge-Durchmesser)	5,8 mm	9,1 mm	9,1 mm
Toleranzen:			
nach IEC-Reihe E 12	± 10%	± 10%	± 10%
nach IEC-Reihe E 24	± 5%	± 5%	± 5%
Belastbarkeit:			
bei 70°C Umgeb.-Temp.	0,3 W	1,00 W	2,0 W
bei 40°C Umgeb.-Temp.	0,5 W	1,35 W	2,3 W
max. Betriebsspannung:	500 V eff.	1000 V eff.	450 V eff.
Temperaturbereich:	-55 +125°C	-55 +150°C	-55 +220°C
Stromrauschen max.:	2 µV/V	2 µV/V	2 µV/V





„Globetrotter TN 6000“

Der neue „Globetrotter TN 6000“ von Nordmende hat gegenüber seinen Vorgängern einige Änderungen erfahren. In der KW-Mischstufe ist ein weiterer rauscharmer Mesatransistor hinzugekommen, so daß der Empfänger jetzt mit 15 Transistoren und 11 Halbleiterdioden bestückt ist. In den 11 gespreizten Kurzwellenbereichen lassen sich die Sender an einer übersichtlichen Trommelskala einstellen, die die Sendersuche erheblich erleichtert. Außerdem hat der „TN 6000“ einen erweiterten Langwellenbereich von 145 bis 420 kHz und getrennte Drucktasten für AFC und AM-Bandbreite. Die Stromversorgung kann aus fünf 1,5-V-Monozellen, über die Autohalterung „968 180 A“ aus der Autobatterie oder mit dem eingebauten Netzgerät aus dem Netz erfolgen.

Braun-„Lectron“-Lehrspielzeug

Die Braun AG, Frankfurt a. M., hat das „Lectron“-Lehrspielzeug, das mit dem Electronik-Preis der electronica 66 ausgezeichnet wurde, in einer weiterentwickelten Form in ihr Vertriebsprogramm aufgenommen. Zur Erweiterung des „Lectron“-Systems sind 30 verschiedene Einzelstein-Kombinationen erhältlich. Außerdem werden „Lectron“-Bastelsätze geliefert, mit denen die interessantesten Versuche dauerhaft aufgebaut werden können, so daß die Bausteine wieder für neue Experimente zur Verfügung stehen. Mit einer neunfach vergrößerten Variante des Braun-„Lectron“ können Lehrer im Unterricht Versuche an der Wandtafel vorführen.

Wechselspannungstastkopf „11096A“

Der neue Wechselspannungstastkopf „11096 A“ von Hewlett Packard kann für alle Analog- oder Digital-Gleichspannungsvoltmeter verwendet werden, deren Eingangsimpedanz $10 \text{ MOhm} \pm 10\%$ beträgt. Er enthält eine hot-carrier-Diode, die im Frequenzbereich 10 kHz bis 500 MHz eine dem Effektivwert einer Sinusspannung proportionale und auf 1 dB genaue Gleichspannung abgibt. Relativmessungen sind im Bereich 1 kHz bis 1 GHz möglich. Mit dem Tastkopf lassen sich Signale zwischen 0,25 und 30 V bei einer Eingangsimpedanz von 4 MOhm $\parallel 2 \text{ pF}$ messen.

Schalter für 60 und 120 Meßstellen

Die Elektro-Mechanik Dipl.-Ing. Leo Schmidt, Berlin, ergänzte das „Rotireed“-Schalter-

programm durch einen Typ zur automatischen Abfrage von maximal 60 Meßstellen (10polig) oder 120 Meßstellen (5polig), bei dem jede Meßstelle über Miniatur-Reedkontakte geführt wird. Um bei Trägerfrequenzbetrieb das Übersprechen zu vermeiden, werden alle Reedkontakte über abgeschirmte Einzelleitungen angeschlossen und die Abschirmungen selbst gemeinsam nach außen geführt. Zum Antrieb der auf einem Rotor befestigten Permanentmagnete, die die Kontakte betätigen, dient ein Elektromotor mit einem Malteser-Kreuz-Schrittschaltgetriebe. Der Schalter ist für eine Taktzeit von 1 s ausgelegt, so daß sich für jede Meßstelle eine Verweilzeit von etwa 750 ms ergibt. Mit einem zusätzlichen Schalter kann von automatischem Betrieb auf Fortschaltung durch externe Impulse, Betätigung von Hand sowie Rechts- oder Links-Lauf geschaltet werden.

Elektrische Miniatursteckverbindungen

Die Teldix Luftfahrt-Ausrüstungs GmbH hat jetzt JT-„Pancake“-Steckverbindungen in ihr Lieferprogramm aufgenommen. Bei dieser neuen Steckerserie beträgt die Raum- und Gewichtseinsparung gegenüber den bisherigen MIL-fähigen Miniatursteckverbindungen bis zu 50 %. Mehr als 30 Kontaktanordnungen mit 3 bis 128 Kontakten in Gehäusen mit etwa $12 \times 38 \text{ mm} \varnothing$ stehen zur Verfügung, wobei Kontakte mit etwa 1,3, 0,8 oder 0,5 mm \varnothing in Quetsch- und Lötausführungen verwendet werden.

Lösemittel zur Reinigung gedruckter Schaltungen

Zur Entfernung von Lötflüssmittel-Rückständen und Fett von gedruckten Schaltungen liefert die Dow Chemical Company das Lösemittel „Chlorothene NU“, mit dem sich die Platinen durch einen einfachen Tauchvorgang unmittelbar nach dem Verlassen der automatischen Lötmachine reinigen lassen. Da das Lösemittel innerhalb weniger Sekunden verdunstet, werden weitere Bearbeitungsvorgänge nicht verzögert. Die sehr geringe Giftigkeit sowie das Fehlen eines Flamm- oder Brennpunktes erlauben eine erhebliche Freizügigkeit beim Einsatz dieses chlorierten Lösemittels.

Leistungs transistor für 250 A

Einen Silizium-Leistungstransistor mit max. 250 A Kollektorstrom und bis zu 625 W Verlustleistung bei 75 °C Gehäuse-temperatur hat Westinghouse

unter der Typenbezeichnung 1401 herausgebracht. Die zulässige Kollektorspannung ist 120 V, und die minimale Stromverstärkung bei 200 A ist 10. Der Transistor, für den eine β -Grenzfrequenz von 1 MHz angegeben wird, ist in neuartiger CBE-Technik (Compression bonded encapsulation) aufgebaut, bei der das aktive Element allein durch Federdruck im Gehäuse fixiert ist. Wegen der so vermeidbaren Lötmasse zwischen Element und Gehäuse erhält man einen sehr niedrigen Wärmewiderstand.

Photowiderstände für polarisiertes Licht

Von KTO, Vaduz, wurden als neuartige optoelektronische Bauelemente spezielle Photowiderstände für polarisiertes Licht entwickelt. Die beiden Grundtypen unterscheiden sich durch ihren Anwendungsbereich. Der Photowiderstand XW 16L eignet sich für linear polarisiertes Licht, während der Typ XW 16C bei zirkular polarisiertem Licht verwendbar ist. Das Maximum der spektralen Empfindlichkeit liegt bei 5900 Å, die zulässige Verlustleistung bei 25 °C ist 50 mW. Der Widerstand des XW 16L ist bei paralleler Polarisationsebene etwa 100 kOhm, bei senkrechter Polarisationsebene etwa 10 MOhm. Für den XW 16C sind die entsprechenden Werte bei rechtsdrehender Polarisation etwa 120 kOhm, bei entgegengesetzter Vektorrotation etwa 8 MOhm. Beide Typen sind auch in ausgesuchten Quartetten für Brückenschaltungen lieferbar. Damit kann die völlige Unempfindlichkeit bei normalem, nicht polarisiertem Licht erreicht werden.

Störungsmeldeeinrichtungen aus serienmäßigen Bausteinen

Ein von der Alois Zettler GmbH, München, entwickeltes Bausteinsystem erlaubt es, jede gewünschte Störungsmeldekombination auf einfache Weise zusammenzustellen. Die neuen Störungsmeldebausteine, die in Ausführungen für Arbeitsstrom- und Ruhestromeingabe geliefert werden, enthalten auf einer geätzten Schaltungskarte vier Störungsmelderelais und ein Relais zur akustischen Signalisierung jeder Störung sowie vielfache Anschlußmöglichkeiten der Anzeigelampen für Sammel- und Einzelmeldungen. Alle Relais sind steckbar.

Numerische Einkoordinaten-Handeingabe-Steuerung

Grundergänzte das Lieferprogramm durch eine Einkoordinaten-

Handeingabe-Steuerung mit zwei verschiedenen wiederholungsfähigen Eingaben und mit zusätzlichem Bearbeitungsbefehl. Diese einfache numerische Steuerung mit manueller Dateneingabe enthält einen Vor-Rückwärtszähler mit 200 kHz Zählfrequenz als Soll-Istwert-Vergleicher und arbeitet nach dem Kettenmaßsystem. Zwei sechsdekadige, speichernde Schalter ermöglichen die Eingabe von zwei verschiedenen Weginformationen, die bis zu 99mal wiederholbar sind. Das präzise Einfinden in die gewünschten Positionen wird durch zwei einstellbare Vorkommandos zur Geschwindigkeitsreduzierung gewährleistet.

Automat überprüft Luftbilder

Im Institut für Nachrichtenverarbeitung an der Technischen Hochschule Karlsruhe entsteht ein Automat, der Bilder auswerten soll. Zum Studium der Erkennungsabläufe werden zunächst Luftbilder verwendet. Schwerpunkt der Forschungsarbeiten ist zur Zeit die Entwicklung eines Zeichenablast-Rechnersystems mit einer Bildvorverarbeitung. Der Automat könnte nach Fertigstellung zum Beispiel für das Zeichnen von Landkarten, das Erfassen von Belegen oder das Erkennen von Handschriften eingesetzt werden.

Prozeßrechneranlage im Passagierschiff „Elizabeth II“

Das vor kurzem von Stapel gelaufene Passagierschiff „Elizabeth II“ der The Cunard Steamship Company Ltd wird mit einer Prozeßrechneranlage „Argus 400“ von Ferranti im Werte von 1,2 Mill. DM ausgerüstet, die folgende Funktionen übernehmen soll: Datenaufzeichnungen (besonders über den Zustand der Hauptmaschinen und anderer großer Maschinen) sowie die Registrierungen im Maschinenlogbuch; kontinuierliche automatische Überprüfung aller wichtigen Maschinenanlagen; kontinuierliche Steuerung bestimmter Maschinenanlagen zur Erhöhung der Wirtschaftlichkeit mit dem Ziel niedrigeren Treibstoffverbrauchs; Berechnung der optimalen Geschwindigkeit und des zweckmäßigen Kurses an Hand des Wetterberichtes, um den Treibstoffverbrauch ohne Verlängerung der Schiffsreisezeit zu reduzieren; Vorausbestimmungen des Frischwasserbedarfs; Registrierung der Vorräte an 3000 verschiedenen Nahrungsmitteln, Getränken, Haushaltswaren usw. sowie der unverzollten Güter, die bei Ende der Fahrt nicht verkauft worden sind.



TELEFUNKEN

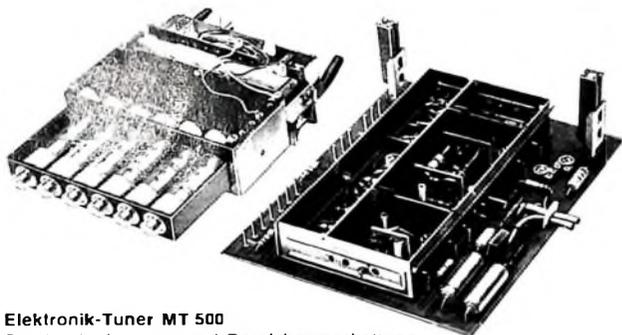
★★★★ Hier ist das 4-Sterne-
Farbfernsehgerät ›PALcromat‹

★ Höchster Bedienungskomfort durch
Elektronik-Tuner MT 500 und

★★ originalgetreue Farbwiedergabe mit

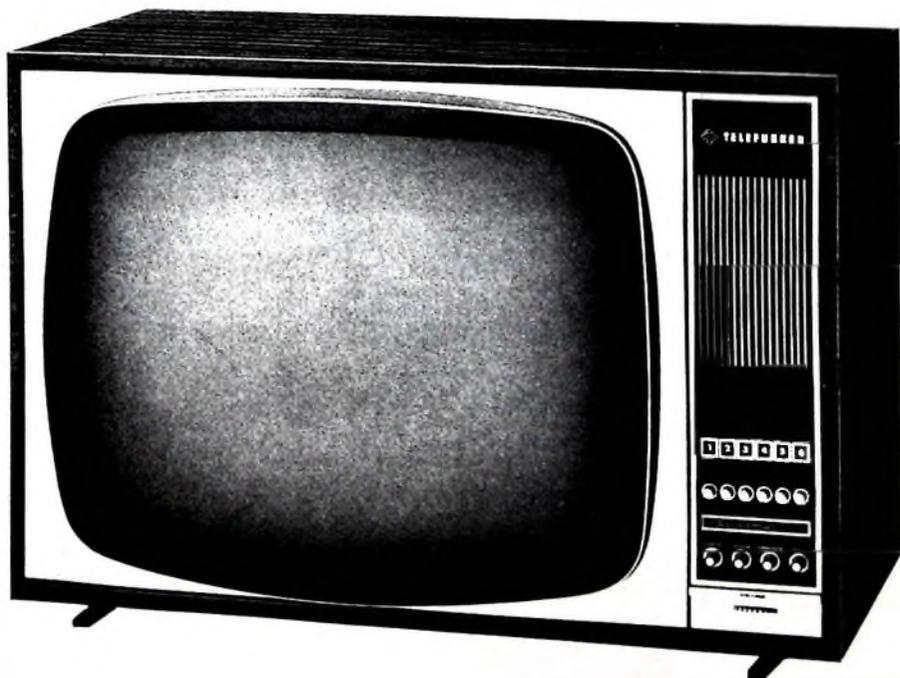
★★★ einem Empfänger der bewährten ›PAL-Serie‹

★★★★ im Prestige-Look von TELEFUNKEN



Elektronik-Tuner MT 500

Senderabstimmung und Bereichsumschaltung erfolgen elektronisch. Ein leichtes Antippen der Tasten (nur 4,5 mm Tastenhub) genügt zum blitzschnellen Programmwechsel. Lumineszenz-Programmanzeige. Bandspreizung auf UHF – Ihre Kunden können sich kein komfortableres, zuverlässigeres, eleganteres Farbfernsehgerät wünschen.



PALcromat 728 T

Erstklassige Farbwiedergabe durch TELEFUNKEN-Farbbildröhre A 63-11 X.

Außerst stabiles Farbbild und stabile Konvergenz (Farbdeckung) durch exakte Hochspannungsstabilisierung und stabilisiertes Netzteil.

Bild-ZF-Verstärker mit Silizium-Transistoren. Leuchtdichteverstärker mit automatisch abschaltender 4,4-MHz-Falle für optimale Bildauflösung bei Schwarz/Weiß-Empfang. Dreistufiger Farb-Signalverstärker mit Farbkontrastautomatik sorgt für gleichbleibenden Farbkontrast. R-G-B-Bildröhrenaussteuerung mit 3 Farbstufen.

14 TELEFUNKEN-Röhren,
33 TELEFUNKEN-Transistoren,
73 Dioden/Gleichrichter,
131 Funktionen, 25 kV stabilisiert.

Wie
steht es mit
der Elektronik?
Kommen Sie
und entdecken Sie
was Menschen
Ideen und
Techniken
in einem Jahr
erreicht
haben.



Besuchen
Sie
die

INTERNATIONALE AUSSTELLUNGEN DER ELEKTRONISCHEN BAUELEMENTE UND DER ELEKTROAKUSTIK

VOM 1. BIS 6. APRIL 1968 IN PARIS
PORTE DE VERSAILLES



INTERNATIONALES KOLLOQUIUM ÜBER DAS FARBFERNSEHEN

Wissenschaftlichen und technischen Fragen
VOM 25. BIS 29. MÄRZ 1968 IN PARIS

Programm und Einschreibeformalitäten auf Wunsch

S.D.S.A. - RELATIONS EXTERIEURES
16 RUE DE PRESLES - 75 PARIS 15 - FRANCE

Bestimmungen über den Amateurfunk

Das von der Bundespost herausgegebene Heft „Bestimmungen über den Amateurfunk“ ist vom FTZ überarbeitet worden. Es erscheint als Neuauflage 1967 in deutscher, englischer und französischer Sprache. Die deutsche Ausgabe wurde Mitte September 1967 den Oberpostdirektionen geliefert. Die fremdsprachigen Ausgaben folgen später. Das Heft wird kostenlos abgegeben. Die Oberpostdirektionen veranlassen, daß jeder Funkamateur in der Bundesrepublik Deutschland das neue Heft erhält. Ausländische Funkamateure erhalten die französische oder die englische Übersetzung.

Braun prüft Kooperationsangebot von Gillette

Die Braun AG, Frankfurt, hat ein Angebot der Gillette Company, Boston (USA), für eine weitgehende Kooperation zwischen beiden Gesellschaften erhalten. Da Gillette an allen Braun-Produktgruppen interessiert ist, möchte sie die Mehrheit der Braun-Aktien erwerben. Als Verhandlungsgrundlage wird im Angebot ein Gesamtbetrag von etwa 50 Mill. Dollar in Gillette-Aktien und Barbeiträgen genannt. Eine Entscheidung der Großaktionäre von Braun ist in Kürze zu erwarten.

Entscheidung für Grundig-Kleeblatt in England

Nach dreitägiger Verhandlung hat der High Court in London im Warenzeichenstreit um das „Kleeblatt-Wappen“ am 9. 10. 1967 eine Entscheidung zugunsten der Grundig-Werke gefällt. Das „Kleeblatt-Wappen“, das sich vom dreilätzigen Kleeblatt der Stadt Fürth herleitet, gehört zu den Hauptfirmenzeichen der Grundig-Werke und ist in 120 Ländern als Warenzeichen eingetragen. Der Freistaat Irland hatte 1962 gegen das 1960 als Warenzeichen in England angemeldete „Kleeblatt-Wappen“ Widerspruch mit der Begründung erhoben, die Käufer würden bei Waren, die mit einem Kleeblatt versehen seien, auf irische Herkunft schließen, weil es mit dem irischen Nationalemblem (Shamrock) verwechselt werden könne.

Neue Vertriebsgliederung bei SGS-Fairchild

Die SGS-Fairchild GmbH plant für 1968 eine Umstellung der derzeitigen geographisch orientierten Verkaufsorganisation auf eine Vertriebsgliederung nach Marktberreichen. Die Unterteilung soll in folgende Marktbereiche erfolgen: Datenverarbeitung; militärische Anwendungen und Nachrichtentechnik; Unterhaltungselektronik; Industrielle Steuerungen und Meß- und Regelungstechnik. Die Verkaufsleiter dieser vier Marktberreiche werden ihren Arbeitsstandort in Stuttgart haben. Als Folge der Umstellung werden die Verkaufsbüros in Frankfurt und München geschlossen.

Umsatzsteigerung bei Nordmende

Während des ersten Halbjahres 1967 konnte Nordmende den Umsatz im Inlandsgeschäft um 14,8% gegenüber der gleichen Zeit des Vorjahres steigern. Dieser be-

achtliche Zuwachs ist auf weitere Aktivierung der Marktforschung und auf die fortschrittliche Technik und Formgestaltung zurückzuführen. Das seit der Funkausstellung in Berlin erwerbte Programm läßt auch für das zweite Halbjahr 1967 gesteigerte Umsätze erwarten.

Fernsehgeräte-Hersteller fusionieren in Frankreich

Zwischen der Cie Générale d'Electricité (CGE) und der Cocelam, einer gemeinsamen Tochtergesellschaft der Société Lyonnaise des Eaux und der Lebon et Cie, wurde ein Abkommen unterzeichnet, durch das die Bildung eines Großunternehmens mit 300 Mill. ffr Umsatz und einer Inlandsproduktion von je 200 000 Fernseh- und Rundfunkempfängern ermöglicht werden soll. Da in Frankreich zur Zeit jährlich 1,3 Mill. Fernsehempfänger produziert werden, würde die neue Gruppe der drittgrößte Fernsehgerätehersteller Frankreichs sein.

Mehr Hallenfläche für die Elektroindustrie auf der Hannover-Messe 1968

Auf der Hannover-Messe 1968 wird die Elektroindustrie zusätzlich zu dem Hallenkomplex 10 bis 13 und dem Freigelände Elektrotechnik auch noch die Halle 1 belegen. Damit erhöht sich die überdachte Brutto-Ausstellungsfläche für diese Branche um 7 951 m² auf 122 115 m². In der Halle 1 werden mehr als 140 Firmen Erzeugnisse für die Bereiche Energieerzeugung und -verteilung sowie Meß-, Prüf- und Regeltechnik ausstellen.

Fachtagungen zur Hannover-Messe und zur Deutschen Luftfahrtschau 1968

Während der Hannover-Messe 1968 (26. April-5. Mai) findet am 2. und 3. Mai 1968 die VDE-Fachtagung „Elektronik 68“ statt, die unter dem Generalthema „Halbleiter-Bauelemente und integrierte Schaltungen“ steht. Eine weitere Fachtagung führt die Herrmann-Oberth-Gesellschaft gemeinsam mit dem BDL und der Messe AG im Rahmen der Deutschen Luftfahrtschau 1968 am 3. und 4. Mai durch. Sie hat den Titel „Die praktische Nutzung des erdnahen Raums“ und wird sich mit Satelliten, Sonden und Raumfahrzeugen befassen.

Düsseldorfer Messen 1968

In Düsseldorf werden 1968 unter anderem folgende Messen stattfinden:

hifi 68 - Internationale Ausstellung mit Festival (30. 8.-3. 9. 1968); Interkama - 4. Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik (9. bis 15. 10. 1968).

Lehrgang „Einführung in die Elektronik“

Die staatliche Ingenieurschule für Maschinenwesen Jülich, 517 Jülich, Berliner Straße 3, führt vom 4.-22. Dezember 1967 einen Lehrgang „Einführung in die Elektronik“ durch. Behandelt werden nur Schaltungen mit Transistoren. Lehrgangsgebühren werden nicht erhoben; es ist lediglich ein Laborersatzgeld von 20,- DM zu entrichten.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Elektronik im Auto

Das Auto ist für viele Firmen ein bedeutender Kunde, dessen sorgsame Einbeziehung in den Rahmen der jeweiligen Branche sich auf jeden Fall lohnt. Das gilt in besonderem Maße auch für die Elektrotechnik und für ihre jüngere Schwester, die Elektronik.

Bereits beim Entstehen der Verbrennungskraftmaschine mußte die Elektrotechnik als Helferlein einspringen. Faszinierend ist der Weg, der zu der heutigen Rolle elektrischer und elektronischer Vorgänge im modernen Kraftfahrzeug geführt hat. Ursprünglich stellte der elektrische Strom aus Magnetzündmaschinen nur den für das Brennstoffgemisch benötigten Zündfunken zur Verfügung. Weitgehend wurde beim Otto-Motor dieses Verfahren dann von dem heute üblichen Zündspulenverfahren abgelöst, bei dem eine aus Batterien bezogene niedrige Gleichspannung (6, 12 oder 24 V) mit mechanisch betätigten Einrichtungen zerhackt, in einer Zündspule auf einige Tausend Volt hochtransformiert und an die einzelnen als Funkenstrecken dienenden Zündkerzen verteilt wird. Das kurzzeitige Anwerfen des Otto-Motors zur Einleitung des notwendigen Spiels (Herstellung des Brennstoffgemischs im Vergaser — Ansaugen — Kompression — Zünden — Ausstoß) übernahm dann bald ein leistungsfähiger, aus derselben Batterie gespeister Anlaßmotor.

Läuft nun schließlich der Otto-Motor, dann entzieht er für seine Zündung der Batterie ständig eine kleine elektrische Leistung, die irgendwie in die Batterie wieder hineingeliefert werden muß. Die Anlaßmaschine hat deshalb meistens eine Doppelfunktion zu erfüllen: Beim laufenden Motor arbeitet sie als Generator, der stets so viel Strom in die Batterie hineinpumpt, wie aus ihr entnommen wird. Um das im ordnungsgemäßen Rhythmus durchführen zu können, muß wiederum ein Regler vorhanden sein, der je nach Bedarf auf Ladung oder Entladung der Batterie umschaltet. Mit allen diesen Hilfsmitteln entstand so eine enge Partnerschaft zwischen dem Otto-Motor und dem kompletten Gleichstrom-„Kraftwerk“ des Autos. Da nun eine entsprechend ausgelegte Energieversorgungslösung mehr leisten kann, als der Otto-Motor an elektrischer Leistung benötigt, bleibt noch viel Reserve für mancherlei Hilfszwecke. Daher konnte auch die elektrische Beleuchtung des Autos bis auf den heute üblichen großartigen Umfang gesteigert und Hilfsmotoren für Scheinwerfer und andere Aufgaben konfekt eingesetzt werden.

Als schließlich die Elektronik in Form des Rundfunkempfängers zum Informations-Konsumenten vordrang, machte sie vor dem Auto nicht halt. Schon heute sind in Deutschland in etwa 40% aller Autos Rundfunkempfänger eingebaut, die zum weitaus größten Teil ihren Energiebedarf aus der elektrischen Anlage des Autos beziehen. Hinzu dürfen in den nächsten Jahren zahlreiche Kassetten-Tonbandgeräte kommen, die das Verlangen des Autofahrers nach eigenem Programmmaterial erfüllen. Aber nicht nur zur Unterhaltung, sondern auch zur Unterrichtung des Fahrers über Wetter- und Straßenverhältnisse, Belastungen der Fahrstrecke, zweckmäßige Umleitungen sowie ähnliche Informationen wird der Empfänger im Auto immer mehr an Bedeutung gewinnen, und zwar auch mit Hilfe von Sanderanlagen wie etwa dem induktiven Verkehrswarnfunk. Induktive Leitbahnen — vielleicht in Kombination mit einfachen Radargeräten — könnten auf entsprechend vorbereiteten Straßen eines Tages sogar bis zur automatischen Steuerung des Wagens führen. Bleibt man in der Gegenwart, dann ist vor allem nach auf die äußerst wichtige Aufgabe von Auto-Sprechfunkgeräten für öffentliche Dienste, Taxiunternehmen und andere Organisationen hinzuweisen.

Lassen wir aber einmal diesen selbständigen Block der Verwendung elektrischer Kommunikationsmittel im Auto außer Ansatz und kehren zu den eigentlichen Antriebs- und Betriebsfunktionen im Auto zurück. Hier konnte und wird in noch verstärktem Umfang die Halbleiterelektronik Einzug halten. Gewiß sind es vorerst nur Teilfunktionen, die sie

übernimmt, die aber zur Tüchtigkeit und Sicherheit des Autos wesentlich beitragen. Die Transistor-Blinkerschaltung hat sich bereits gutes Ansehen erworben, und Transistor- sowie Thyristor-Zündanlagen sind sehr im Kommen, wenn auch zur Zeit vor allem in Spezialfahrzeugen oder Kraftfahrzeugen für den Export. Auch zur Regelung und Steuerung im eigentlichen Erzeugungskreis der elektrischen Energie werden heute oft Bauelemente der Halbleiterelektronik herangezogen. So bietet zum Beispiel die Verwendung eines Drehstromgenerators an Stelle der Gleichstrommaschine die Vorteile eines geringeren Verschleißes und kompakterer Bauweise, wobei der Drehstromgenerator bereits im Leerlauf des Verbrennungsmotors Leistung abgeben kann. Dabei wird wohl Drehstrom erzeugt, der aber zur Weiterverwendung im Auto wieder mit Hilfe von Halbleiterbauelementen in Gleichstrom umgeformt und geregelt werden muß.

Rücken wir aber ruhig in unseren Betrachtungen von den elektrischen Hilfsanlagen im Auto etwas weg und nochmals näher an den Otto-Motor mit Batteriezündung heran. Zur wirtschaftlichen Ausnutzung (Treibstoffverbrauch) ist es recht wichtig, genauen Einblick in das Verhalten des Fahrzeugantriebs zu gewinnen. So interessieren unter anderem die Öltemperatur und die jeweilige Drehzahl des Motors. Unter Zuhilfenahme von elektronischen Schaltungen lassen sich Meßapparaturen schaffen, die an elektrischen Meßinstrumenten eine entsprechende Kontrolle in leichter Art gestatten. Und hier schließt sich der Kreis: Gibt man solche Werte schließlich einem im Auto eingebauten, auf bestimmte Optimalbedingungen programmierten Computer ein, dann kann man aus mehreren dieser Größen ein elektrisches Steuersignal gewinnen, das selbständig ein bestimmtes Dosierungsventil für die günstigste Brennstoffmenge öffnet und schließt. So erfolgt es beispielsweise bei der auf der letzten Internationalen Automobil-Ausstellung in Frankfurt a.M. vorgestellten elektronisch gesteuerten Benzineinspritzung für den VW 1600. Damit hat die Partnerschaft zwischen Otto-Motor und Elektronik einen sehr hohen Grad erreicht.

Ob allerdings Otto- und Diesel-Motoren die bevorzugten Antriebsmittel für den nicht schienengebundenen Verkehr bleiben, ist auf lange Sicht kaum vorauszusagen. Varianten von Verbrennungskraftmaschinen wie der Wankelmotor oder Strahltriebwerke können sehr wohl künftig eine größere Rolle spielen. Wenn schließlich eines Tages noch die Brennstoffzelle, die Kraftstoffe durch kalte Verbrennung direkt in elektrische Energie umwandelt, in wirtschaftlichen Ausführungen zur Verfügung steht, geht man vielleicht eines Tages wieder mehr zu elektrischen Antrieben mittels Gleichstrom- oder Asynchronmotoren über. Dann aber wird die Elektronik im Kraftfahrzeug einen noch größeren Umfang annehmen, als es bei den jetzt üblichen Verbrennungskraftmaschinen schon heute der Fall ist.

Der wertmäßige Anteil der Elektrotechnik beziehungsweise Elektronik am Bruttoproduktionswert von Kraftfahrzeugen läßt sich gut schätzen. Nach vorliegenden Industriestatistiken wurden in der Bundesrepublik Deutschland und West-Berlin im Jahre 1966 etwa drei Millionen Kraftwagen mit einem Bruttoproduktionswert von rund 18,5 Milliarden DM hergestellt. Die Statistik weist ferner für elektrotechnische Kraftfahrzeugteile und Zubehör (ausschließlich Akkumulatoren) für dasselbe Jahr einen Bruttoproduktionswert von etwa 1,5 Milliarden DM aus. Der Anteil elektrotechnischer Teile ist demnach gut 8% (einschließlich Akkumulatoren etwa 10%). Nimmt man ähnliche Verhältnisse für die Weltproduktion (1966: etwa 24 Millionen Kraftfahrzeuge) an, dann dürfte der Bruttoproduktionswert elektrotechnischer Kraftfahrzeugteile (ohne Akkumulatoren) in der Welt zur Zeit bei etwa 12 Milliarden DM liegen.

A. Jänicke

Elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung

Für den wirtschaftlichen Betrieb des Otto-Motors ist die Gemischaufbereitung, das heißt das richtige Mischungsverhältnis von Luft und Kraftstoff, von ausschlaggebender Bedeutung. Heute benutzt man zwei Systeme der Gemischbildung, den Vergaser und die Einspritzanlage. Die Benzineinspritzung bietet eine Reihe von Vorteilen. Hierzu gehören vor allem höhere Hubraumleistung, geringerer spezifischer Kraftstoffverbrauch, geringerer Anteil gesundheitsschädlicher unverbrannter Bestandteile in den Auspuffgasen, höheres Drehmoment bei niedrigen Drehzahlen (Elastizität), gleichmäßigere Verbrennung in den einzelnen Zylindern, besseres Übergangverhalten und anderes mehr.

Bei der Benzineinspritzung gibt es neben der mechanischen, die sich in Hochleistungsmotoren seit Jahrzehnten bewährt hat, jetzt auch eine elektronisch gesteuerte Saugrohr-Benzineinspritzung.

Die dabei verwendete elektrisch angetriebene Förderpumpe bringt noch den zusätzlichen Vorteil, daß für die Einspritzanlage kein eigener Antrieb am Motor benötigt wird. Außerdem kann mit verhältnismäßig geringem zusätzlichem Kostenaufwand jede beliebige Korrekturgröße für besondere Betriebszustände in das elektronische Steuergerät eingegeben werden.

Bei der von der Robert Bosch GmbH entwickelten elektronisch gesteuerten Benzineinspritzanlage handelt es sich um eine intermittierende Saugrohrspritzung, bei der der Kraftstoff aus elektromagnetisch betätigten Einspritzventilen auf die Einlaßventile des Motors gespritzt wird. Das neue Einspritzsystem eignet sich für jeden Otto-Motor, und es sind alle denkbaren Abwandlungen der Steuerung, der Einspritzfolge und der eingegebenen Korrekturen möglich.

Den prinzipiellen Aufbau einer solchen Einspritzanlage zeigt Bild 1. Jedem Zylinder des Motors ist ein elektromagnetisch betätigtes Kraftstoffventil zugeordnet, das je Nockenwellenumdrehung einmal geöffnet wird. Alle Einspritzventile stehen unter einem konstanten Kraftstoffdruck von 2 atü, der von einem Druckversorgungssystem erzeugt wird. Dieses besteht aus Kraftstoffpumpe, Filter, Verteilerrohr mit Abzweigung zu den Ventilen und Druckregler. Die Kraftstoffmenge, die bei jedem Hub den Zylindern zugeführt wird, ergibt sich aus der Öffnungszeit der Magnetventile. Hierbei wird die Öffnungszeit durch das Steuergerät (Computer) aus dem jeweiligen Betriebszustand des Motors bestimmt.

Um das elektronische Steuergerät möglichst wirtschaftlich auslegen zu können, sind bei den bisher ausgeführten Anlagen die Einspritzventile in zwei Gruppen zusammengefaßt (beim 4-Zylinder-VW-Motor je zwei Ventile). Die Ventile einer Gruppe gehören dabei zu zwei in der Zündfolge hintereinander liegenden Zylindern; sie sind elektrisch parallel geschaltet, das heißt, sie

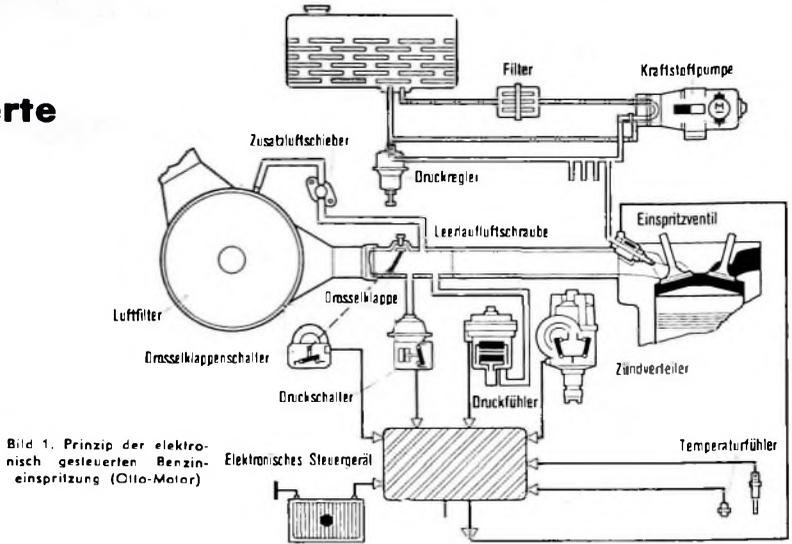


Bild 1. Prinzip der elektronisch gesteuerten Benzineinspritzung (Otto-Motor)

spritzen gleichzeitig ein. Die zeitliche Lage der Einspritzimpulse ist aus Bild 2 ersichtlich.

Die Öffnungsimpulse für jede Ventilgruppe werden von je einem Impulsauslöser bestimmt. Diese sind im Zündverteiler ein-

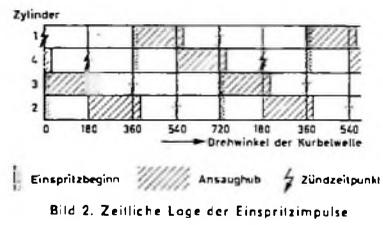


Bild 2. Zeitliche Lage der Einspritzimpulse

gebaut und um 180° gegeneinander versetzt. Durch die Auslöseimpulse werden über eine Kippschaltung im elektronischen Steuergerät die Einspritzventile geöffnet. Die Öffnungszeit der Ventile hängt nun von den Betriebsbedingungen des Motors ab. Das Steuergerät erhält die Informationen über die Betriebsbedingungen durch

am Motor angebrachte Fühler. Für beide Ventilgruppen ist nur ein zeitbestimmendes Glied vorhanden; ein Vertauschen der Spritzfolge beider Gruppen ist jedoch nicht möglich, weil das Zeitglied durch getrennte Auslöseimpulse zwangsläufig angesteuert wird.

Der Betriebszustand des Motors ist durch zwei der Größen Drehzahl, Drosselklappenstellung und Saugrohrdruck bestimmt. Für die elektronische Steuerung werden als Eingangsgrößen die Drehzahl und der Saugrohrdruck verwendet. Die Drehzahl wird dem Steuergerät durch die Frequenz der Auslöseimpulse eingegeben. Der Saugrohrdruck wird kontaktfrei durch einen induktiven Druckfühler gemessen (evakuierte Barometerdosen, die den Anker im Eisenkreis einer Spule verschieben).

Neben diesen beiden Haupteingaben sind für ein einwandfreies Motorverhalten bei allen Betriebszuständen noch eine Reihe anderer Korrekturgrößen erforderlich:

- Anpassung des Gemisches beim Kaltstart,
- Anpassung des Gemisches während des Warmlaufens.

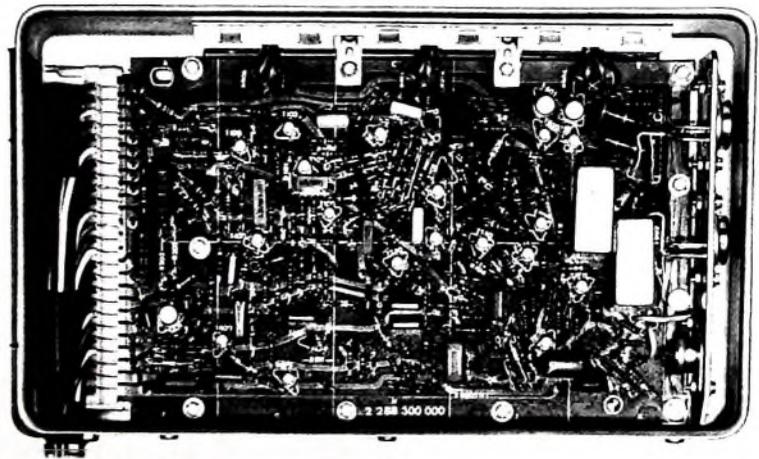


Bild 3. Blick in das geöffnete Gehäuse des elektronischen Steuergeräts

Anpassung des Gemisches bei Vollast,
Anpassung des Gemisches an den äußeren
Luftdruck,
Abspernung des Leerlaufkraftstoffes bei
Schub.

Die Zusatzmenge bei Kaltstart und Warm-
lauf wird je nach Motortemperatur durch
einen temperaturabhängigen Widerstand,
(zum Beispiel im Motorölkreis) gemessen
und dosiert. Die Anreicherung des Ge-
misches bei Höchstlast wird über einen Zu-
satzdruckschalter durch den Saugrohrdruck
gesteuert. Im Schub wird der Kraftstoff
in Abhängigkeit von Drosselklappenstel-
lung und Drehzahl abgesperrt. Damit
Spannungsschwankungen im Bordnetz auf
die Einspritzverhältnisse ohne Einfluß
bleiben, werden diese im Steuergerät
kompensiert.

Die Hauptbaugruppen des Steuergeräts
sind zwei Leistungsverstärker (je einer für
jede Ventilgruppe) und das zeitbestim-
mende Glied Steuert der im Zündver-
teiler eingebaute Impulsauslöser den jeweils
in Frage kommenden Verstärker an und
ist gleichzeitig das zeitbestimmende Glied
eingeschaltet, dann ist auch der entspre-
chende Verstärker eingeschaltet. Das zeit-
bestimmende Glied besteht im wesentli-
chen aus einer monostabilen Kippschaltung;
durch die Impulsauslösung wird sie aus
ihrer stabilen Ausschaltstellung in ihre
instabile Einschaltstellung gebracht. Die
Dauer der Einschaltstellung ist vor allem
von dem Druck im Saugrohr analoger
Induktivität des Druckfühlers abhängig
und wird ferner noch von der Motordreh-
zahl beeinflusst. Über vorgeschaltete Netz-
werke führt man ferner die bereits er-
wähnten Korrekturwerte zu.

Der Temperaturfehler des elektronischen
Steuergeräts ist im Bereich $-30 \dots 70^\circ\text{C}$
 $\leq \pm 2\%$.

Um bei einem eventuellen Kurzschluß im
Leitungssystem, an einem Magnetventil
oder den Meßwertaufnehmern das Steuer-
gerät nicht zu beschädigen, sind sämtliche
Ein- und Ausgänge des Steuergeräts kurz-
schlußfest ausgelegt.

Die Gehäusegrundfläche des in gedruckter
Schaltungstechnik aufgebauten Steuer-
geräts ist etwa $29 \text{ cm} \times 17 \text{ cm}$. Rund 220
Bauelemente sind eingebaut, davon etwa
25 Transistoren und 35 Halbleitern.
Mit dem Fahrzeugkabelbaum ist das Gerät
über einen Vielfachstecker mit Gabelkon-
takten (links im Bild 3) verbunden, der auf
die gedruckte Leiterplatte aufgesteckt wird.
Die Serienfertigung der elektronischen
Einspritzanlage wurde im Sommer 1967
aufgenommen, und zwar für den 1,6-l-
4-Zylinder-Motor des VW 1600. Hierbei
war das Entwicklungsziel, eine nach dem
Kalifornientest vorgeschriebene Abgas-
emission zu erreichen. Die erzielten Werte
liegen bei 0,3 bis 1,0 % CO und etwa 180
bis 270 ppm unverbrannter Kohlenwasser-
stoffe (zulässig: 2,3 % CO - 410 ppm Koh-
lenwasserstoffe); außerdem konnte mit
der elektronischen Benzineinspritzung beim
VW 1600 eine Verringerung des Kraft-
stoffverbrauchs bei gemischtem Strecken-
betrieb um 1...1,3 l/100 km erreicht werden.
Im Stadtverkehr ist die Ersparnis je nach
Verkehrsdichte, Straßenverhältnissen und
Fahrweise wesentlich höher. Gleichzeitig
wurde das Drehmoment fast im gesamten
Drehzahlbereich erhöht, sowie die Elastizität
des Motors und die Gleichmäßigkeit
der Verbrennung in den einzelnen Zylind-
dern wurden verbessert.

(Nach Bosch-Unterlagen)

Batteriegespeiste Zündanlagen für Otto-Motoren

Die Zündanlage dient dazu, die Batterie-
spannung in die an der Zündkerze be-
nötigte Hochspannung zur Erzeugung des
Zündfunken umzuwandeln, der das Ben-
zin-Luft-Gemisch in Otto-Motoren im rich-
tigen Zeitpunkt zur Kolbenstellung ent-
zündet. Diese Überschlagnspannung ist ab-
hängig vom Elektrodenabstand der Zünd-
kerze, von Form und Werkstoff der Elek-
troden und vom Zustand der Elektroden-
oberflächen. Außerdem haben der Druck,
die Temperatur und die Polarität der
Spannung einen Einfluß auf ihre Höhe.

1. Die wichtigsten Zündsysteme

1.1. Zündsystem mit induktivem Energiespeicher

Sowohl die konventionelle Spulenzündung
als auch die Transistorzündung sind Zünd-
systeme mit induktivem Energiespeicher
[1, 3]. Dabei wird die Energie für den
Zündimpuls im Magnetfeld einer Zünd-
spule mit der Primärinduktivität L_1 ge-
speichert. Die Speicherenergie ist bei
einem Primärstrom i_1

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_1^2. \quad (1)$$

Sie wird am größten, wenn der Primär-
strom i_1 den Wert

$$I_1 = \frac{U_0}{R_1} \quad (2)$$

erreicht. Dann ist

$$W_{L \max} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_1^2. \quad (3)$$

Die Zündspannung kommt an der Sekun-
därwicklung einer Zündspule auf folgende
Weise zustande: Wenn bei der konventio-
nellen Spulenzündung (SZ) im Bild 1 der
Unterbrecherkontakt geschlossen wird,
steigt der Strom i_1 im Primärkreis mit

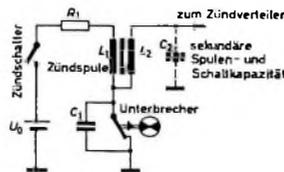


Bild 1. Schaltung einer
Spulenzündung (SZ)

der Induktivität L_1 und dem Widerstand
 R_1 nach einer e-Funktion an, und es wird
Energie nach Gl. (1) gespeichert. Beim
Öffnen des Unterbrecherkontaktes setzt
eine gedämpfte Schwingung [2] zwischen
dem magnetischen Feld der Primärinduk-
tivität L_1 und dem elektrischen Feld der
Kapazität C_1' ein (C_1' setzt sich aus dem
Primärkondensator C_1 und der auf die
Primärseite übersetzten Spulen- und
Schaltkapazität C_2 zusammen). Vernachläs-
sigt man die durch Widerstände hervor-
gerufenen Energieverluste, dann gilt

Ing. **Diedrich Steinberg** ist Mitarbei-
ter der **Robert Bosch GmbH**, Entwicklung
Autoelektrik, Stuttgart.

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_1^2 = \frac{1}{2} \cdot C_1' \cdot \dot{u}_1^2. \quad (4)$$

Daraus ergibt sich

$$\dot{u}_1 = i_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1'}}. \quad (5)$$

Die induzierte Spannung \dot{u}_1 , die auch am
Unterbrecherkontakt auftritt (die Batterie-
spannung U_0 ist klein gegenüber \dot{u}_1 und
kann daher vernachlässigt werden), ergibt
beim Kopplungsgrad $k = 1$ und mit dem
Windungszahlenverhältnis

$$\dot{u}_w = \frac{u_2}{u_1} \quad (6)$$

auf der Sekundärseite der Zündspule die
Zündspannung

$$\dot{u}_2 = \dot{u}_w \cdot i_1 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C_2'}}. \quad (7)$$

C_1' ist im Bild 1 aufgeteilt in die Kapa-
zität C_1 des Primärkondensators und die
Spulen- und Schaltkapazität C_2 auf der
Sekundärseite. Für C_1' gilt

$$C_1' = C_1 + u_w^2 \cdot C_2. \quad (8)$$

Die maximale Zündspannung erreicht 20
bis 30 kV und die maximale Speicher-
energie im allgemeinen 50 bis 80 mWs.

1.2. Zündsystem mit kapazitivem Energiespeicher

Eine Kondensatorzündung ist ein Zünd-
system mit kapazitivem Energiespeicher,
das heißt, die Energie wird im elektrischen
Feld eines Kondensators gespeichert. Eine
gewisse Bedeutung in Kraftfahrzeugen hat
die Hochspannungs-Kondensatorzündung
(HKZ) erreicht, die im Abschnitt 3. be-
schrieben wird.

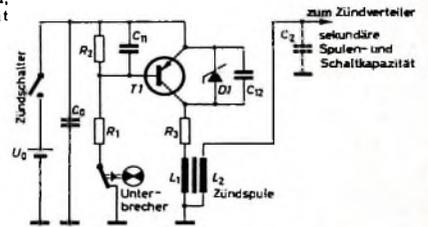


Bild 2. Schaltung einer kontaktgesteuerten
transistorisierten Spulenzündung (TSZ)

2. Transistorisierte Spulenzündung

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild einer
kontaktgesteuerten transistorisierten Spul-
enzündung (TSZ). Die Primärwicklung
 L_1 der Zündspule liegt meistens im Kol-
lektorkreis des Transistors T_1 , der dann
in Emitterschaltung [4] arbeitet. Sein Bas-
sisstrom wird über die Unterbrecherkon-
takte geschaltet. Auch Kollektorschaltung
ist bei einer TSZ möglich; die Primär-
wicklung liegt dann im Emittterkreis.

Als Schalter werden heute PNP-Ge- und
PNP-Si-Leistungstransistoren verwendet.
PNP-Ge-Transistoren gibt man jedoch oft
den Vorzug, weil sie zur Zeit noch billiger
sind als Si-Transistoren. Bei kontaktge-
steuerter TSZ mit PNP-Transistor braucht

man außerdem den Unterbrecherkontakt in den üblichen Bordnetzen mit Minus an Masse nicht zu isolieren. Bei NPN-Si-Leistungstransistoren erfüllt die Kontaktisolierung nur dann, wenn beispielsweise ein Vortransistor die Polarität umkehrt.

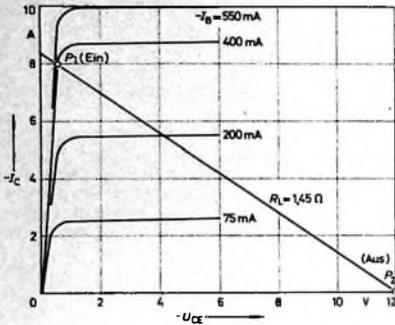


Bild 3. I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld eines Ge-PNP-Leistungstransistors in Emitterschaltung mit Widerstandsgeraden

Im Bild 3 ist das I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld eines PNP-Transistors mit einer Widerstandsgeraden dargestellt; Parameter ist der Basisstrom $-I_B$. Um einen Kollektorstrom von $-I_C = 8$ A zu schalten, benötigt man einen Basisstrom von etwa 400 mA. Der Transistor hat in diesem Fall eine statische Stromverstärkung $B = \frac{-I_C}{-I_B} = 20$.

Im „Ein“-Punkt P_1 leitet der Transistor, und zwischen Emittor und Kollektor tritt eine Restspannung von etwa 0,3 V auf. Im „Aus“-Punkt P_2 ist der Transistor gesperrt, und es fließt nur noch ein niedriger temperaturabhängiger Kollektorreststrom.

Beim Abschalten einer ohmschen Last wechselt der Arbeitspunkt von P_1 auf einer Geraden nach P_2 . Erheblich ungünstiger ist für den Leistungstransistor jedoch das Schalten eines Schwingkreises wie im Bild 2. Im Kennlinienfeld erfolgt der Abschaltvorgang von P_1 nach P_2 dann nicht mehr entlang einer Geraden, sondern längs einer Schleife, deren prinzipieller Verlauf im Bild 4 für einen Transistor mit etwa 25 μ s Schaltzeit dargestellt ist. Die beim Abschaltvorgang auftretenden Augenblickleistungen können einige hundert Watt erreichen. Für Leistungstransistoren geben die Hersteller seit einiger Zeit häufig den dynamisch erlaubten Arbeitsbereich für Schalteranwendungen an. Die Schaltzeiten üblicher Transistoren liegen zwischen 1 und 50 μ s. Die besondere Beanspruchung der Bauelemente in Zündanlagen bringt viele Probleme mit sich, die vor allem auch die Betriebszuverlässigkeit betreffen.

In Tab. I sind einige Daten von Leistungstransistoren sowie damit in Zündanlagen

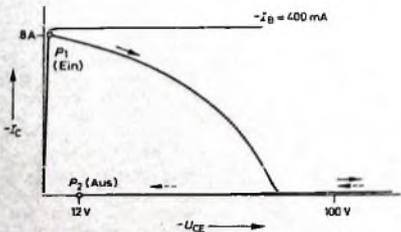


Bild 4. I_C in Abhängigkeit von U_{CE} beim Abschalten eines Schwingkreises (Zündspule)

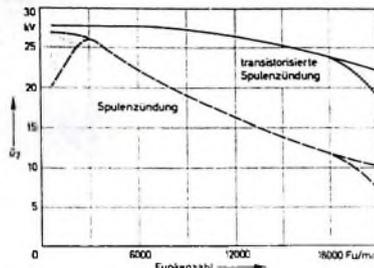


Bild 5. Zündspannung U_Z bei einer kontaktgesteuerten TSZ und einer SZ in Abhängigkeit von der Funkenzahl (12-V-Anlage, Grundlast 50 pF)

erreichte Werte zusammengestellt und mit denen eines mechanischen Unterbrechers verglichen (die Werte in Klammern sind bei Zündanlagen nur selten ausnutzbar)

Die bei Ge-Transistoren niedrigere zulässige Sperrspannung erfordert eine andere Auslegung der Zündspule als bei SZ. Ein geeigneter Si-Transistor mit entsprechend hoher Sperrspannung kann dagegen den mechanischen Unterbrecher ersetzen, ohne daß die Dimensionierung der Zündspule geändert werden muß. Die hohe Restspannung und die kleine Stromverstärkung verursachen zwar größere Verluste am Transistor und am Basiswiderstand als beim Ge-Typ, jedoch ist die zulässige Kristalltemperatur beim Si-Transistor höher. Trotz ihres höheren Preises verwendet man Si-Leistungstransistoren aber schon dort, wo die Anforderungen an die Zündanlage mit herkömmlichen Anlagen und mit Ge-Transistoren nicht mehr erfüllt werden können, zum Beispiel bei kontaktlos gesteuerten Zündanlagen in Großgasmaschinen.

2.1. Kontaktgesteuerte und kontaktlose TSZ

Bei einer kontaktgesteuerten TSZ nach Bild 2 wird der Steuerstrom an der Basis im allgemeinen mit den üblichen Unterbrecherkontakten geschaltet. Der Funkenlöschkondensator am Zündverteiler entfällt dann, da der Unterbrecherkontakt in diesem Fall nur ohmsch mit etwa 1 A belastet wird. Weil an den Kontakten nur die Batteriespannung liegt, schalten sie rückzündungs- und lichtbogenfrei. Der Kontaktschleiß ist deshalb sehr gering, und es ergibt sich in der Praxis eine längere Kontaktlebensdauer als beim Betrieb mit SZ. Wegen der Abnutzung des auf dem Nocken gleitenden Ablenkteils ist eine kontaktgesteuerte TSZ jedoch nicht vollkommen wartungsfrei.

Bild 5 zeigt die Zündspannung U_Z in Abhängigkeit von der Funkenzahl bei einer TSZ und einer Spulenzündung. Die schraffierten Bereiche sagen folgendes aus: Bei hohen Drehzahlen streut die Zündspannung infolge Prellens der Kontakte; bei niedrigen Drehzahlen, also bei kleiner

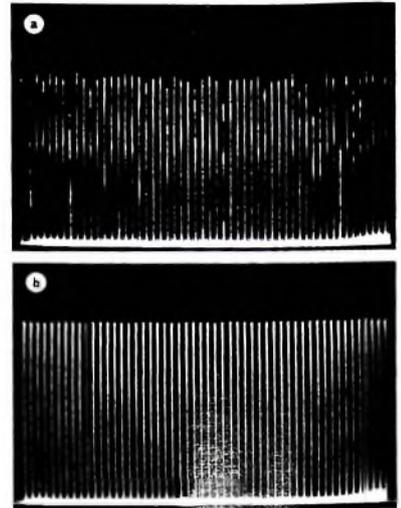


Bild 6. Oszillogramme der Zündspannung U_Z der SZ (a) und TSZ (b) bei niedriger Motordrehzahl (500 U/min, Grundlast 50 pF); Spitzen maximal etwa 30 kV

Kontaktöffnungsgeschwindigkeit, streut sie infolge von Rückzündungen der induzierten Primärspannung zwischen den Kontakten (Bild 6a). Ein Vorteil der TSZ ist, daß der schraffierte Bereich bei niedrigen Drehzahlen fortfällt (Bild 6b), wodurch sich ein günstigeres Startverhalten des Motors, besonders bei Kälte, ergibt. Die Streuung der Zündspannung bei hohen Drehzahlen bleibt bei der kontaktgesteuerten TSZ natürlich noch erhalten.

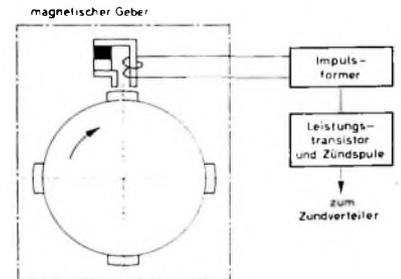


Bild 7. Prinzipschaltbild einer kontaktlos gesteuerten TSZ mit magnetischem Geber

Bei kontaktloser TSZ (Bild 7) fällt auch der Streubereich bei hohen Drehzahlen fort. Außer dem im Bild 7 dargestellten magnetischen Geber sind auch andere Gebersysteme möglich, zum Beispiel lichtelektrische oder trägerfrequente Systeme. Kontaktlos gesteuerte Anlagen sind wartungsfrei, und der Zündzeitpunkt ändert sich auch während einer langen Betriebszeit nicht.

Tab. I. Vergleich von mechanischem Unterbrecher und Transistoren in Zündanlagen

	mechanischer Unterbrecher	Ge-Transistor	Si-Transistor
maximale induzierte Primärspannung beziehungsweise Kollektor-Emitter-Spannung mit $R_{BE} = 5$ Ohm	500 V	80 V...120 V	bis 500 V
maximaler Primärstrom beziehungsweise Kollektorstrom	5 A	10 A (bis 25 A)	bis 10 A klein hoch
Stromverstärkung (Emitterschaltung)		groß	niedrig
Restspannung		niedrig	hoch
zulässige Kristalltemperatur		bis 110 °C	125 °C (bis 200 °C)

2.2. Zuverlässigkeit der TSZ, konstruktiver Aufbau, Einbau ins Kraftfahrzeug

Durch ein umfangreiches Erprobungsprogramm müssen die Halbleiterbauelemente für Zündanlagen auf ihre Zuverlässigkeit geprüft werden. Die Zuverlässigkeit spielt hier eine besonders wichtige Rolle, weil man schon aus Preisgründen sehr nahe an die Grenzbelastung der Halbleiter gehen muß. Von den besonderen Beanspruchungen im Kraftfahrzeug seien der große Temperaturbereich, die im Bordnetz übliche Schwankung der Batteriespannung und die erhebliche Schüttelbeanspruchung erwähnt. Auch nach längerer Ruhestrombelastung, das heißt, wenn bei stillstehendem Motor und geschlossenem Unterbrecherkontakt die Zündung versehentlich eingeschaltet war, muß die Zündanlage sofort betriebsfähig sein.

Unzulässige Überspannungen am Transistor verhindern die Zenerdiode D1 und der HF-Kondensator C0. Leistungstransistor und Zenerdiode werden heute schon speziell für Zündanlagen in einem gemeinsamen Gehäuse geliefert.

Im Handel erhältliche TSZ bestehen meistens aus drei getrennten Baueinheiten: Zündspule, Zündspulenwiderstand sowie Schaltgerät mit Leistungstransistor und den übrigen Bauelementen. Um mit möglichst wenigen Anschlußklemmen auszukommen, ist auch der Basiswiderstand in den gerippten Kühlkörper eingebaut. Die Kondensatoren und kleinen Widerstände sind auf einer gedruckten Platte angeordnet. Alle Bauelemente (einschließlich Leistungstransistor und Basiswiderstand) sind mit Gießharz umgossen (Bild 8). Dies ist vorteilhaft hinsichtlich der Schüttel-



Bild 8. Kontaktgesteuerte transistorisierte Spulenzündung (TSZ)

beanspruchung und des Schutzes der Bauelemente gegen unsachgemäßes Berühren. Beim Einbau ins Kraftfahrzeug ist darauf zu achten, daß das Schaltgerät an einer möglichst kühlen und gut wärmeableitenden Stelle angebracht wird. Man beachte genau alle Vorschriften und Angaben des Herstellers!

2.3. Betriebsverhalten der transistorisierten Spulenzündung

Eine TSZ hat gegenüber der konventionellen SZ erhebliche Vorteile bei niedrigen, niedrigsten und hohen Drehzahlen. Kontaktgesteuerte TSZ benötigen weniger Wartung als die SZ, jedoch sind nur kontaktlose Anlagen wartungsfrei. Der einmal eingestellte Zündzeitpunkt bleibt für viele Fahr-Kilometer konstant, das heißt, man fährt während einer langen Betriebszeit mit optimaler Zündeneinstellung, was eine

gewisse Benzinersparnis bringen kann. Weitere Vorteile sind das sehr gute Startverhalten auch bei Kälte, der gleichmäßige Leerlauf auch bei nicht betriebswarmem Motor und der bessere Rundlauf bei niedrigen Drehzahlen. Außerdem ist die Zündspannungsreserve im oberen Drehzahlbereich größer als bei SZ.

3. Thyristorzündung

Bei der Thyristorzündung handelt es sich um eine Hochspannungs-Kondensatorzündung (HKZ), deren Prinzipschaltung im Bild 9 dargestellt ist. Der Speicherkondensator C_S wird vom Ladeteil zum Beispiel auf U_S ≈ 400 V aufgeladen. Im Zündzeitpunkt schließt der Schalter S, und die in C_S gespeicherte Energie (etwa 80 mWs) gelangt über den Zündtransformator auf C₂, das heißt, an der Zündkerze entsteht die Zündspannung u₂.

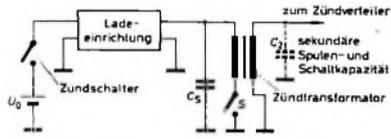


Bild 9. Prinzipschaltung einer Hochspannungs-Kondensatorzündung (HKZ)

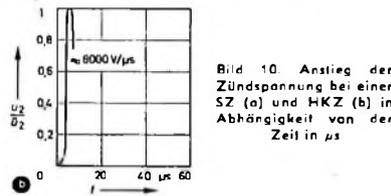
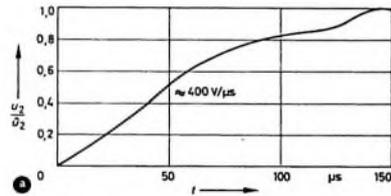


Bild 10. Anstieg der Zündspannung bei einer SZ (a) und HKZ (b) in Abhängigkeit von der Zeit in µs

Da die Energie von C_S über die Streuinduktivität des Zündtransformators auf C₂ umgeladen wird, hängen die Umladzeit und die Aufbauzeit der Zündspannung u₂ unter anderem auch von der Größe der Streuinduktivität, also von der Auslegung und vom Aufbau des Zündtransformators, ab. Bild 10 zeigt den Zündspannungs-

anstieg bei einer HKZ mit sehr kleiner Streuinduktivität sowie zum Vergleich den einer SZ.

Nach dem Schließen des Schalters S verläuft die Zündspannung u₂ nach der Funktion

$$u_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot U_S \cdot \frac{C_S}{C_S + C_2'} (1 - \cos \omega t) \quad (9)$$

Die Kupfer- und Eisenverluste sowie die Hauptinduktivität des Zündtransformators sind in Gl. (9) vernachlässigt. Die von der Sekundärseite auf die Primärseite transformierte Spulen- und Schaltkapazität ist

$$C_2' = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 \cdot C_2 \quad (10)$$

Mit $\cos \omega t = -1$ und $\dot{u}_2 = \omega_2/\omega_1$ wird nach einer halben Periode der Maximalwert der Zündspannung

$$\dot{u}_2 = 2 \cdot \dot{u}_w \cdot U_S \cdot \frac{C_S}{C_S + C_2'} \quad (11)$$

erreicht. Die Eigenfrequenz dieses Umladevorganges ist

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_S + C_2'}{L_1 \cdot C_S \cdot C_2'}} \quad (12)$$

Darin stellt L₁ · a die Streuinduktivität dar. Aus Gl. (11) kann man auch die Abhängigkeit der maximalen Zündspannung von C_S entnehmen. Zum Beispiel wird bei

$$C_S = C_2' \text{ (Anpassungsfall)}, \quad (13)$$

$$C_S = 3 \cdot C_2' \text{ und} \quad (14)$$

$$C_S = 1/3 \cdot C_2' \quad (15)$$

die Zündspannung

$$\dot{u}_2 = \dot{u}_w \cdot U_S, \quad (13a)$$

$$\dot{u}_2 = 1,5 \cdot \dot{u}_w \cdot U_S \text{ und} \quad (14a)$$

$$\dot{u}_2 = 0,5 \cdot \dot{u}_w \cdot U_S. \quad (15a)$$

Die Zündspannung \dot{u}_2 erreicht in diesem Beispiel also einmal das 1,5fache und ein anderes Mal nur die Hälfte des Wertes für den Anpassungsfall C_S = C₂'. Daraus ergibt sich, daß der Speicherkondensator C_S mit Rücksicht auf die meistens nicht genau bekannte sekundäre Schaltkapazität im Kraftfahrzeug nicht zu klein gewählt werden darf.

Eine Thyristorzündung mit einem Zündtransformator, der ähnlich dimensioniert ist wie die konventionelle Zündspule, hat einen dynamischen Innenwiderstand von 200 bis 250 kOhm. Eine HKZ mit extrem kleinem Innenwiderstand erreicht etwa 50 kOhm (die TSZ und SZ haben etwa 500 kOhm Innenwiderstand).

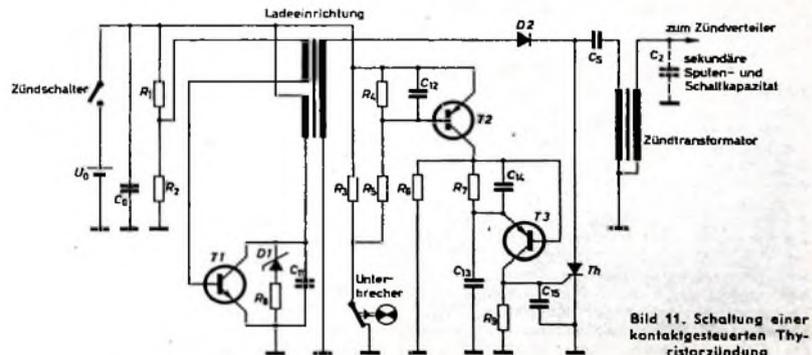


Bild 11. Schaltung einer kontaktgesteuerten Thyristorzündung

3.1. Schaltungsmöglichkeiten und konstruktiver Aufbau der Thyristorzündung

Bild 11 zeigt die Schaltung einer Thyristorzündung. Die Ladeeinrichtung ist ein Einkontakt-Gleichspannungswandler mit Einweggleichrichtung auf der Sekundärseite. Die Eigenschaften der Ladeeinrichtung bestimmen weitgehend die Abhängigkeit der Zündspannung u_z von der Funkenzahl. Als Ladeteil kann auch ein Gegentakt-Gleichspannungswandler mit Brücken- oder Mittelpunktleiterschaltung verwendet werden. Der Zündtransformator hat ein Übersetzungsverhältnis von 60 bis 100. Ein kurzer positiver Stromimpuls am Steueranschluß des Thyristors Th bestimmt den Zündzeitpunkt [6]. Der Stromimpuls wird beim Öffnen des Unterbrecherkontaktes ausgelöst. Belastung und Lebensdauer der Kontakte entsprechen etwa denen bei der kontaktgesteuerten TSZ. Die Stromimpulsbelastung des Thyristors ist groß, was sorgfältige Überlegungen erfordert. Das RC-Glied R_7, C_{13}, C_{14} unterdrückt Prellimpulse, die bei hohen Drehzahlen beim Schließen des Unterbrecherkontaktes zu ungewollten Zündungen des Thyristors führen können.

Für eine kontaktlose Thyristorzündung eignen sich die gleichen Gebersysteme wie bei der TSZ. Die Thyristorzündung muß wie jede Zündanlage bei den im Motorraum des Kraftfahrzeuges vorkommenden Umgebungstemperaturen und auch noch bei reduzierter Batteriespannung (Kaltstart) einwandfrei funktionieren.

Thyristorzündanlagen bestehen meistens aus zwei getrennten Baueinheiten, und zwar aus dem Zündtransformator und dem Schaltgerät mit Thyristor und Ladeeinrichtung. Für den Einbau ins Kraftfahrzeug gelten ähnliche Regeln wie bei der TSZ.

3.2. Betriebsverhalten der Thyristorzündung

Für die geringen Wartungsansprüche, das günstige Startverhalten und die größere

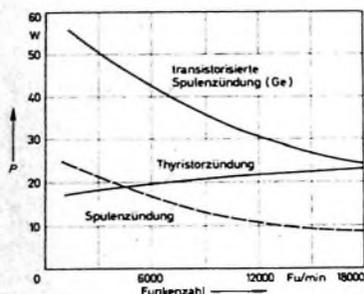


Bild 12. Leistungsaufnahme von Ge-TSZ. Thyristorzündung und SZ in Abhängigkeit von der Funkenzahl (12-V-Anlage)

Zündspannungsreserve gilt das gleiche wie für die TSZ. Bei einer Thyristorzündung mit dem Ladeteil nach Bild 11 kann die Leistungsaufnahme an die Funkenzahl angepaßt werden (Bild 12). Das läßt sich aber auch bei der TSZ erreichen, besonders bei kontaktlosen Anlagen. Da die Funkendauer bei der HKZ je nach Auslegung mehr oder weniger kürzer ist als bei der TSZ und SZ, können bei Teillast Verbrennungsaussetzer auftreten. Das kann man jedoch durch Vergrößerung des Elektrodenabstandes der Zündkerzen des Motors verhindern, weil dann ein größeres Volumen durch den Funken erfaßt

wird. Dabei muß aber die Zündanlage für den höheren Zündspannungsbedarf ausgelegt sein. Bild 13 zeigt die Zündspannung in Abhängigkeit von der Funkenzahl und Bild 14 die Spannung an der Zündkerze bei einer HKZ mit extrem kleinem Innen-

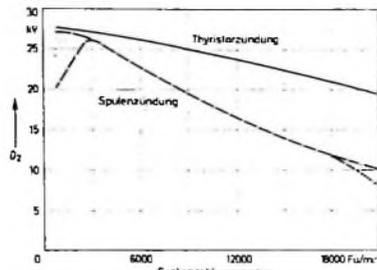


Bild 13. Zündspannung u_z bei einer kontaktgesteuerten Thyristorzündung und einer Spulenzündung in Abhängigkeit von der Funkenzahl (Grundlast 50 pF)

widerstand und bei einer SZ. Sogenannte Folgefunkens sind bei dieser HKZ nicht vorhanden.

Die Zuverlässigkeit sorgfältig ausgelegter elektronischer Zündanlagen ist erwiesen, und auch im Renneinsatz haben sie sich unter extremen Bedingungen bewährt. Ihr verhältnismäßig hoher Preis hat eine breitere Einführung aber bisher noch verhindert.

Kurz zusammengefaßt kann man als Vorteile der Transistorzündung nennen: keine Rückzündungen am Unterbrecherkontakt, deshalb auch bei Kälte besseres Starten; bei entsprechender Auslegung mehr Zündspannungsreserve bei hohen Drehzahlen; lange Lebensdauer der Unterbrecherkontakte, also wenig Wartung; kontaktlose Zündanlagen sind wartungsfrei; gleichmäßige Motorleistung, weil über eine lange Betriebszeit keine Veränderung der Zünd-einstellung eintritt.

Die Thyristorzündung bietet ebenfalls die bei der Transistorzündung angegebenen

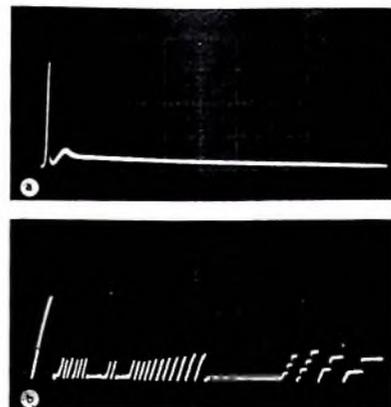


Bild 14. Oszillogramme der Spannung an der Zündkerze bei einer HKZ (a) und einer SZ (b); 3 kV beziehungsweise 100 μ s je Teilung

Vorteile. Außerdem ist sie unempfindlicher gegen Nebenschlüsse, und auch bei hohen Drehzahlen tritt keine Streuung von u_z infolge Prellens der Unterbrecherkontakte auf (s. auch Bild 13).

Schrifttum

- Dausinger, F.: Die elektrische Zündung von Ottomotoren; Autom. techn. Handbuch, 1. Band, 18. Aufl., Berlin 1965, Techn. Verlag Cram.
- Ißler, J.: Batteriegespeiste Zündenergiequellen für fremdgezündete Motoren Bosch Techn. Ber. Bd. 1 (1966) Nr. 5, S. 256 bis 264.
- Söhner, G.: Zündanlagen mit Halbleiterbauelementen, Teil 1. Motortechn. Z. Bd. 24 (1963) Nr. 9, S. 291-295.
- Dosse, J.: Der Transistor 4. Aufl., München 1962, Oldenbourg.
- Söhner, G.: Zündanlagen mit Halbleiterbauelementen, Teil 2. Motortechn. Z. Bd. 24 (1963) Nr. 12, S. 439-443.
- Weihl, J.: Thyristoren, Wirkungsweise und Kenndaten. Elektronik Bd. 15 (1966) Nr. 3, S. 65-67.

Persönliches

Th. Boveri 50 Jahre bei BBC

Dipl.-Ing. Dr.-Ing. E. h. Theodor Boveri, Vizepräsident der Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Cie. Baden (Schweiz), und ehemaliger langjähriger Aufsichtsratsvorsitzender der Brown, Boveri & Cie AG, Mannheim, kann auf eine 50jährige Tätigkeit im Brown-Boveri-Konzern zurückblicken. Der älteste Sohn des Mitgründers der BBC trat am 14. September 1917 nach bestandenen Diplomexamen an der Technischen Hochschule Karlsruhe als Bahnmotorenkonstrukteur in das väterliche Unternehmen ein. Er wurde Direktor der Verkaufsabteilung für Bahnen, Direktor aller technischen Abteilungen, im Jahre 1946 Delegierter des Verwaltungsrates der Schweizer Muttergesellschaft und 1961 dessen Vizepräsident. Der Aufstieg der BBC zu einem Weltunternehmen der Elektrotechnik ist nicht zuletzt ihm zu verdanken.

Th. Boveri, der am 27. November 1967 75 Jahre alt wird, trat am 1. Oktober von seinem Amt als Delegierter der AG Brown, Boveri & Cie zurück.

H. W. Heer trat in den Ruhestand

Am 1. Oktober trat Hans Werner Heer, Oberingenieur und Prokurist bei Nordmende, im 72. Lebensjahr in den verdienten Ruhestand. Seine berufliche Tätigkeit begann er nach dem Studium in Kälhen/An-

halt bei Siemens und Halske (Projektabteilung), ging dann zur Firma Sachsenwerke (Hochspannungs-Prüfleitler; Planung und Leitung des Radioprüfelfeldes) und 1929 zur Dresdener Firma Radio Mende (Entwicklungsabteilung). Nach dem 2. Weltkrieg siedelte er nach Bremen über und gehörte dort vom Gründungstag der Norddeutschen Mende Rundfunk an zu den Aufbaukräften. Nicht zuletzt seiner Tätigkeit ist es zu verdanken, daß im Nordmende-Werk schon sehr frühzeitig eine eigene Meßgeräteentwicklung und Fertigung entstand. Bis zu seinem Ausscheiden leitete er das Materialprüfwerk und die Normenabteilung für sämtliche Produktionsbereiche.

F. Nürk 60 Jahre

Am 31. Oktober 1967 wurde der Geschäftsführer der Firma Richard Hirschmann, Radartechnisches Werk in Eßlingen, Erster Direktor Fritz Nürk, 60 Jahre. Am 31. 10. 1907 wurde er in Denkendorf bei Eßlingen geboren und erlernte nach dem Abschluß der Realschule in Eßlingen den Kaufmannsberuf. Als erster Mitarbeiter von Richard Hirschmann trat er im März 1929 in den damaligen Einmannbetrieb ein, erhielt 1939 Handlungsvollmacht, 1941 Einzelprokura und wurde 1953 zum Direktor ernannt. Als Erster Direktor der vier deutschen Hirschmann-Werke und des österreichischen Tochterwerkes trägt F. Nürk die Verantwortung für die Führung der Geschäfte und hat sich um den Aufstieg und den Ruf des Unternehmens, das heute rund 3000 Mitarbeiter beschäftigt, außerordentliche Verdienste erworben.

Meßgerätekombination für Drehzahl und Öltemperatur

Im folgenden wird die Kombination zweier Meßgeräte für Kurbelwelldrehzahl und Motoröltemperatur bei Kraftfahrzeugen beschrieben. Mit der Anordnung kann man außerdem die Zündeneinstellung und die Bordnetzspannung überprüfen.

1. Öltemperaturanzeige

Bei dieser Schaltung (Bild 1) wird die Widerstandsänderung eines am Ölmeßstab

7... 7,5 V, bei 12-V-Anlagen 14... 15 V betragen (Bordnetzspannung während der Fahrt). Bei langsamer Erwärmung des Öls wird zunächst der Nullabgleich für 60 °C vorgenommen. Danach kann man das Öl schnell unter Umrühren für den Vollausschlag (140 °C) erwärmen. Während es wieder abkühlt, nimmt man die erste Markierung der Zwischenwerte vor. Ein nochmaliges langsames Erwärmen bis auf

turschwankungen. Die Zenerdiode *D* 5 stabilisiert die Kollektorspannung von *T* 2, wodurch eine praktisch spannungsunabhängige Drehzahlmessung erreicht wird. Der Anzeigefehler der so kompensierten Schaltung ist im ganzen Bereich von 5,5 bis 8,5 V \leq 0,5 %. Gegenüber +20 °C trägt der Anzeigefehler bei +60 °C Umgebungstemperatur etwa +1 %.

Zur Eichung kann man den Eichzusatz nach Bild 3 verwenden, der eine Frequenz von 50 Hz bei passender Impulshöhe liefert. Dabei ist unbedingt auf richtige Polung des Netzanschlusses (wenn möglich, sollte man sicherheitshalber einen Trenntransformator verwenden) und der Diode zu achten. Ist der Eichzusatz angeschlossen, dann wird *R* 16 so eingestellt, daß der Zei-

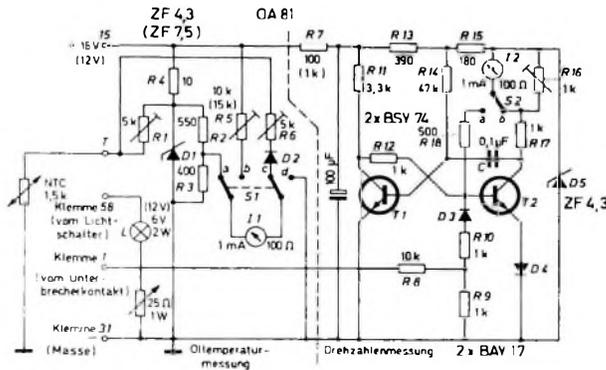


Bild 1. Schaltung des kombinierten Meßgeräts; die eingeklammerten Werte gelten für 12-V-Betrieb

Tab. I. Werte für Kondensator *C* und Drehzahl-eichpunkte

Zahl der Zylinder	Takt-Zahl	<i>C</i> μ F	Eichpunkt bei <i>C</i> /min
1	2	0,2	3000
2	2	0,1	1500
3	2	0,1	1000
1	4	0,33	6000
2	4	0,2	3000
4	4	0,1	1500
6	4	0,1	1000

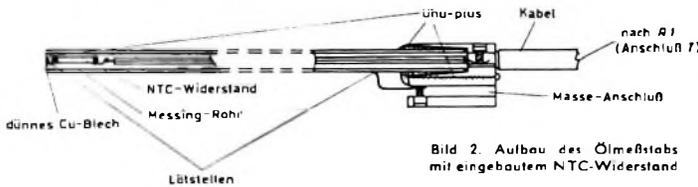
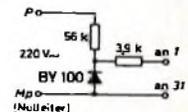


Bild 2. Aufbau des Ölmeßstabs mit eingebautem NTC-Widerstand

Bild 3. Eichzusatz; die Anschlüsse 1 beziehungsweise 31 sind für Eichung mit den in gleicher Weise bezeichneten Klemmen des Meßgeräts zu verbinden



befestigten NTC-Widerstands in Verbindung mit einer Brückenschaltung (*R* 1, *R* 2, *R* 3) zur Anzeige der Öltemperatur herangezogen. Dabei dient *R* 1 zum Brückenabgleich (Einstellung der anzuzeigenden Anfangstemperatur) und *R* 6 zur Einstellung des Vollausschlags. Die Diode *D* 2 bewirkt, daß das Meßinstrument bei Temperaturen unterhalb der Anfangstemperatur stromlos bleibt. Die Stabilisierungswirkung der Zenerdiode *D* 1 ist bei 6-V-Betrieb nicht besonders gut, da Zenerdioden mit so niedriger Durchbruchspannung einen relativ hohen differentiellen Widerstand haben. Der Schalter *S* 1 ermöglicht die Umschaltung zur Kontrolle der Batteriespannung. Die Messung der Öltemperatur wird durch die Öffnung für den Ölmeßstab in der Ölwanne vorgenommen. Dazu ist es im allgemeinen erforderlich, den NTC-Widerstand am Fuß eines Messingrohres (6 mm Durchmesser) von der Länge des Ölmeßstabes einzulöten (Bild 2) und dieses Messingrohr als Ölmeßstab zu benutzen.

Wegen der gekrümmten Kennlinie des NTC-Widerstandes und der Diode *D* 2 muß die Skala Punkt für Punkt geeicht werden. Es genügen die Werte 60 °C (Anfangstemperatur), 80 °C, 100 °C, 120 °C und 140 °C Vollausschlag. Zur Eichung verwendet man ein Ölbad, in das der neue Meßstab und ein geeignetes Thermometer eingebracht werden. Die Anschlußspannung sollte bei der Eichung für 6-V-Anlagen

140 °C ergibt wegen der unterschiedlichen Trägheit von Thermometer und Ölmeßstab eine zweite Markierung. Der Mittelwert zwischen beiden Markierungen wird für die endgültige Skala benutzt, die man nun auf nicht zu dickes Papier zeichnen kann. Zur Spannungskontrolle wird *R* 5 so eingestellt, daß der Vollausschlag bei 9 V beziehungsweise 18 V liegt; hierfür ist die Skalenteilung natürlich linear.

Die Skalenbeleuchtung kann mit einem Regelwiderstand, der in Fahrerreichweite beispielsweise unter dem Armaturenbrett befestigt ist, der Umgebungshelligkeit angepaßt werden. Ist das nicht erwünscht, so ergibt ein 10-Ohm-Widerstand in der Zuleitung eine mittlere Beleuchtungsstärke.

2. Elektronischer Drehzahlmesser

Bei Kraftfahrzeugen mit Batteriezündung steht am Unterbrecherkontakt eine Impulsfolge mit drehzahlproportionaler Frequenz zur Verfügung. Da die Impulsbreite von der jeweiligen Einstellung des Unterbrecherkontakts und von der Drehzahl abhängig ist, muß zur einwandfreien Meßinstrumentenanzeige eine Formung der Impulse vorgenommen werden. Das geschieht in dieser Schaltung durch eine monostabile Kippstufe, deren Funktionsweise hier nicht näher erläutert werden soll.

Durch die Diode *D* 4 ist die Schaltung weitgehend unempfindlich gegen Tempera-

ger auf dem betreffenden Eichpunkt steht. Die Skala kann vorher linear unterteilt gezeichnet werden. Je nach Zylinder- und Taktzahl ergeben sich die Tab. I zu entnehmenden Werte für *C* und die Lage des Eichpunktes.

Der Umschalter *S* 2 ermöglicht eine Kontrolle der Zündeneinstellung. Es wird zweckmäßigerweise ein Erfahrungswert bei richtig eingestellter Zündung auf der Skala markiert. Ist eine Zündkontrolle nicht erwünscht, dann können *R* 8 und *S* 2 entfallen.

3. Aufbau

Da das Gerät auf dem Armaturenbrett untergebracht werden sollte, wurden zwei



Bild 4. Frontansicht des Kombinationsmeßgeräts

Mikroelektronik im Auto¹⁾

Schon für 1975 wird dem Autofahrer in den USA ein in vielen Einzelheiten von mikroelektronischen Bauteilen bestimmtes Fahrzeug angekündigt. Ob es sich um angenehme Temperatur, an das Fahrgeräusch angepaßte Lautstärke der unterhaltenden Musik, Warnungen bei zur Neige gehenden Vorräten an Kraftstoff, Öl oder Wasser, zu hoher Geschwindigkeit, zu dichtem Auffahren oder um die optimale Scheibenwischergeschwindigkeit handelt - alle Funktionen werden mit Hilfe elektronischer Mikroschaltungen erfüllt. Für 1972 rechnet man bereits mit dem Einsatz von 10 bis 20 Integrierten Schaltkreisen je Fahrzeug.

Integrierter Spannungsregler
Die erste Anwendung für Integrierte Schaltungen wird ein Spannungsregler (etwa $0,8'' \times 1,4''$) für die Drehstromlichtmaschine sein. Damit kann man eine Regelgenauigkeit von etwa 100 mV gegenüber 1,5 V für die elektromechanische Version einhalten. Mit Hilfe eines negativen Temperaturgangs ist auch die Anpassung der Ladespannung an die Batterietemperatur erreichbar. Die Kosten werden bei 1 bis 2 Dollar je Stück liegen. Bei Fairchild schlug man die Hybridtechnik unter Anwendung von Dickfilmbauteilen, bei Westinghouse dagegen eine rein monolithische Lösung vor.

Elektronischer Drehzahlmesser
Obwohl bisher fast nur Sportwagen mit Drehzahlmessern ausgestattet sind, erwartet man ab 1968 die verstärkte Anwendung in Pkw's aller Art. Die bekannte Schaltung mit einem von den Zündimpulsen gesteuerten monostabilen Multivibrator läßt sich gut integrieren. Musterausführungen sind bei Chrysler und bei Ford in Erprobung.

Elektronische Zündung
Ab etwa 1968 wird Ford wahlweise eine kontaktlos gesteuerte Zündanlage mit diskreten Germaniumhalbleitern anbieten. Als Impulsegeber wird ein System nach dem Prinzip der Veränderung des magnetischen Leitwerts verwendet. Der zwischen dem Geber und dem Leistungstransistor (oder Thyristor) liegende Impulsverstärker läßt sich leicht integrieren. Schwierigkeiten bereitet noch der Preis des Leistungshalbleiters. Sowohl Ford als auch Chrysler sind bereit, bei Integrierten Schaltungen bis zu 5 Dollar über den Preis konventioneller Zündanlagen hinauszugehen. Wahrscheinlich wird der Impulsverstärker in monolithischer Technik ausgeführt. Derzeit liegen die Kosten noch um 10 Dollar über denen konventioneller Lösungen.

Unterhaltung im Auto
Ein großer Anwendungsbereich ist auch in dem Sektor „Unterhaltung“ zu sehen. Die Anlage soll aus AM/FM-Empfänger so-

¹⁾ Nach einem Referat von Dr. William R. Hugle, Präsident der Hughes Industries, Sunnyvale, Calif./USA, auf der IEEE Automotive Conference in Detroit, Mich./USA (21. bis 22. 9. 1967).

Die Hughes Industries ist eine junge amerikanische Firma, die sich vor allem mit der Entwicklung und Fabrikation von Spezialgeräten für die Halbleiterfertigung und mit Beratungsaufgaben befaßt.



Bild 5. Blick durch die Windschutzscheibe in das Gerüst bei abgenommener Abdeckhaube; in der Mitte zwischen den Instrumenten erkennt man die Skalenlampe

handelsübliche Profillinstrumente „EW-16“¹⁾ nebeneinander in ein passend angefertigtes Gehäuse eingesetzt (Bild 4). Rechts und links neben den Instrumenten ist gerade noch so viel Platz gelassen (Bild 5), daß die auf zwei kleinen Pertinaxbretchen aufgebauten Schaltungen unterzubringen waren.

Das Gehäuse wurde aus 1 mm dickem Aluminiumblech hergestellt. Es besteht aus der Grundplatte mit einem ringum angewinkelten 8 mm hohen Rand, der Frontplatte, die die Ausschnitte für die Instrumente und Miniaturschalter enthält, und der Abdeckhaube, die aus einem Stück gefertigt ist. Frontplatte und Abdeckhaube werden mit Gewindeschrauben (verchromte Linsenkopfschrauben M3 mit Rosetten) am angewinkelten Rand der Bodenplatte befestigt. Die zugehörigen Muttern werden mit Uhu-plus innen am Rand der Bodenplatte angeklebt. Um ein ansprechendes Aussehen des Gehäuses zu erhalten, wurde die Frontplatte mit Skai beklebt und die Abdeckhaube nach Abpolsterung mit 20 mm dickem Schaumgummi an allen Seiten mit Skai überzogen. Dabei ist es zweckmäßig, den Überzug um die Unterkante der Abdeckhaube herumzukleben, wodurch ein Nachrutschen vermieden wird. Um das Durchbohren des Armaturenbrettes zu vermeiden, wurde das Gehäuse mit doppelseitigem Kleband auf dem Armaturenbrett großflächig befestigt. Als Anschlußkabel ist eine fünfadrigere Flachleitung geeignet, wie sie für Fernsteuerzwecke verwendet wird. Die Verlegung kann häufig unmittelbar neben den immer vorhandenen Lüftungsschlitzen erfolgen. Bild 6 zeigt die beiden Schaltplatten. Wem die Herstellung der gedruckten Schaltung zu mühsam ist, der kann auch eine feine Lochrasterplatte (Lochdurchmesser 1 mm; Rastermaß 2,5 mm) verwenden und die Leiterbahnen der Schaltplatte mit blankem Schmelzdraht nachbilden. Die Bauelemente werden dann wie auch bei der gedruckten Schaltung von oben durch die nicht beschaltete Seite der Platte hindurchgesteckt und von unten angelötet.

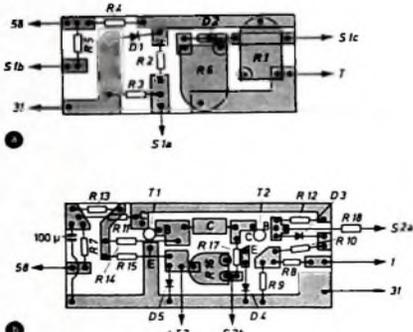


Bild 6. Aufbau der Platinen (Maßstab 1:2); a) Öltemperaturmesser, b) Drehzahlmesser

Die gesamte Breite des Gehäuses ist 191 mm, die Tiefe 85 mm. Die weiteren Gehäusemaße (Höhe vorn und hinten) richten sich im wesentlichen nach der Neigung des Armaturenbrettes und sind zweckmäßigerweise so zu wählen, daß die nebeneinanderliegenden Instrumente gut im Blickfeld liegen.

¹⁾ „Clear plastic panel meter model EW-16“ von KEW (Kyoritsu Electrical Works), Japan; im Fachhandel (Versandgeschäfte) zum Preis von etwa je 20 DM erhältlich

Integrierte Schaltkreise in der Auto-Elektronik

Die englische Firma A. B. Metal Products Ltd. hat ein weiteres Anwendungsgebiet ihrer Integrierten Schaltkreise in Dickfilmtchnik erschlossen; sie sind in dem elektronischen Regel- und Steuerungsteil einer Drehstromlichtmaschine (28 A) für Kraftfahrzeuge enthalten, die anlässlich der Londoner Automobil-Ausstellung von der Firma J. Lucas gezeigt wurde.

A. B. Metal Products Ltd. beabsichtigt, in Zukunft unter dem Namen A. B. Electronics Components Ltd. zu firmieren. In Deutsch-



land wurde die Tochtergesellschaft A. B. Elektronik GmbH, Werne a. d. Lippe, gegründet. Das dort im Bau befindliche Werk wird im Dezember dieses Jahres bezogen und vorerst die Fabrikation von Potentiometern, Drucktasten- und Drehschaltern aufnehmen.

wie einem Stereo-Magnettongerät bestehen, wofür insgesamt acht Integrierte Schaltungen benötigt werden. Mit einer neunten ist auch die automatische Lautstärkeregelung in Abhängigkeit vom Fahreräuschpegel möglich. General Motors will von ihrer Tochtergesellschaft Delco-Remy 20 Millionen lineare IC's pro Jahr für die Unterhaltung im Auto fertigen lassen.

Mehrzweck-Bausteine

Bei mit wenigen Bauelementen zu lösenden Aufgaben ist es wirtschaftlich, mehrere Funktionen in einer Integrierten Schaltung zu kombinieren. Hierher gehören beispielsweise Blinkgeber, Heizungs- und Lüftungsregler, Dämmerungsschalter für die Fahrzeugbeleuchtung, Scheibenwischerautomatik usw.

Check-out-System

Großes Interesse besteht an einem kombinierten Sicherheits- und Anzeigesystem, das es dem Fahrer ermöglicht, sowohl unterlassene Sicherheitsmaßnahmen (nicht angelegte Sicherheitsgurte, unverriegelte Tür oder Motorhaube) als auch technische Fehler sofort und selektiv zu erkennen. Die Autoindustrie scheint bereit, etwa 1 Dollar je angezeigter Funktion zu zahlen, wobei mit insgesamt 8 bis 10 Funktionen gerechnet wird.

Geschwindigkeits- und Wegmesser

Auch für Tachometer und Kilometerzähler kommen elektronische Lösungen in Betracht. Bis hin zur MOS-Logik mit Ziffernanzeigeröhren sind viele Vorschläge gemacht worden. Marktuntersuchungen haben aber gezeigt, daß erst bei einem Preis von 5 Dollar etwa 2 Millionen Tachometer abzusetzen wären, bei 2 Dollar sogar mehr als 9 Millionen.

Kraftstoffeinspritzung

Das wegen der optimalen Verbrennungssteuerung als wichtig angesehene Benzineinspritzsystem wird nach Ansicht von Hügler-Experten nicht vor etwa fünf Jahren größeren Eingang bei der Automobilindustrie finden. (Für den Export hat das Volkswagenwerk die Serienfertigung einer elektronisch gesteuerten Einspritzanlage für den VW 1600 bereits im Sommer 1967 aufgenommen; s. a. S. 844-845. Die Red.)

Sicherheitssystem gegen Schleudern

Nach dem Abschluß der Erprobungen werden die meisten Automobilhersteller ein Sicherheitssystem gegen Schleudervorgänge in die Modelle des Jahres 1969 einbauen. Dieses als besonders wichtig angesehene und in der Luftfahrt schon eingeführte System enthält neben integrierten Auswerteschaltungen auch Thyristoren und greift selektiv in das Bremssystem des Fahrzeugs ein.

Elektronisch gesteuertes Getriebe

General Motors plant für 1971 die Fertigung von elektronisch gesteuerten automatischen Getrieben unter Verwendung von Integrierten Schaltungen. Der Ersatz der bisher üblichen Hydraulik durch ein Automatikgetriebe vom Chaparral-Typ erfordert eine elektronische Logik von etwa 22 Bausteinen, die gegenwärtig etwa 35 Dollar kostet. Delco hofft aber, den Preis bis 1971 auf ungefähr 4 Dollar senken zu können.

Servicefragen

Die steigende Komplexität der technischen Ausstattung von Kraftfahrzeugen erlaubt es nicht – und das ist schon heute klar erkennbar –, Fehlersuche und Reparaturen in herkömmlicher Weise fortzuführen. Selbst in Fortbildungskursen geschulte Fachkräfte können diese Aufgabe nicht bewältigen. Die guten Erfahrungen, die Ford mit seinen Service-Zentren machte, werden dazu führen, zumindest die Fehlersuche zu automatisieren. Wegen der Vielzahl möglicher Parameterkombinationen wird man dazu Computer einsetzen. Zur Verbindung des Rechners mit den Funktionsgruppen im Kraftfahrzeug soll dieses serienmäßig mit einer genormten Steckverbindung und – soweit es sich um mechanische Baugruppen handelt – mit Meßwertaufnehmern ausgerüstet werden.

Zukünftige Entwicklungen

Zu den noch im Planungs- beziehungsweise Versuchsstadium befindlichen Entwicklungen gehört auch das vollautomatisch geführte Automobil mit Geschwindigkeitsregelung und Hinderniserkennung. Obwohl Kosten und auch Raumbedarf einer entsprechenden Ausrüstung noch enorm hoch sind, hofft man, die Elektronik mit Hilfe der Integrationstechniken so zu verkleinern und so verbilligen, daß ein derart hoher Automatisierungsgrad in absehbarer Zeit realisierbar ist. Als Zwischenstufe sind Lösungen geplant, die eine

automatische Geschwindigkeitsanpassung in Abhängigkeit von den Straßenverhältnissen (Kurven, Steigungen usw.) sowie von der Verkehrslage einschließen.

Auch der Elektroantrieb von Kraftfahrzeugen ist immer wieder Gegenstand von Überlegungen und Projekten der Automobilhersteller. Eine besonders starke Motivation für die Entwicklung von Elektroautos findet man in Japan. Der Aktionsradius liegt im Mittel bei etwa 100 km je Batterieladung, und die wirtschaftlichste Geschwindigkeit bei 40 bis 60 km/h. Die Steuerung des Motors (90 V, 6 kW) erfolgt über einen Thyristor, der seinerseits off von einem verhältnismäßig einfachen Logikbaustein angesteuert wird. In den USA nimmt man gegenwärtig an, daß das Elektroauto das Zweitfahrzeug der amerikanischen Durchschnittsfamilie werden könnte. Es ist auch geplant, Parkuhren mit einem Anschluß für die Batterieladung zu kombinieren.

Alles zusammengenommen, sieht man in der Automobilindustrie einen der großen Absatzmärkte für die Halbleiterhersteller. Neben den gegenwärtig am meisten engagierten Firmen Fairchild, Motorola und Westinghouse, die Aufträge für jeweils etwa 150 000 Baugruppen erhielten, zeigen auch andere Hersteller wie Texas Instruments und General Instrument verstärktes Interesse an der Entwicklung integrierter Schaltungen für die Automobilindustrie. Gu

G. SCHMIDT

Magnetische Bildaufzeichnung

Eine moderne Fernsehstudio-Technik

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd 22 (1967) Nr. 21, S. 818

7. Schneiderverfahren

Bei der magnetischen Bildaufzeichnung kennt man drei Schneiderverfahren.

7.1. Mechanisches Schneiderverfahren

Das Band wird an der Kontrollspurkante mittels einer Eisensuspension entwickelt und mit einer Schneidvorrichtung auf dem sichtbar gemachten Schneideimpuls geschnitten. Die ausgeführten Schnitte zeichnen sich bei entsprechender Erfahrung durch besondere Stabilität aus.

7.2. Mechanisch-elektronisches Schneiderverfahren

Dieses Verfahren ist das bisher gebräuchlichste und üblichste. Eine Videoband-Schneideeinrichtung ermöglicht das Abtasten und Sichtbarmachen der Kontrollspur. Mittels eines rotierenden Kopfes wird die Bandunterkante abgetastet und die Kontrollspur auf einem kleinen Oszillografen sichtbar gemacht. Ein in der Schneidelehre befindlicher Motor erzeugt einen Vergleichsimpuls (Sinus), auf dessen einer Flanke der Schneideimpuls zur Dekkung gebracht wird (Bild 21), so daß dann der Schnitt vorgenommen werden kann.

7.3. Electronic Editor

Der Electronic Editor ist ein Zusatzgerät zum Zwecke des sogenannten elektronischen Schneidens. Es wird dabei kein mechanischer Schnitt vorgenommen, sondern in die Originalaufzeichnung hineingelöscht und neu aufgezeichnet. Man benötigt bei diesem Verfahren immer zwei Magnetbandmaschinen. Beim Einblenden von Inserts (Einfügungen) ist nur eine Maschine erforderlich.

8. Tonteil (Audio und Cue)

Zum Aufsprechen oder Wiedergeben der Tonspur (Audio) und der Merkspur

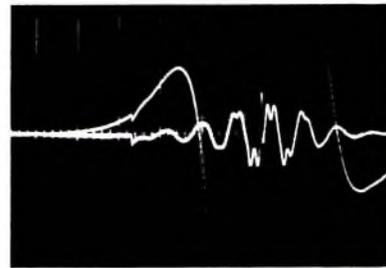


Bild 21. Kontrollspur mit Schneideimpuls; zur besseren Sichtbarmachung befindet sich der Schneideimpuls links vom Vergleichsimpuls

(Cue) sind die entsprechenden Aufnahme- und Wiedergabeverstärker vorhanden, die den Tonbereich von etwa 40 Hz bis 15 kHz und den Merkspurbereich ab 250 Hz bis etwa 8 kHz übertragen. Abweichungen von ± 2 dB beziehungsweise ± 3 dB sind als Toleranz zulässig.

Die Erzeugung der Lös- und der Vormagnetisierungsspannung muß ebenfalls gewährleistet sein. Die Lös- und die Vormagnetisierungsspannung hat im allgemeinen eine Frequenz von 100 kHz und einen Pegel von etwa 500 V_{SS}. Sie löscht während des Aufzeichnungsvorganges das Band von Ober- zu Unterkante. Darum befindet sich der Hauptlöschkopf (Head master erase) mechanisch vor den Videoköpfen.

Audio- und Cue-Spur können getrennt gelöscht und anschließend besprochen werden. Bei den RCA- und den Fernseh-GmbH-Maschinen besteht die Möglichkeit der Hinterbandkontrolle für Audio und Cue. Man kann daher schon beim Aufzeichnen die Ton- und die Merkspur überprüfen. Neuerdings haben die Ampex-Maschinen „VR 2000“ ebenfalls Abhörköpfe für die Hinterbandkontrolle.

9. Mechanisch-lufttechnischer Teil

Zum mechanisch-lufttechnischen Teil zählen die Kopffaggregate, die Vakuumherzeugung, die Kühllufterzeugung und die übrige Mechanik der Maschine. Bandführung und

fällig in die Bandoberfläche ein. Die Tip Projection der Videoköpfe ist etwa 3 bis 4 mils (1 mil = 24,5 µm). Ist der Kopfvorsprung unter 1 mil abgeschliffen, dann sind die Köpfe unbrauchbar.

Der Banddruck erfolgt automatisch und kann auch von Hand geregelt werden.

Es sind zwei Arten von Videoköpfen in Gebrauch, und zwar kugelförmige (Ampex „VR 1000 C“) und luftgelagerte (Ampex „VR 2000“, RCA, Fernseh GmbH) Videokopfsysteme. Die luftgelagerten Videoköpfe zeichnen sich durch einen ruhigeren Lauf aus, was sich auch servotechnisch bemerkbar macht.

Der Kopfmotor ist ebenso wie die einzelnen Einschübe und die röhrenbestückten Kopfkassetten luftgekühlt. Kühlluft- und Vakuumherzeugung erfolgen in der Maschine.

Zu den Kopffaggregaten gehören noch der Hauptlöschkopf, der vor der Kopfradeinheit angebracht ist, die Audio/Cue-Löschköpfe, die Audio/Cue-Aufnahme/Wiedergabeköpfe und die Abhörköpfe für die Hinterbandkontrolle.

Die mechanischen Einrichtungen der Anlage sind umfangreich. Die Bandteller sind entweder horizontal oder schräg angeordnet. Es werden getrennte Ab- und Aufwickelmotoren verwendet, die so ausgelegt sind, daß man die Bänder schnell vor- und zurücklaufen lassen kann

ordnung des Anzeigeteils und die Methode der Fehlerregistrierung unterschiedlich.

Das Vakuum, die Kühlluft, die Kontrollspur, die Aufnahmeströme für die vier Videoköpfe, der Ton- und der Merkspurpegel, die Spurlage, die Vormagnetisierungsspannung sowie die Kopfrad- und Bandantriebsstabilität werden unter anderem angezeigt. Matrixschaltungen haben sich beispielsweise als rasch anzeigende Fehlerdetektoren bewährt und durchgesetzt. Durch Anwählen der einzelnen Geräteeinschübe wird es ermöglicht, diese auf Störungen hin zu überprüfen und die Fehlerursachen festzustellen.

Bildmotor und Oszillograf komplettieren die Anlage.

11. Aufzeichnung von Farbbildern

Auch Farbbilder können ebenso wie Schwarz-Weiß-Bilder auf Magnetband aufgezeichnet werden. Allerdings sind dazu einige Ergänzungen der üblichen Schwarz-Weiß-Maschinen notwendig. Ampex entwickelte beispielsweise für Farbaufzeichnungen den Maschinentyp „VR 2000“. Diese Maschine ist voll transistorisiert. Gegenüber ihren Schwarz-Weiß-Vorgängerinnen enthält sie einige Zusatzgeräte für die Aufzeichnung des FBAS-Signals („Color-tec“, „Autochroma“, „Electronic Editor“). Das Modulatorsystem eignet sich sowohl für Schwarz-Weiß- als auch für Farbaufzeichnungen. Bei Schwarz-Weiß-Betrieb benutzt man die bisher übliche Low-Band-Norm ($\Delta f = 1,8$ MHz), während bei der Aufzeichnung und Wiedergabe von FBAS-Signalen durch Umschaltung die High-Band-Norm ($\Delta f = 2,14$ MHz) angewendet wird. Bei der High-Band-Norm sind folgende Frequenzen den Videopegeln zugeordnet:

Weißwert	9,3 MHz,
Austastwert	7,8 MHz,
Synchronwert	7,16 MHz

Schrifttum

- Ampex Instruction Manual Ampex-Druckschrift
- RCA Training Manual RCA-Druckschrift
- v. Braunmühl, H. J. u. Schmidbauer, D.: Fernsehaufzeichnung auf Magnetband nach dem Ampex-Verfahren (Rundfunktechn. Mitt. Bd 1 (1957) Nr. 5, S. 186-190)
- Schwarz, K.: Magnetische Bildaufzeichnung nach dem Ampex-Verfahren. Funk-Techn. Bd 14 (1959) Nr. 4, S. 100-102
- Ein neues Verfahren für die Aufzeichnung von Fernsehbildern auf Magnetband. Funk-Techn. Bd 16 (1961) Nr. 13, S. 455-456
- Göring, H.-J.: Die magnetische Bildaufzeichnung Darmstadt 1966. Druckschrift der Fernseh GmbH
- Müller, G., Krank, B. u. Weinflein, W.: Verbesserungen bei der magnetischen Fernsehaufzeichnung Rundfunktechn. Mitt. Bd. 9 (1965) Nr. 5, S. 254-256
- Habermann, W.: Drop-out-Kompensation bei der Wiedergabe magnetischer Farbfersenaufzeichnungen. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 10 (1966) Nr. 1, S. 33-36
- Dillenburger, W. u. Krause, G.: Über eine neue Methode zum Zellfehlerausgleich bei der Studio-Magnetmaschine. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 10 (1966) Nr. 3, S. 104 bis 109
- Winkel, F.: Technik der Magnetpeler; Abschnitt „Vorgang der Magnettonaufzeichnung“ von O. Schmidbauer. Berlin/Göttingen/Heldelberg 1960, Springer
- Schröter, F.: Fernsehtechnik, 2. Teil, Technik des elektronischen Fernsehens; Abschnitt „Aufzeichnungen von Fernsehprogrammen“ von R. Theile. Berlin/Göttingen/Heldelberg 1960, Springer
- Kauzmann, G.: Magnetische Bildaufzeichnung Stuttgart 1965, Franckh

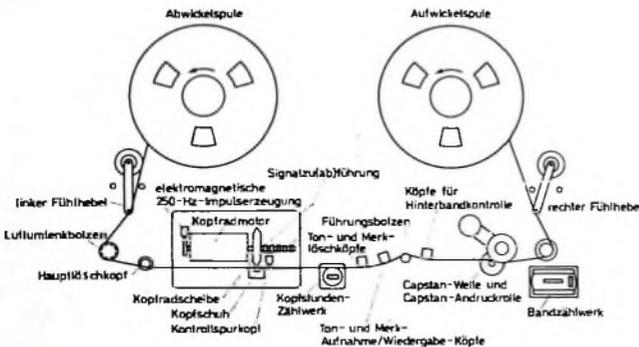


Bild 22. Bandführung und Kopfanordnung einer RCA-Maschine

Kopfanordnung einer RCA-Maschine sind im Bild 22 wiedergegeben.

Das wichtigste Kopffaggregat ist die Kopfradeinheit mit den vier Videoköpfen. Diese Kopfradeinheit besteht aus dem Kopfrademotor mit der Kopfradscheibe, die die vier Videoköpfe trägt, dem Kopfschuh mit den Justiermöglichkeiten für die Verstellung des Banddruckes und der Bandführung und schließlich dem Kontrollspurkopf. Der Kopfschuh wölbt das Band konkavförmig und gibt ihm eine bestimmte Führung, so daß sowohl die Videoköpfe, als auch der Kontrollspurkopf mit dem Band den richtigen Kontakt haben.

Zum Kopfschuh, der mit Hilfe einer elektrischen Regelung mechanisch angeklappt wird, führt ein Vakuumschlauch. Das Vakuum saugt das Band an die Führung des Kopfschuhs an und verhindert, daß das Magnetband von dem schnell rotierenden Kopfrad zerschnitten wird. Die Videoköpfe, die etwas über die Kopfradscheibe herausragen (Tip Projection = Kopfvorsprung), dringen dann nur - vorausgesetzt, der Banddruck ist genau eingestellt - gering-

Die genaue Einstellung der Capstan-Andruckrolle, der Bandzüge und der Bremsen für die erwähnten Motoren ist für ein einwandfreies Arbeiten der magnetischen Aufzeichnungsanlage von größter Bedeutung.

Die Capstan-Welle wird durch den Capstan-Motor angetrieben. Sie muß eine gewisse Oberflächenrauigkeit haben, damit beim Bandtransport zwischen Capstan-Welle und Band die notwendige Reibung auftritt.

Linker und rechter Fühlhebel müssen richtig justiert sein, da mit ihrer Hilfe der Bandzug beeinflusst und die Maschine beim durchgelaufenen Band abgeschaltet wird.

Ein Bandzählwerk ergänzt die Ausstattung der Maschine. Die Fernseh GmbH hat sich hier etwas Besonderes einfallen lassen; sie löste dieses Problem elektronisch.

10. Kontroll- und Anzeigeteil

Zur Überprüfung und Kontrolle enthalten die Maschinen Instrumente und Anzeigevorrichtungen, die auch bei Ausfällen die Fehlerursache rasch erkennen lassen. Bei den einzelnen Maschinentypen sind die An-

Die Kissenverzerrung des Bildrastrers im Farbfernsehempfänger

1. Einleitung

Die Bildebene der Farbbildröhre A 63-11 X ist einem Kugelausschnitt stark angenähert. Da der Radius dieser Kugelfläche etwa um den Faktor 2 größer ist als der Abstand der Bildebene zum Ablenkmittelpunkt, wird der von den Elektronenstrahlen zurückzulegende Weg, von den

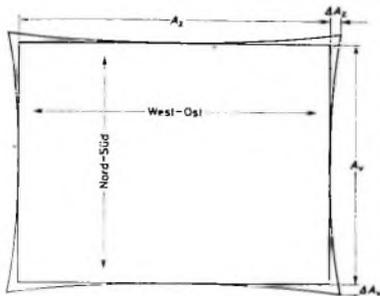


Bild 1. Schematische Darstellung der kissenförmigen Rasterverzeichnung des Farblinienbildes

Mittelachsen ausgehend, zu den Diagonalen hin stetig länger. Das führt ebenso wie bei der Schwarz-Weiß-Bildröhre zu einer kissenförmigen Verzeichnung des Bildrastrers (Bild 1).

Dieser sogenannte Kissenfehler kann auf verschiedene Weise beseitigt werden:

- a) durch geeigneten Aufbau der Ablenkspule, wobei im wesentlichen die Wicklungsverteilung darauf Einfluß hat;
- b) durch von außen auf das Ablenkkfeld wirkende Permanentmagnete mit entsprechender Magnetisierungsrichtung;
- c) durch Vorverzerrung des Ablenkspulenstroms

Die Entzerrung des Kissenfehlers mit der Ablenkspule selbst ist nur in begrenztem Umfang vertretbar, da die damit verbundene astigmatische Verformung des Elektronenstrahls bald zur Unschärfe führt. Wegen der räumlichen Verteilung der drei Strahlen der Farbbildröhre hat diese Verformung außerdem noch starken Einfluß auf die Farbreinheit und nicht zuletzt auch auf die Konvergenz. Bei Spulen mit kleinem Kissenfehler steigt der Korrekturstrom für den blauen Elektronenstrahl erheblich an.

Das bei Schwarz-Weiß Bildröhren übliche Verfahren, den Kissenfehler mit zwei oder vier Permanentmagneten zu entzerren, die am äußeren Umfang der Ablenkspule angeordnet sind, kann bei der Farbbildröhre nicht angewendet werden. Wegen des geometrischen Vorsatzes der drei Strahlen wäre die Entzerrung für diese unterschiedlich, und das würde ebenfalls zu Farbreinheits- und Konvergenzfehlern führen.

Für die 70°-Farbbildröhre war bei annähernd gleicher Wölbung der Bildebene die Entzerrung durch einen geeigneten Aufbau der Ablenkspule gerade noch ausreichend. Der zwangsläufig größere Kissenfehler der 90°-Farbbildröhre kann jedoch nur mit einem vorverzerrten Ablenkstrom zufriedenstellend korrigiert werden.

Bisher wurden eine ganze Reihe von aktiven und passiven Entzerrungsschaltungen bekannt. Die wirtschaftlich günstigste und vermutlich auch betriebssicherste Methode dürfte mit der Ver-

wendung eines gemeinsamen Transduktors für beide Entzerrungsrichtungen erreicht sein.

2. Methoden zur Vorverzerrung des Ablenkstroms

Bei der Ablenkeinheit für die Farbbildröhre sind aus verschiedenen Gründen sowohl die Zeilen- als auch die Vertikalzeilenpulsen als Sattelspulen ausgebildet. Damit ergibt sich auf Grund der gleichen geometrischen Voraussetzungen ein für beide Teilspuln annähernd gleiches L/R -Verhältnis von etwa $1,1 \cdot 10^{-3}$ s. Bei dem Verhältnis Zeilenfrequenz zu Vertikalfrequenz von $f_z/f_v = 312$ gelangt man noch stärker als bei der Schwarz-Weiß-Ablenkspule, deren L/R -Werte ungefähr um den Faktor 2,5 verschieden sind, zu völlig unterschiedlichen Betriebsbedingungen im Horizontal- und Vertikalausgangskreis.

Der Horizontalausgangskreis besteht somit im wesentlichen aus Blindwiderständen. Wegen der besseren Übersichtlichkeit ist hier eine Ersatzschaltung mit rein induktiven Komponenten zugrunde gelegt (Bild 2), wobei der Innenwiderstand durch die frequenzabhängige Induktivität $L_1 = f(t)$ dargestellt wird.

Wie Bild 1 zeigt, muß bei der sogenannten West-Ost-Korrektur der Zeilenablenkstrom, von der

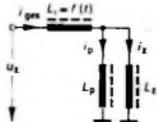


Bild 2. Ersatzschaltung des Horizontalablenkkreises (L_z Horizontalablenkspule)

Bildmitte ausgehend, je nach der Größe des Kissenfehlers nach oben und unten abnehmen. Da der Kissenfehler geometrisch auf eine einer Parabelfunktion stark angenäherten Funktion zurückgeführt werden kann, muß man dem Ablenkstrom zur Entzerrung eine analoge Komponente mit umgekehrtem Vorzeichen überlagern. Mit einer Parallelinduktivität L_p , die sowohl bei negativ als auch bei positiv ansteigendem Vertikalablenkstrom kleiner wird, ist diese Forderung gut zu erfüllen. Die Größe von L_p läßt sich für die gewünschte Entzerrung verhältnismäßig leicht berechnen. Aus Bild 2 ergibt sich der Gesamtstrom im Ablenkkreis für den Vorlauf zu

$$i_{ges} = \frac{U_z \cdot i}{L_1 + \frac{L_z \cdot L_p}{L_z + L_p}}$$

Mit der Stromverteilung

$$\frac{i_z}{i_{ges}} = \frac{L_p}{L_p + L_z}$$

erhält man das Verhältnis

$$\frac{L_z}{L_p} = \frac{i_p}{i_z} \approx \frac{2 \cdot \Delta A_z}{A_z}$$

Da eine Parallelinduktivität, die auf der Mittelachse, also beim Vertikalablenkstrom $i_v = 0$, den Ablenkstrom i_z nicht beeinflusst, nicht

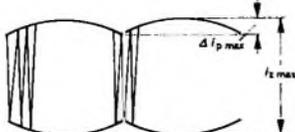


Bild 3. Schematische Darstellung des Horizontalablenkkreises mit überlagertem Kissenkorrektur

realisiert werden kann, muß man den Grundeinfluß, der in der Praxis bei 0,8% liegt, in die übrigen Entzerrungswerte mit einbeziehen. Der Ablenkstrom i_z muß dann bei richtiger Entzerrung einen Verlauf nach Bild 3 haben.

Der Vertikalausgangskreis hat für die niedrige Vertikalfrequenz vorwiegend reellen Charakter. Eine Änderung der Ablenkkempfindlichkeit nach dem gleichen Prinzip — wie im Horizontalteil — ist also nicht möglich, da eine Änderung des Ausgangswiderstandes neben der Empfindlichkeitsänderung auch erhebliche Linearitätsänderungen zur Folge haben würde und, abgesehen davon, praktisch auch nur schwer zu realisieren wäre. Es bleibt hier also zur Verzerrung des Ablenkstroms nur die Überlagerung der Ablenkspannung mit einer entsprechend geformten Spannungskomponente. Für diese zeilenfrequente Spannung stellt die Vertikalzeilenpule jedoch einen vorwiegend induktiven Widerstand dar, da das L/R -Verhältnis nahezu gleich dem der Zeilenpule ist. Die Höhe der zur Verzerrung erforderlichen Spannung wird daher von der Induktivität der Ablenkspule bestimmt.

Läßt man die Phasenbeziehungen zunächst außer Betracht, dann kann an Hand der Ersatzschaltung in Bild 4 eine Näherungsgleichung für die Entzerrungsspannung u_{zE} abgeleitet werden. Danach ist bei $L_{St} \ll L_v$ und

$$(R_v)_{f_v} < \frac{1}{\omega \cdot C_{47k}} < (\omega \cdot L_v)_{f_z}$$

$$u_{zE} = i_v \cdot R_v$$

und

$$|u_{zE}| = |i_z E| \cdot \omega \cdot L_v$$

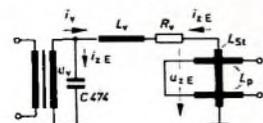


Bild 4. Ersatzschaltung des Vertikalausgangskreises (L_v , R_v Vertikalablenkspule)

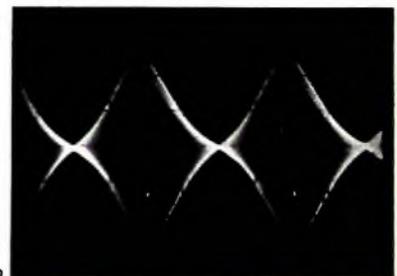
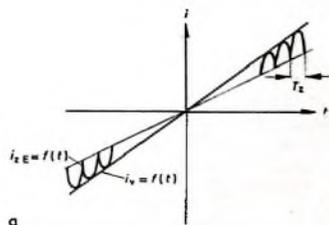


Bild 5. a) Schematische Darstellung des Vertikalablenkkreises mit überlagertem Kissenkorrektur. b) Oszilloskopogramm der vom Transduktor abgegebenen Korrekturspannung $u_{zE} = f(t)$

Ing. Heinz Röbel ist Laborleiter und Ing. Hans Renner Entwicklungingenieur in der Fernsehentwicklung von AEG-Telefunken, Hannover.

Da das Verhältnis Ablenkstrom i_v zu Entzerrungsstrom i_{zE} auch hier durch die geometrischen Amplitudenbeziehungen bestimmt wird, erhält man mit $\frac{i_{zE}}{i_v} = \frac{2 \Delta A_v}{A_v}$ die Entzerrungsspannung

$$|u_{zE}| = u_v \cdot \frac{2 \Delta A_v}{A_v} \cdot \omega_n \cdot \frac{L_v}{R_v} \approx u_v \cdot 2 \cdot \frac{\Delta A_v}{A_v} \cdot 10^3$$

Darin ist $\omega_n = 9,8 \cdot 10^4 \text{ s}^{-1}$ und $\frac{L_v}{R_v} = 1,1 \cdot 10^{-2} \text{ s}$.

Der Verlauf von $u_{zE} = f(t)$ muß wie der von i_p auf Grund der gleichen geometrischen Voraussetzungen parabolähnlich sein, wobei auch hier in den gegenüberliegenden Bildhälften die Entzerrung um 180° gedreht ist. Im Bild 5a ist der Vertikalablenkstrom mit dem überlagerten Entzerrungsstrom symbolisch dargestellt. Bei der Beurteilung der Entzerrungsschaltung wird jedoch häufig nur die Spannung u_{zE} oszillografisch ermittelt, wobei sich eine schmetterlingsartige Kurve (Bild 5b) ergibt.

3. Wirkungsweise des Transduktors

Der Magnetverstärker, auch Transduktor genannt, stellt im wesentlichen eine veränderbare Induktivität dar, deren Änderung durch eine mehr oder weniger starke Sättigung des Eisenkerns mit Hilfe einer Steuerwicklung erreicht wird. Er besteht in seiner gebräuchlichsten Ausführungsform, die auch hier verwendet wird, aus einem dreischenkligen Eisenkern (E/I- oder E/E-Kern), der auf jedem Schenkel eine Wicklung hat (Bild 6). Der von der Steuerwicklung des mittleren Schenkels erzeugte magnetische Fluß Φ_{St} verteilt sich zu gleichen Teilen auf die äußeren Schenkel. Die beiden gleichen Wicklungen auf den äußeren Schenkeln werden dann so hintereinander geschaltet, daß sich die durch den Steuerfluß erzeugten Spannungen aufheben. Die Induktivität dieser hintereinander geschalteten Wicklungen, die die Parallelinduktivität

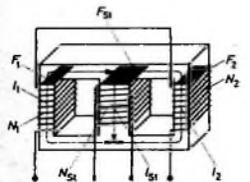


Bild 6 Transduktorkern mit den für die magnetischen Widerstände R_{m1} , R_{m2} und R_{mSt} wichtigen mechanischen Abmessungen

L_p bildet, ergibt sich dann (da beide Wicklungen miteinander im positiven Sinn verkoppelt sind) zu

$$L_p = L_1 + L_2 + 2M$$

oder, da der Transduktor symmetrisch aufgebaut ist ($L_1 = L_2$), zu

$$L_p = 2(L_1 + M)$$

Die Größe von L_1 und M kann unter Vernachlässigung der äußeren Koppelverluste aus dem Netzwerk der magnetischen Widerstände R_{m1} , R_{m2} und R_{mSt} abgeleitet werden. Wie schon erwähnt, ist der Transduktor symmetrisch aufgebaut und daher $R_{m1} = R_{m2}$. Für ein derartiges Magnetsystem (Bild 6) gilt, wenn die Permeabilität μ als konstant angenommen wird,

$$L_1 = \frac{\Phi_1}{I_1} \cdot N_1 \cdot 10^{-8}$$

und

$$M = \frac{\Phi_{St}}{I_1} \cdot N_1 \cdot 10^{-8}$$

Der Koppelfluß Φ_{St} kann über das Verhältnis der magnetischen Widerstände

$$R_{mSt} = \frac{l_{St}}{\mu \cdot \mu_0 \cdot F_{St}}$$

und

$$R_{m1} = \frac{l_1}{\mu \cdot \mu_0 \cdot F_1}$$

auch auf den Fluß Φ_1 zurückgeführt werden. Dann ist

$$M = \frac{\Phi_1}{I_1} \cdot \frac{R_{mSt} \parallel R_{m1}}{R_{m1}} \cdot N_1 \cdot 10^{-8}$$

Mit dem Fluß

$$\Phi_1 = \frac{I_1 \cdot N_1}{R_{mGes}}$$

und dem Gesamtwiderstand $R_{mGes} = R_{m1} + R_{mSt} \parallel R_{m1}$ erhält man

$$L_p = 2 \cdot N_1^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{m1} \parallel R_{mSt} + R_{m1}} + \frac{R_{mSt} \parallel R_{m1}}{R_{m1}} \right) \cdot 10^{-8}$$

$$L_p = 2 \frac{N_1^2}{R_{m1}} \cdot 10^{-8}$$

Der magnetische Widerstand $R_{m1} = \frac{l_1}{\mu \cdot \mu_0 \cdot F_1}$

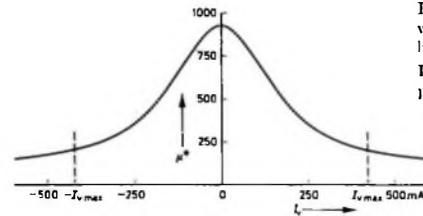


Bild 7 Verlauf der für L_p maßgeblichen gesicherten reversiblen Permeabilität μ^* in Abhängigkeit vom Vertikalablenkstrom bei einer der Zeilenablenkspannung entsprechenden Wechselinduktion

bestimmt also allein die Größe von L_p , wobei die resultierende Permeabilität μ^* sowohl durch einen Luftspalt δ — hier gilt dann

$$\mu^* = \mu_E \cdot \frac{1}{1 + \mu_E \cdot \frac{\delta}{l_1}}$$

den mit einer Vormagnetisierung vergleichbaren Steuerfluß Φ_{St} , der vom Vertikalablenkstrom in der Wicklung des mittleren Schenkels abhängig, beeinflusst werden kann (Bild 7).

Die Spannungsfreiheit der Arbeitswicklung (das heißt, von der an der Steuerwicklung liegenden Spannung tritt über der gesamten Arbeitswicklung nichts auf) gilt prinzipiell auch in umgekehrter Richtung. Die an L_p liegende Zeilenimpulsspannung tritt daher an der Steuerwicklung ebenfalls nicht auf. Hier handelt es sich aber nicht um die Gegeneinanderschaltung von zwei gleichen Spannungen, sondern um die Subtraktion der über N_1 und N_2 erzeugten Flüsse Φ_1 und Φ_2 . Die Steuerung von L_p erfolgt durch die Vormagnetisierung des Eisenkerns, so daß an der nichtlinearen Magnetisierungskurve über N_1 und N_2 zwar um 180° versetzte, aber unsymmetrische Flüsse erzeugt werden, die nur beim Steuerstrom $i_v = 0$ kongruent sind und sich völlig aufheben.

Diese bei einem üblichen Transduktor unerwünschte Eigenschaft kann für die Gewinnung der Korrekturspannung zur Entzerrung des Nord-Süd-Fehlers ausgenutzt werden. Die während des Zeilenvorlaufs an der Arbeitswicklung $N_1 + N_2$ liegende nahezu konstante Spannung erzeugt in dieser Wicklung einen analog zum Ab-

lenkstrom sägezahnförmig ansteigenden Strom, und die beiden Teilwicklungen steuern die Magnetisierungskurve um 180° versetzt aus. Dadurch entstehen sich kreuzende spiegelbildliche Induktions- oder Flußkurven (Bild 8), die neben dem Sägezahnanteil bei entsprechendem Verlauf der Magnetisierungskurve auch eine stark parabolähnliche Komponente enthalten. Bei der Subtraktion heben sich die Sägezahnanteile auf, und es bleibt nur der Parabelanteil

$$\Phi_{St} \approx \Phi_{St} \cdot \frac{4}{T_z} \left(\frac{t^2}{T_z} - t + \frac{T_z}{4} \right) \Big|_{t=0}^{t=T_z} = 0$$

übrig. Nach dem Induktionsgesetz $e = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$

erhält man damit an der Steuerwicklung N_{St} eine sägezahnförmig abfallende zeilenfrequente Spannung

$$u_{zE} = -N_{St} \cdot \Phi_{St} \cdot \frac{4}{T_z} \cdot \left(2 \frac{t}{T_z} - 1 \right)$$

die wiederum in der Ablenkspule den parabolähnlichen Entzerrungsstrom

$$i_{zE} = - \frac{N_{St} \cdot \Phi_{St}}{L_v} \cdot \frac{4}{T_z} \cdot \int \left(2 \frac{t}{T_z} - 1 \right) dt$$

zur Folge hat (Bild 9). Bei der Steuerung von Impulsspannungen treten also an der Steuerwicklung des Transduktors im Gegensatz zum Betrieb mit Sinusspannungen auch noch Grundwellenanteile der Spannung an der Arbeitswicklung auf.

Der dieser Ableitung entsprechende Arbeitspunkt liegt, wie aus Bild 8 hervorgeht, im Be-

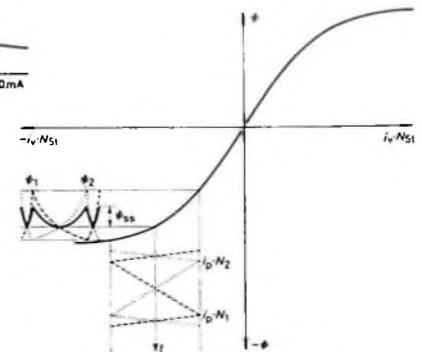


Bild 8 Schematische Darstellung der Aussteuerung auf der Magnetisierungskennlinie und der Entstehung des parabolähnlichen Differenzflusses $\Phi_{St} = f(t)$

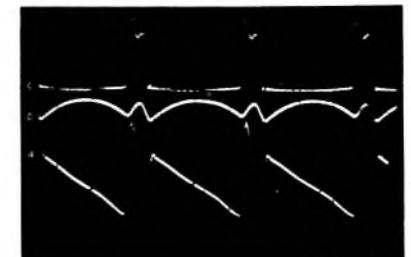


Bild 9 Oszillogramme der vom Transduktor abgesetzten Entzerrungsspannung u_{zE1} (a) und des damit in der Ablenkspule erreichten Korrekturstroms i_{zE} (b), bezogen auf die Zeilenablenkspannung (c)

reich des negativen Vertikalablenkstroms. Der mit dem Transduktor erzeugte Parabelstrom ist daher für die Entzerrung zunächst ungeeignet, da die Phasenlage um 180° falsch liegt (s. auch

Bilder 8a und 9). Eine Änderung der Phasenlage durch Umpolung der Wicklungen N_1 , N_2 oder N_3 ist nicht möglich, weil bei N_1 , N_2 dann lediglich die beiden Flußkurven miteinander vertauscht werden und bei N_3 mit der Änderung des Wickelsinnes gleichzeitig der Arbeitspunkt auf der Magnetisierungskennlinie in den positiven Teil verlagert wird. Das bedeutet aber, daß die Phasenlage der abgegebenen Spannung unverändert bleibt. Nur die Änderung des Steuerstroms, mit der auch eine Verschiebung des Arbeitspunktes vom negativen in den positiven Teil eintritt, hat einen Vorzeichenwechsel zur Folge, was ja auch die Voraussetzung für die richtige Entzerrung auf der oberen und unteren Bildhälfte ist.

Die erforderliche Phasendrehung kann am einfachsten mit Hilfe eines Serienresonanzkreises erreicht werden. Der Entzerrungsstrom ist wegen der Filterwirkung dieses Resonanzkreises dann natürlich nicht mehr parabolförmig, sondern entspricht dem Ausschneitt einer Sinusfunktion. Bei dem geringen Entzerrungsverhältnis $\frac{2 \Delta A}{A}$ von 3,5% hat das aber noch

keinen merklichen Einfluß auf die Entzerrung. Daher braucht die resultierende Flußkurve des Transduktors auch nicht parabolförmig zu sein;

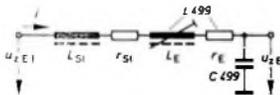


Bild 10. Ersatzschaltung eines einfachen Phasendrehnetzwerkes

sie soll vielmehr so verlaufen, daß ein möglichst großer Grundwellenanteil darin enthalten ist. Die Phasenbeziehungen eines derartigen Netzwerkes (Bild 10) ergeben sich aus der Phasenlage zwischen der Leerlaufspannung u_{E1} und dem Netzwerkestrom i sowie der Phasendrehung von 90° zwischen Strom und Spannung am Kondensator C_{499} . Der Phasenwinkel φ zwischen u_{E1} und u_E wird dann

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L_S1 + L_E}{r_{S1} + r_E} \cdot \left(\frac{1 - f_0^2}{f^2} \right) + 90^\circ$$

Eine Phasendrehung von 180° , wie sie hier erforderlich ist, kann damit jedoch nicht ganz erreicht werden, denn es müßte dann entweder $r_{S1} + r_E = 0$ oder $L_{S1} + L_E = 0$ sein. Dabei ist noch zu berücksichtigen, daß grundsätzlich $f_0 < f$ und, da die Ablenkspule parallel zu C_{499} liegt, $1/\omega L \ll \omega L$ sein muß. Das Verhältnis f_0/f darf aber auch nicht zu klein gewählt werden, da sonst die gewonnene Spannung zu klein wird, wie die Beziehung

$$\left| \frac{u_E}{u_{E1}} \right| = \frac{1}{\left(\frac{f^2}{f_0^2} - 1 \right)^2 + r^2 \cdot \omega^2 \cdot C^2}$$

erkennen läßt.

Ungünstig wirkt sich hierbei die auf Grund der Steuerung von L_E im Verhältnis 4:1 mitgeänderte Transduktorinduktivität L_{S1} aus, die mit steigender Entzerrung kleiner wird und die Phasendrehung dann verringert. Die Phasendrehung läßt sich verbessern (Bild 11), wenn man den Transduktor durch eine Kapazität (C_{498} im Bild 12) abschließt. Man erhält damit die Hintereinanderschaltung von zwei phasendrehenden Netzwerken, was eine Phasendrehung von mehr als 180° ermöglicht. Die Dimensionierung wird dann so gewählt, daß bei $L_{S1 \text{ max}}$ die Drehung über 180° und bei $L_{S1 \text{ min}}$ knapp darunter liegt. Die Feinstellmöglichkeit des Entzerrungsgrades mit Hilfe von L_E ist dabei aber erheblich geringer, da L_E auf die beiden hintereinander ge-

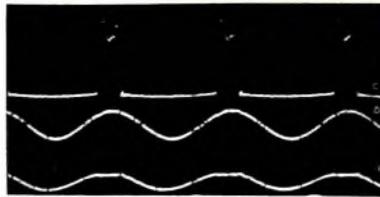


Bild 11. Oszillogramm des Korrekturstroms i_{KR} bei Verwendung eines einfachen (a) und eines doppelten Phasendrehnetzwerkes (b), bezogen auf die Zeilenablenkspannung (c)

schalteten Netzwerke entgegengesetzt wirkt. Die Änderung von L_{S1} in Abhängigkeit vom Vertikalablenkstrom hat neben dem Einfluß auf die Phasendrehung auch noch eine nachteilige Wirkung auf die Geometrie der Vertikalablenkung. Um diesen Einfluß möglichst klein zu halten, muß $L_{S1} < L_E$ sein. Die Widerstände R_{497} und R_{499} im Bild 12 haben lediglich die Aufgabe, unerwünschte Eigenschwingungen zu verhindern.

4. Zusammenfassung

Die Kissenentzerrung des Bildrasters im Farbfernsehgerät kann bei dem heutigen Stand der Technik nur zum Teil durch geeignete Auslegung der Ablenkspulen erreicht werden. Die restliche Korrektur erfolgt dann durch entsprechende Vorverzerrung des Ablenkstroms mit Hilfe eines Transduktors.

Der Transduktor hat hierbei in Abweichung von seiner üblichen Betriebsweise in beiden Richtungen, das heißt sowohl mit der Arbeitswicklung (West-Ost-Kissen) als auch mit der Steuerwicklung (Nord-Süd-Kissen), eine Korrekturfunktion zu erfüllen. Diese wechselseitige Dimensionierung erschwert jedoch die optimale Dimensionierung sehr stark. Außer den geometrischen

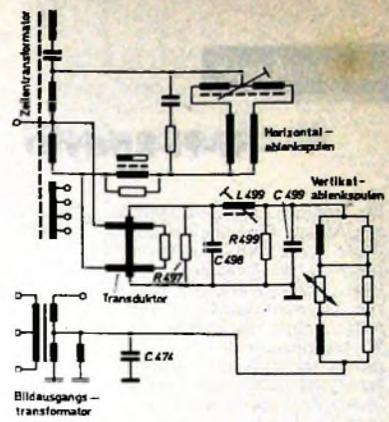


Bild 12. Schaltungsausgang aus dem Telefonen-Farbfernsehempfänger „PALcolor 708“

Abmessungen des Kerns einschließlich des Luftspaltes, den magnetischen Eigenschaften des Kernmaterials und den Windungszahlen beeinflusst auch die Dimensionierung des Phasendrehnetzwerkes die Entzerrungsfunktion in beiden Richtungen. Die genaue Auslegung des Transduktors kann daher bei einem sinnvollen Aufwand an theoretischen Berechnungen nur unter Zuhilfenahme empirisch ermittelter Werte gefunden werden.

Mit den zur Zeit bekannten Ferritmaterialien ist eine ideale Auslegung nicht möglich. Obwohl die damit erreichbaren Korrekturwerte schon sehr gut sind, werden hierfür spezielle Ferritmaterialien entwickelt, die zum Beispiel einen sehr früh einsetzenden und langsam ansteigenden Sättigungsbereich aufweisen müssen und dann noch bessere Entzerrungseigenschaften bei eventuell noch kleineren Abmessungen bieten.

Schaltungskonzept für ein modernes Farbteil im Farbfernsehempfänger

Über dieses Thema sprach R. Deubert vom SEI-Applikationslabor für Halbleiter, Röhren, Rundfunk- und Fernsehbauteile, Eßlingen, auf der 15. Jahresversammlung der Fernseh-Technischen Gesellschaft (25.-28.9.1967 in Aachen). Zielsetzung war, eine weitgehend spul- und abgleichlose Videoschaltung zu entwickeln. Spulen und Übertrager, die einer Fertigungsrationalisierung im Wege stehen, müßten daher möglichst durch RC-Glieder und aktive Bauelemente ersetzt werden. Wo sich Spulen nur durch erheblichen Mehraufwand vermeiden lassen, sind diese dann in gedruckter Technik zu realisieren, da sich auf Grund der geringen Toleranzen bei diesem Herstellungsverfahren ein Abgleich erübrigt.

So werden im vorliegenden Farbteil (Bild 1) nur fünf gedruckte Spulen und vier Abgleichpunkte benötigt, während im Durchschnitt bei den heute angebotenen Farbfernsehgeräten noch 22 Spulen und 18 Abgleichpunkte in den gleichen Schaltungsgruppen erforderlich sind.

Die für den Luminanz- und Chrominanzsignalverstärker benötigten Spulen werden in gedruckter Technik mit engen Toleranzen hergestellt, so daß sich diese Verstärker ohne Abgleichpunkte aufbauen lassen. Für die Signal-ausplattung ist, wegen der großen Dämpfungstoleranzen der verfügbaren Verzögerungsleitungen, ein Amplituden-

abgleich des verzögerten beziehungsweise unverzögerten Signals nicht zu umgehen.

Durch die Verwendung aktiver Bauelemente an Stelle von Übertragern muß im Synchrondemodulator nur ein Abgleich durchgeführt werden, der zur Einstellung des Verhältnisses der beiden demodulierten Farbdifferenzsignale dient. Die auf die Synchrongleitrichter folgende Dematrix und die RGB-Endstufen mit Klammeregulierung bedürfen keiner Justierung. In der Phasenvergleichsschaltung ist ein dritter Abgleich zur Einstellung der Sollpegelspannung für die Nachstimmung des Farbbildträgeroszillators erforderlich. Die vierte und letzte Justierung im Regelspannungsverstärker dient zur Einstellung des Einsatzpunktes des geregelten Chrominanzverstärkers. Die restlichen Stufen (wie Farbbildträgeroszillator, 90°-Ausplattung, Farbschalter, Identifikation und PAL-Umschalter) sind ohne Abgleichpunkte realisiert.

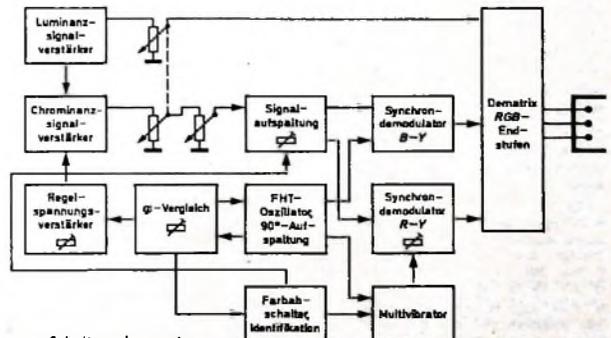


Bild 1. Blockschaltung des neuen Schaltungskonzept

Hi-Fi-Endverstärker mit elektronischer Sicherung

Im Rahmen der Beitragsreihe „Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche“ veröffentlichte die FUNK-TECHNIK vor drei Jahren auch die Beschreibung eines hochwertigen Endverstärkers¹⁾ mit komplementären Transistoren. Ohne näher auf die bereits seinerzeit ausführlich behandelte Wirkungsweise des Endverstärkers einzugehen, sei im folgenden die Ergänzung der Schaltung durch eine verhältnismäßig einfache, aber zuverlässige elektronische Sicherung beschrieben. Außerdem wurden gegenüber der Originalschaltung andere, leichter (und preisgünstiger) erhältliche Halbleiter verwendet²⁾.

Bild 1 zeigt die vollständige Endverstärkerschaltung für einen Stereo-Kanal. Die Transistoren T₉ beziehungsweise T₁₀ werden vom Spannungsabfall an den Kollektorstromwiderständen R₁₃, R₁₄ gesteuert. Überschreitet der Spannungsabfall die Basis-Emitter-Schwellenspannung (etwa 0,6 bis 0,7 V) von T₉ oder T₁₀, dann beginnt ein Kollektorstrom zu fließen; wegen der Rückkopplung über R₁₇ und R₁₈ werden beide Transistoren in kürzester Zeit in die Sättigung gesteuert, also voll durchgeschaltet. Sieht man von der geringen Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ab, so ist jetzt das Kollektorpotential dem Emitterpotential praktisch gleich. Die Kollektorstromspannungen werden über R₁₁ beziehungsweise R₁₂ den Verbindungspunkten von D₂, D₃ beziehungsweise D₅, D₆ zugeführt.

Zum besseren Verständnis wird im folgenden nur die Diodengruppe D₁...D₃ betrachtet. Hat (bei normalen Betriebsbedingungen) die elektronische Sicherung nicht angesprochen, dann fällt an der Reihenschaltung von D₂ und D₃ die Betriebsspannung für die Basis-Emitter-Strecke von T₄ ab. Am Verbindungspunkt von R₉ und R₁₀ liegt dann (auf die Basis von T₄ bezogen) eine Spannung von 8,9 V, und D₁ ist gesperrt. Spricht die Sicherung an, dann springt das Potential am Kollektor von T₉ auf +20 V. Über R₁₂ wird damit die Diode D₂ gesperrt. Ohne die Diode D₁ würde sich am Verbindungspunkt von R₉ und R₁₀ (wiederum auf die Basis von T₄ bezogen) eine Spannung von rund +7 V einstellen. Weil damit aber die zulässige Basis-Emitter-Sperrspannung von T₄ überschritten wäre, wird sie mit der Schleusenspannung von D₁ auf +0,7 V begrenzt. Bei dieser Spannung sperren neben T₄ natürlich auch die nachgeschalteten Transistoren T₆ und T₈. Entsprechendes gilt auch für die obere Kaskade aus T₃, T₅ und T₇, die von der Diodenkombination D₄ bis D₆ gesperrt wird.

Trotz der nun abgeschalteten Endtransistoren und der damit fehlenden Spannungsabfälle an R₁₃ beziehungsweise R₁₄ ändert sich wegen des bistabilen Verhaltens der elektronischen Sicherung nichts

an deren Schaltzustand, bis die Überlastung aufgehoben und die Betriebsspannung des Endverstärkers kurzzeitig unterbrochen wird. Die Möglichkeit, die Endstufentransistoren mit Hilfe der elektronischen Sicherung zuverlässig zu schützen, beruht darauf, daß die übrigen Transistoren kürzere Schaltzeiten als T₇ und T₈ haben. Mit Hilfe von Schmelzsicherungen, auch solchen vom superfinken Typ, ist

entladen sind. Erst dann aber können T₉ und T₁₀ in ihren normalen Betriebszustand zurückkehren. Es ist deshalb zweckmäßig, einen Entladewiderstand einzubauen, der nach dem Ansprechen der elektronischen Sicherung die bis zur erneuten Betriebsbereitschaft des Verstärkers erforderliche Zeit verkleinert. Dazu ist (nach dem Ausschalten des Netzschalters) die Taste T für etwa 1 s zu betätigen,

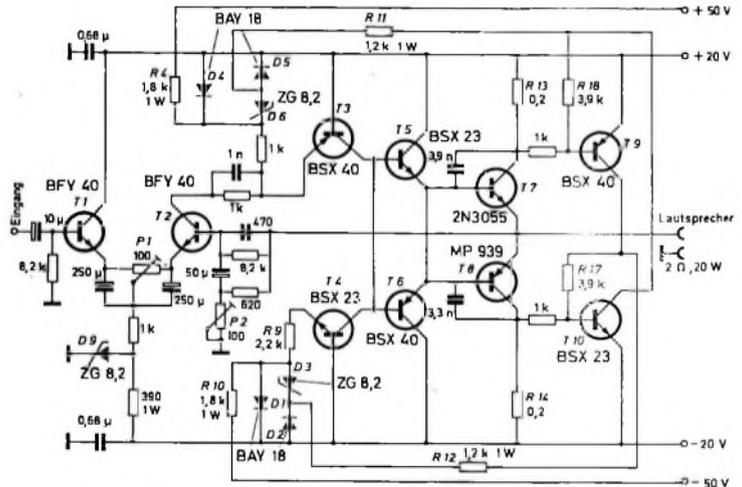


Bild 1. Vollständige Schaltung des Endverstärkers für einen Stereo-Kanal

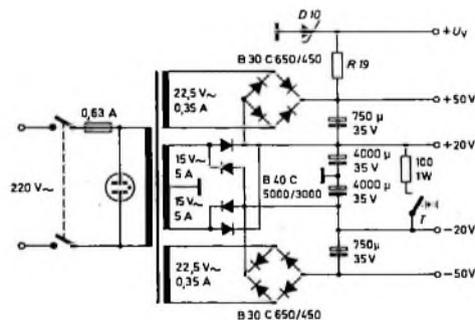


Bild 2. Stromversorgungsnetzteil für zwei Endverstärker nach Bild 1

ein vollständiger Schutz dagegen nicht erreichbar.

Ein geeignetes Netzteil für zwei der im Bild 1 gezeigten Endverstärker ist im Bild 2 dargestellt. Es kann neben den Betriebsspannungen für die Endverstärker auch noch die Versorgungsspannung U_V für die Vorverstärkerstufen liefern, wenn man ein den jeweiligen Erfordernissen angepaßtes Siebglied R₁₉, D₁₀ hinzugefügt.

Wenn die elektronische Sicherung angesprochen hat, führen nur noch die Transistoren T₁, T₂ sowie T₉ und T₁₀ Strom. Da er niedrig ist, würde es nach dem Ausschalten des Netzschalters noch recht lange dauern, bis die 4000-µF-Siebkondensatoren

bevor man den Verstärker wieder einschaltet. Natürlich sind auch elegantere Methoden denkbar, bei denen die Entladung automatisch erfolgt, wenn der Netzschalter betätigt wird. Dazu braucht man T nur als Ruhekontakt auf der Netzschaltertaste auszuführen.

Zur Einstellung des Endverstärkers ist noch zu bemerken, daß bei abgeklemmtem Lautsprecher und ohne NF-Signal am Eingang P₁ so zu justieren ist, daß zwischen den Ausgangsklemmen keine Gleichspannung meßbar ist (Symmetrie). Mit P₂ wird dann bei 1 kHz die Spannungsverstärkung zwischen Eingang und mit dem Lastwiderstand abgeschlossenen Ausgang auf etwa 22 dB (13fach) eingestellt. Gu.

¹⁾ A schinger, E.: Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche - Der Endverstärker. Funk-Techn. Bd. 18 (1984) Nr. 11, S. 408-407, Nr. 12, S. 440, 442, Nr. 13, S. 475-477, Nr. 14, S. 515-517, u. Nr. 15, S. 545-548

²⁾ Alle im Bild 1 angegebenen Transistoren mit Ausnahme von T₈ sind von Intermetal. Der Typ MP 939 wird von Motorola gefertigt.

Begriffe und Benennungen in der Phonotechnik

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 20, S. 782

Piezsystem

Piezsysteme sind die am meisten verbreiteten Kristalltonabnehmer, die sich durch ihre hohe Ausgangsspannung und einen in letzter Zeit ständig verbreiterten Übertragungsbereich auszeichnen. Bei einem Kristalltonabnehmer wird der bereits 1880 von Curie entdeckte piezoelektrische Effekt praktisch ausgenutzt. An gewissen Kristallen entstehen bei Druckbelastungen (Druck = piezo) auf den Oberflächen proportionale elektrische Ladungen, die einen Potentialunterschied bewirken, die einen Potentialunterschied bewirken. Da die vom Nadeltträger aufgenommenen und auf den Kristall übertragenen Rillenauslenkungen im Takt der Aufzeichnungen stets Amplitude und Richtung wechseln, entsteht auch am Kristall eine Wechselladung. Die Höhe dieser Spannung ist nur von der Amplitude, nicht von der Zeit abhängig. Der Wirkungsgrad der elektromechanischen Umwandlung eines Kristalltonabnehmers ist im Verhältnis zu anderen Abtastern relativ groß. Nachteilig ist ihr hoher Innenwiderstand. Im Mittel ist bei 800 Hz der Scheinwiderstand = $250 \text{ k}\Omega \approx 800 \text{ pF}$. Da er frequenzabhängig ist und bei 200 Hz auf etwa $1 \text{ M}\Omega$ ansteigt, darf der Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers diesen Wert nicht wesentlich unterschreiten.

Der Übertragungsfaktor ist etwa $100 \text{ mV} \cdot \text{s/cm}$, so daß bei Vollaussteuerung je nach Belastung eine maximale Spannung von 0,7 bis 1 V erreicht werden kann.

Als Piezokristall wird meist Seignettesalz verwendet. Sein Nachteil ist die erhebliche Temperaturempfindlichkeit. So verringert sich zum Beispiel die Spannungsabgabe bei Temperaturanstieg von 20°C auf 30°C um etwa 25%, bis es bei 52°C die piezoelektrischen Eigenschaften gänzlich verliert. Außerdem ist es gegen Luftfeuchtigkeit empfindlich. Wird es nicht durch eine besondere Lackschicht geschützt oder wird diese beschädigt, dann bricht der Isolationswiderstand bei Feuchtigkeitseinfluß rasch zusammen, da das Element praktisch kurzgeschlossen ist. Das kann bei sehr hoher Feuchte (Tropen) so weit gehen, daß sich das Element vollkommen zersetzt. Eine Abnutzung infolge häufiger Benutzung tritt bei Kristallelementen jedoch nicht auf.

Schnelle

Die Schnelle gibt an, mit welcher Geschwindigkeit in cm/s die Abtastnadel durch die Rillenauslenkungen bewegt wird. Sie ist gleichbedeutend mit der früher oft genannten Geschwindigkeitsamplitude, da sie sich für sinusförmige Aufzeichnungen aus der Beziehung

$$s = \omega \cdot a = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot a$$

(in cm/s) ableitet.

Sie ist also abhängig von der Amplitude a (Schwingungsweite) und der Kreisfrequenz ω (Tonhöhe f). Da einerseits aus Platzgründen auf der Schallplatte die Amplituden für tiefe Frequenzen (kleines f) nicht so groß gewählt werden können, andererseits hohe Frequenzen mit einer nicht zu kleinen Amplitude geschnitten werden dürfen, wenn man einen günstigen Fremdspannungsabstand erreichen will, ist die Schnelle auf der Schallplatte nicht konstant, sondern frequenzabhängig. Diese Frequenzabhängigkeit ist in der Schallplatten-Schneidkennlinie genannt (s. Entzerrung).

Für den vollausgesteuerten 1000-Hz-Ton gilt als Norm-Schnelle gemäß DIN 45336/46 der

Wert 12 cm/s bei Mono-Schallplatten und 8 cm/s bei Stereo-Schallplatten. Die bei anderen Frequenzen vorliegenden Schnellen können der Schneidkennliniendarstellung entnommen werden, wobei es jedoch immer der Vollaussteuerungswert, also die maximale Schnelle ist. Für Messungen nach DIN 45339 ist eine Spitzenschnelle von 10 cm/s maßgebend.

Schrift

Tiefenschrift

Bei den ersten phonographischen Aufzeichnungen (auf zylinderförmigen Walzen) wurde der die Schallinformationen aufzeichnende Stichel senkrecht zur Oberfläche des Aufzeichnungsträgers in das Material eingedrückt, das heißt bei großen Lautstärken tiefer als bei geringen. Die Rillentiefe der vertikalen (Tiefen-)Schrift ist — bedingt durch die dreieckförmigen Stichel — je nach Tiefe der Aufzeichnung unterschiedlich. Technische Schwierigkeiten bei der Herstellung dieser Tiefenschrift sowohl beim Bestreben nach Klangverbesserungen als auch vor allem bei der Vervielfältigung waren erheblich, so daß sich sehr schnell die von Emil Berliner erdundene Seitenschrift durchsetzte.

Seitenschrift

Bei der Seitenschrift wird der Schneidstichel im Takt der niederfrequenten Erregung in horizontaler Richtung jeweils aus der Ruhelage nach rechts oder links ausgelenkt. Die Breite der dreieckförmigen Rille, die bei einem Öffnungswinkel der Seitenflanken von etwa 90° ihren tiefsten Punkt in der Symmetrielinie hat, ist konstant. Je nach der Plattenart (Mikrorillen oder Normalrillen) ist sie $60 \cdot 120 \mu\text{m}$.

45°-Schrift

Zur Aufzeichnung der beiden Stereo-Kanäle „Rechts“ (A) und „Links“ (B) werden die bisher bekannten, senkrecht aufeinander stehenden Auslenkrichtungen so miteinander kombiniert, daß eine Zweikomponentenschrift entsteht, wenn man das Achsenkreuz um 45° zur Plattenoberfläche dreht. Dann liegen die Bewegungsrichtungen von Schneidstichel und Abtaster senkrecht auf den Rillenflanken, und jeder Flanke kann einer der Stereo-Kanäle zugeordnet werden. Deshalb nennt man diese Schriftart häufig auch Flankenschrift. Wegen der anteiligen Tiefenkomponente bei der Aufzeichnung einer Stereo-Information ist die Breite der Flankenschrifttrille nicht mehr konstant, sondern abhängig vom Schallpegel und der Schalleinfallrichtung innerhalb der Stereo-Basis. Sie liegt in der Größenordnung von $25 \cdot 140 \mu\text{m}$.

Für den speziellen Fall, daß beide Schneid-systeme mit phasen- und amplitudengleicher Tonfrequenzspannung erregt werden, erzeugt der Schneidstichel eine reine Seitenschrift. Der eine derartige Rille abtastende Stereo-Tonabnehmer ruft gleiche Spannungen in beiden Kanälen hervor, die über die Wiedergabe-einlagen einen akustischen Miteneindruck ergeben. Bei gegenphasiger Erregung mit gleichem Spannungspegel schneidet der Schneidstichel eine reine Tiefenschrift. Schallinformationen, die nur vom rechten Lautsprecher abgestrahlt werden sollen, entstehen aus der Abtastung einer Flankenschrift, die exakt unter 45° in die rechte (äußere) Rillenflanke eingeschnitten wurde. Bei Schallereignissen, die nur links wiedergegeben werden sollen, erfolgt Aufzeichnung und Abtastung auf der linken (inneren) Rillenflanke. Sofern die Stereo-Auf-

zeichnung frei von zwar eindrucksvollen, aber meist unmotivierten Links-Rechts-Effekten bleibt, werden sich in der Praxis allerdings höchst selten Informationen bilden, die ausschließlich nur eine der genannten Rillenmodulationen herbeiführen. Praktisch entstehen vielmehr in der Ebene senkrecht beziehungsweise unter 15° (s. Tracking Angle) zur Schallplattenoberfläche alle möglichen Bewegungsrichtungen, die man sich jedoch grundsätzlich aus einer waagrecht und senkrecht gerichteten Bewegungskomponente zusammengesetzt denken kann. Ein Stereo-Tonabnehmer muß also horizontalen und vertikalen Auslenkrichtungen folgen können (s. Compliance), deshalb können mit ihm alle drei Schriftarten (Tiefe, Seite und 45°) gleichermaßen gut abgelesen werden.

Stroboskop

Mit der Stroboskopscheibe (griechisch: Scheibebild) läßt sich in einfacher und dabei sehr genauer Weise die Drehzahl eines Plattentellers kontrollieren. Wird die Stroboskopscheibe auf den rotierenden Plattenteller gelegt und aus dem Wechselstromlichtnetz beleuchtet, dann scheint die kreisringförmige Strichteilung trotz Rotation der Scheibe stillzustehen, wenn die Drehzahl des Plattentellers mit der Saldrehzahl übereinstimmt. Dieser Eindruck entsteht auf Grund der Trägheit des menschlichen Auges. Ist die Drehzahl des Plattentellers größer als die Saldrehzahl, dann wandern die dunklen Streifen vorwärts, ist sie geringer, scheinen sie sich nach rückwärts zu bewegen. Die Zahl der Dunkelstreifen z errechnet sich aus der Beziehung

$$z = \frac{120 \cdot f}{n}$$

Für $n = 33\frac{1}{2} \text{ U/min}$ und $f = 50 \text{ Hz}$ wird $z = 180$.

Bei Spitzenlaufwerken ist die Stroboskopteilung, direkt oder durch ein Einblickfenster sichtbar, bereits fest am Plattenteller angebracht. Wichtig ist, daß die Einstellung der Saldrehzahl mit Hilfe des Stroboskops bei aufgelegtem Tonarm vorgenommen wird. Dieser soll etwa in der Mitte des Plattenspiegels abgesetzt werden. Größere Stroboskopscheiben weisen Plus-Minus-Teilungen der Saldrehzahl auf. Sie ermöglichen die Kontrolle der Drehzahlabweichungen innerhalb eines noch zulässigen Toleranzbereiches von zum Beispiel 2% und sind besonders bei Abspielgeräten ohne Drehzahlfeinregulierung zweckmäßig.

Sweepplatte

Zur unmittelbaren Sichtbarmachung und Kontrolle des Frequenzganges eines Abtastsystems auf dem Oszillografenschirm läßt sich die in den USA entwickelte Sweepplatte (sweep = vorbeisuchen) verwenden. Das auf dem Oszillografenschirm sichtbare Bild gibt über die Charakteristik des Meßobjektes hinsichtlich seines Amplitudenverlaufes innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches Auskunft. Man führt also eigentlich keine Messung im strengen Sinne, sondern eine Funktionsprüfung bei mehreren Meßfrequenzen durch. Nach einiger Übung läßt sich das Sweepbild auch hinsichtlich zusätzlicher Erscheinungen wie Verzerrungen und Phasenfehler auswerten.

Bei Vorhandensein eines Tonabnehmers mit breitem Übertragungsbereich und linearem Frequenzgang lassen sich mit der Sweepplatte (als sekundärem Sinusgenerator) auch aktive

sowie passive Vierpole messen mit einer Genauigkeit, wie sie für schnelle, orientierende Funktionsprüfungen erfahrungsgemäß völlig ausreichend ist.

Turnover-System

Ein Turnover-System ist ein Kristallannehmer, der zur wahlweisen Verwendung von zwei unterschiedlich verrundeten Abtastnadeln — zum Beispiel für Mikrorillen (M) oder für Normalrillen (N) — im Tonkopf des Tonarms um seine horizontale Achse gedreht werden muß. Ein derartiges System hat also zwei um 180° versetzte Nadelträger mit je einem Abtaststift. Die Nadelträger übertragen die Auslenkbewegungen auf dasselbe Koppelstück des Wandlerelementes. Diese doppelte Nadelträgerbestückung hat den Vorteil, daß beim Austausch einer Abtastnadel (die ja praktisch unlösbar mit dem Nadelträger verbunden ist) jeweils nur die abgenutzte oder beschädigte Nadel ausgetauscht werden muß.

Übersprechen

Mit Übersprechen wird die unerwünschte gegenseitige Beeinflussung der beiden Stereokanäle A und B bezeichnet. Seine Ursachen können in mechanischen und/oder elektrischen Unzulänglichkeiten der Übertragungsglieder begründet sein, so zum Beispiel nicht ausreichende Entkopplung der mechanischen Auslenkbewegungen des Nadelträgers zwischen beiden Systemen eines Abtasters oder kapazitive Beeinflussung innerhalb einer hochohmigen Leitungsführung (Tonarm!) beziehungsweise des Verstärkerlaufbaus.

Für eine differenzierte, transparente Stereo-Wiedergabe wird eine weitgehende Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen gefordert. Sie wird aus dem Spannungsverhältnis von Nutzpegel U_N (bei Vollaussteuerung 0 dB) zum Beispiel im Kanal A und dem Störpegel U_S im Kanal A (vom Kanal B herrührend) in dB errechnet aus

$$20 \lg \frac{U_N}{U_S}$$

Bei zu geringer Übersprechdämpfung geht durch die dann zustande kommende Vermischung beider Stereo-Informationen die Ortungsmöglichkeit weitgehend verloren. Man fordert bei 1 kHz im allgemeinen eine Übersprechdämpfung von mindestens —20 dB. Bei Wiedergabeverstärkern ist dieser Wert leicht zu erreichen, nicht jedoch bei Tonabnehmern, bei denen sich die Dämpfung nach tiefen und hohen Frequenzen hin meist erheblich verringert. Wegen dieser Frequenzabhängigkeit der Übersprechdämpfung ist es wünschenswert, in den Verlauf des zeichnerisch dargestellten Frequenzganges des Nutzpegels auch den Frequenzgang der Übersprechdämpfung aufzunehmen.

Nach der Hi-Fi-Norm DIN 45500 wird als Übersprechdämpfung gefordert:

Abtastsysteme

- IV 20 dB bei 1 kHz,
- IV 15 dB zwischen 500 und 6300 Hz;

Wiedergabeverstärker

- IV 40 dB bei 1 kHz,
- IV 30 dB zwischen 250 und 10000 Hz;

Magnetbandgeräte

- IV 60 dB bei Mono-Doppelspur,
- IV 25 dB bei Stereo.

wow und flutter

Diese beiden Begriffe sind durch charakterisierende Definitionen des Gleichlaufverhaltens von Schallspelergeräten geprägt worden. In jeder elektroakustischen Übertragung ist der

konstante Antrieb des Tonträgers (das heißt der Gleichlauf und daraus resultierend die Schwankung der Tonhöhe oder — was das gleiche ist — die Frequenzschwankungen) von entscheidender Wichtigkeit. Tonhöhen Schwankungen entstehen sowohl beim Plattenspieler als auch beim Tonbandgerät meistens infolge periodischer Schwankungen des mit begrenzter Präzision arbeitenden Antriebsmechanismus. Weicht die Rillengeschwindigkeit oder Bandgeschwindigkeit um den Betrag Δv von der Nenngeschwindigkeit v ab, dann ändert sich auch die Tonhöhe um den Wert $\Delta v/v$. Diese Abweichungen werden in Prozent angegeben, und man hat bis heute aus experimentellen Ergebnissen als Richtwert angenommen, daß alle Tonhöhen Schwankungen, die bei tiefen und hohen Frequenzen unter 1%, bei mittleren Frequenzen unter 0,3% liegen, den Klangeindruck einer elektroakustischen Wiedergabe nicht mehr stören.

Die als Tonhöhen Schwankungswert angegebenen Zahlen darf man jedoch nicht mit den konstanten oder sich langsam ändernden Abweichungen von der Nennzahl, dem sogenannten Schlupf (Drift), verwechseln. Diese Schlupfabweichung, die man im Gegensatz zu den schnellen Tonhöhen Schwankungen bereits sehr einfach mit dem Straboskop feststellen kann, darf beim Bandantrieb laut DIN 45511 ± 2% sein, wobei die Abweichung von der mittleren Geschwindigkeit mindestens über 10 Sekunden gemittelt sein soll. Bei konstanter Abweichung von der Nennzahl wird die Tonhöhe, verglichen mit der Originaltonhöhe, lediglich zu hoch oder zu tief wiedergegeben. Sehr langsame Abweichungen infolge inkonstanter Schlupfs zwischen Antrieb und Tonträger äußern sich als Absinken oder Ansteigen der Tonlage und werden fast nur von musikalisch geschulten Ohren wahrgenommen. Ein inkonstanter Schlupf entsteht beim Bandgerät unter anderem durch unterschiedliche Belastung des Antriebs infolge Veränderung des Bandwickeldurchmessers, beim Plattenabspielgerät durch das rillendurchmesserabhängige Bremsen des aufgelegten Tonarms. Während man bei guten Plattenabspielgeräten die Nennzahl durch eine Drehzahlfeinregulierung einstellen kann, ist das bei einem Tonbandantrieb nicht möglich. Leider wirken sich bei eigenen Tonaufzeichnungen Geschwindigkeitsabweichungen zwischen zwei Geräten oder aber auch schon zwischen Aufnahme und Wiedergabe sehr störend aus. Unter diesem Gesichtspunkt muß die zulässige Abweichung von ± 2% als äußerst bezeichnet werden. Es wäre darum wünschenswert, neben der Tonhöhen Schwankung auch den Schlupf anzugeben.

Die kurzzeitigen Tonhöhen Schwankungen werden nach der subjektiven Empfindung in langsame (tiefere) und schnelle (höhere) Anteile aufgeteilt. Während sich die langsamen Schwankungen von 0,1–10 Hz — besonders im Bereich um 4 Hz — deutlich als Jaulen (englisch wow) bemerkbar machen, bewirkt eine höherfrequente Schwankung (engl. flutter) im Bereich 10–150 Hz ein Wimmern, bei hohen Tönen eine Rauigkeit in der Wiedergabe.

Häufig wird in Fachveröffentlichungen auch der Begriff des „warp wow“ genannt. Damit wird die Tonhöhen Schwankung bezeichnet, die bei der Schallrillenabtasung durch den Platten- (Teller-) Höhen Schlag entsteht, wobei sich der Tonarm auf einem Kreisbogen auf- und abbewegt, die Nadel sich demnach vor- und zurückbewegt, also ebenfalls eine Tonhöhen Schwankung hervorruft.

In einem Tonhöhen Schwankungs-Meßgerät wird nun der von der Schwankung des Antriebs des Trägers herrührende Frequenzhub gemessen. Als Pilotton wurde nach DIN 45507 die Frequenz 3150 Hz ± 2% festgelegt (früher hat man teilweise mit 3000 und 5000 Hz gemessen). Da das Ohr Gleichlaufstörungen je nach Frequenz unterschiedlich bewertet, da aber gefordert wird, daß das Meßergebnis in direkter Beziehung zu dem empfundenen Störeindruck steht, muß eine einheitliche Bewertungskurve herangezogen werden. Sie hat ihren Bezugspunkt bei 4 Hz und fällt bis zu 0,2 Hz um 30 dB, bis 200 Hz um etwa 24 dB ab. Wird zum Meßwert der Zusatz „linear“ genannt, dann wurde nicht über diese Bewertungskurve, sondern von 0,1–200 Hz linear gemessen. Dieser Meßwert ist naturgemäß etwas höher; er wird im allgemeinen auch nur für eine rein technische Bewertung ermittelt. Über diese Amplitudenbewertung in Abhängigkeit der Schwankungsfrequenz hinaus sind nach bestimmter dynamische Eigenschaften der Anzeige festgelegt.

Über die maximal zulässige Tonhöhen Schwankung herrschen teilweise sehr unterschiedliche Ansichten. Fest steht jedoch, daß die Art der wiederzugebenden Musik einen großen Einfluß auf den zulässigen Wert ausübt. Bei schneller rhythmischer Musik wird man höhere Werte zulassen können als bei einem Hornsala oder langanhaltenden Klaviertönen.

Während man in der DIN-Norm für Schallplatten-Abspielgeräte (DIN 45538/39) keine zulässigen Werte für Tonhöhen Schwankungen und Schlupf festgelegt hat, wurden in DIN 45511 für die Bandgeräte Grenzwerte aufgenommen. Die neue Hi-Fi-Qualitätsnorm 45500 hat für Plattenspieler und Tonbandgeräte die in Tab. I aufgeführten Grenzwerte empfohlen.

Tab. I. Zulässige Geschwindigkeits-, Drehzahl- und Gleichlaufschwankungen

Tonbandgeräte	nach DIN 45 511	höchstzulässige kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen mit Frequenzen über 0,1 Hz						
		Studiogeräte			Heimgeräte			
		76	38	19	19	9,5	4,75	2,4 cm/s
		± 0,1	± 0,1	± 0,15	± 0,2	± 0,3	± 0,6	± 1%
	nach DIN 45 500 Heimstudia-Technik (Hi-Fi)	Abweichung der mittleren Geschwindigkeit von der Sollgeschwindigkeit über 30 s gemittelt						höchstens: ± 1%
		kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen						höchstens: ± 0,2%
Plattenabspielgeräte	nach DIN 45 500 Heimstudia-Technik (Hi-Fi)	Drehzahlabweichung			höchstens: + 1,5% (± 0,5%) — 1,0%			
		Gleichlaufschwankungen			höchstens: ± 0,2% (± 0,1%)			
		Die Klammerwerte stellen die zulässigen Schwankungen nach Empfehlung der IEC dar						

Rundstrahlantenne für das 2-m-Amateurband

Der Amateur benötigt für das 2-m-Band neben einer Richtantenne vielfach auch noch eine Rundstrahlantenne. Sie ist vor allem bei gleichzeitigen Verbindungen mit

strahlcharakteristik dieser Anordnung zeigt Bild 3; der Gewinn beträgt in fast allen Richtungen nahezu 0 dB. Jeder Falt-dipol hat einen Anschlußwert von 240 Ohm symmetrisch.

Die zum Aufbau benötigten vier Dipole „HY02“ werden mit gleich langen 240-Ohm-Leitungen (Schlauchkabel!) parallel und kreuzweise zusammen geschaltet (Bild 4), so daß sich ein Anschlußwert von 60 Ohm symmetrisch ergibt. Damit für die Niederführung normales 60-Ohm-Koaxkabel verwendet werden kann, muß ein Symmetrierglied eingeschaltet werden, das die Anschlußimpedanz von 60 Ohm symmetrisch auf 60 Ohm unsymmetrisch umwandelt.

Als Symmetrierglied eignet sich die leicht selbst herstellbare EMI-Schleife (Bild 5), bei der an das normale Zuleitungskabel K1 ein $1/4$ langes Kabelstück K2 aus gleichem Material angeschlossen wird. Der Innenleiter von K1 ist am oberen Ende

mit dem Außenmantel von K2 zu verbinden. Der Innenleiter von K2 hat hierbei keine Funktion und sollte daher am Anfang und am Ende mit dem Außenmantel verbunden oder ganz entfernt werden. Bei der Bemessung der Länge von K2 muß man den Verkürzungsfaktor $V \approx 0,83$, der von der Isolation des Kabels abhängt, berücksichtigen. Bei einer Frequenz von $f = 145$ MHz hat K2 eine Länge von 430 mm. Beide Kabel, von denen natürlich die Außenisolation nicht entfernt werden darf, liegen nebeneinander und werden mit „Tesa“-Band zusammengehalten.

Zweiebenen-Ringstrahler

Zur Erhöhung des Antennengewinns lassen sich zwei Ringstrahler im $1/2$ -Abstand (1 m) übereinander anordnen. Damit erreicht man einen Gewinn von etwa 3 dB. Wichtig ist jedoch, daß die Zusammenschaltung und die Anpassung (Bild 6) rich-

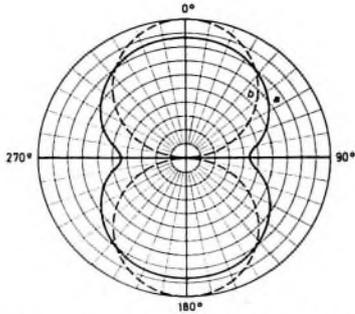


Bild 1. Prinzipieller Verlauf des Richtdiagramms eines Winkelipols (a) und gestreckten $1/2$ -Dipols (b)



Bild 2. Ringstrahler aus vier Falt-dipolen „HY 02“ von Wisi für das 2-m-Amateurband

mehreren in verschiedenen Richtungen liegenden Stationen (Rund-QSOs) innerhalb des Orts- und Bezirksbereiches oder bei Abstrahlung von Rundsprüchen erforderlich. Da aber beim Amateurfunk mit horizontaler Antennenpolarisation gearbeitet wird, läßt sich die bei stationären kommerziellen UKW-Funksprechanlagen eingesetzte Groundplane-Antenne hier nicht verwenden.

Für die Rundstrahlung wurde bisher meistens ein abgewinkelter Dipol [1] eingesetzt. Wie aus dem Richtdiagramm Bild 1 hervorgeht, hat diese Antenne zwei Vorzugsrichtungen, bei denen der Gewinn gegenüber einem gestrecktem Dipol um etwa 2 dB niedriger liegt. Infolge der Abwinkelung treten zwar keine Nullstellen mehr auf, jedoch ist der Gewinn bei 90° und 270° mit etwa -7 dB sehr niedrig.

Um eine gleichmäßige Abstrahlung in alle Richtungen zu erreichen, empfiehlt es sich, einen Ringstrahler zu verwenden, der nach dem gleichen Prinzip wie die horizontal polarisierten Antennenanlagen der UKW-Rundfunk- und Fernsehstationen aufgebaut ist und aus vier um 90° gegeneinander versetzten Dipolen besteht. Zur Zusammenstellung derartiger Antennen (Bild 2) liefert Wisi jetzt den Falt-dipol „HY 02“ mit 65 cm langem Abstandsrohr und Befestigungsschelle. Die ausgezeichnete Rund-

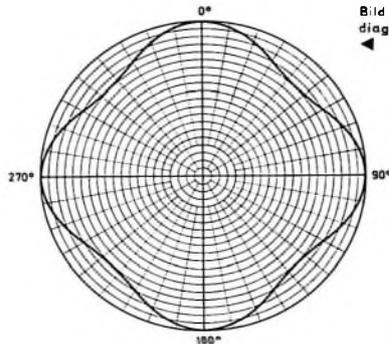


Bild 3. Prinzipieller Verlauf des Richtdiagramms des Ringstrahlers für das 2-m-Band

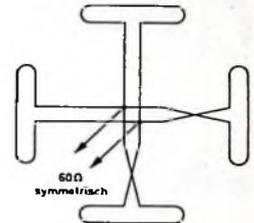


Bild 4. Zusammenschaltung von vier Falt-dipolen zu einem Ringstrahler

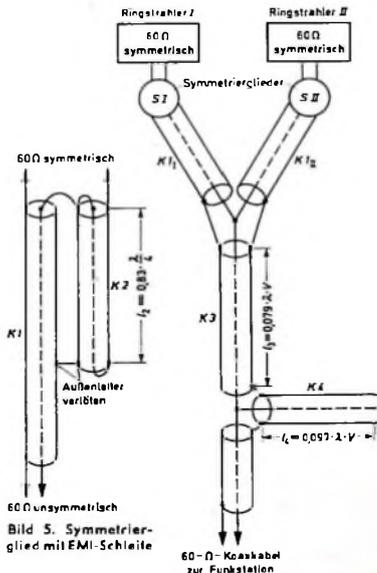


Bild 5. Symmetrierglied mit EMI-Schleife

tig erfolgen. Die vier Dipole jedes Ringstrahlers werden, wie bereits beschrieben, miteinander verbunden, und dann wird die EMI-Schleife angeschlossen. Die unsymmetrischen Ausgänge der beiden Symmetrierglieder sind parallel zu schalten, so daß sich ein Anschlußwert von 30 Ohm unsymmetrisch ergibt.

Zur Widerstandstransformation von 30 auf 60 Ohm dient eine Leitungsanordnung K3, K4 (Bild 6) aus 60-Ohm-Koaxkabel. Mit der Leitung K3 wird der Widerstandswert von 30 Ohm so weit in den induktiven Bereich transformiert, daß er anschließend mit dem Stub K4 auf den reellen Wert von genau 60 Ohm zum Anschluß eines 60-Ohm-Koaxkabels kompensiert werden kann. Für K3 und K4 ist das gleiche Koaxkabel zu verwenden. Die Längen sind $l_3 = 0,079 \cdot \lambda \cdot V$ und $l_4 = 0,097 \cdot \lambda \cdot V$. Bei Koaxkabel mit einem Verkürzungsfaktor von $V = 0,67$ und einer Frequenz von 145 MHz ist $l_3 = 108$ mm und $l_4 = 133$ mm. Die hier beschriebene Anpassung kann auch zur Zusammenschaltung von zwei Yagi-antennen mit je 60 Ohm Anschlußwert verwendet werden.

Schrifttum

- [1] Koch, E.: Eine neue Rundstrahlantenne für das 2-m-Band für stationären und mobilen Einsatz. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 11, S. 422



H. MÜLLER

Meßtechnik

HF-Kurvenschreiber für Rundfunk-Zwischenfrequenzen

Der im folgenden beschriebene HF-Kurvenschreiber ist eigens für den Abgleich der Zwischenfrequenzen von Rundfunkempfängern bestimmt. Er erzeugt für die FM-ZF ein kombiniertes Abgleichsignal, das insbesondere für die genaue Darstellung der Diskriminatorkurve geeignet ist. Für die AM-ZF steht ein besonders langsam ablaufendes Wobbsignal zur Verfügung. Weiterhin enthält das Gerät einen amplitudenmodulierten, quartzesteuerten Meßsender, der für die häufigsten Zwischenfrequenzen umschaltbar ist. Zur Anzeige dient eine 13-cm-Oszillografenröhre mit Planschirm. Der Y-Verstärker hoher Empfindlichkeit ist für Gleich- und Wechselspannungskopplung eingerichtet.

1. FM-ZF-Wobbler

Bild 1 stellt das kombinierte Abgleichsignal für die FM-Zwischenfrequenz von 10,7-MHz dar. (Die X-Achse ist mit einer Sinusspan-

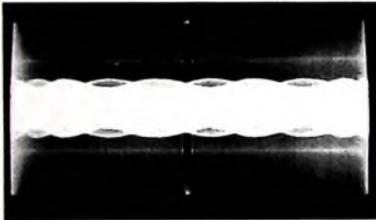


Bild 1. Kombiniertes Abgleichsignal für die FM-Zwischenfrequenz

nung von 50 Hz abgelenkt.) Es enthält ein im Rücklauf ausgetastetes 10,7-MHz-Wobbsignal.

Beigemischt ist ein quartzesteuertes 10,7-MHz-Festsendersignal. Während des Wobblervorlaufs ist die Festfrequenz unmoduliert und während des Rücklaufs amplitudenmoduliert. In der Arbeitsperiode des Wobblers entsteht mit dem 10,7-MHz-Signal eine Überlagerung der Frequenzen. In der Mitte ist Schwebungsnull, und man erkennt daran die Sollfrequenz ZF_0 . Diese Schwebung ist auf der S-Kurve des Diskriminators zu sehen und dient dort zur Frequenzorientierung. Aus den Seitenbändern werden mittels eines Schwingkreises Frequenzmarken erzeugt, die symmetrisch zu ZF_0 liegen. Sie werden als Dunkelmarken in das Oszillogramm eingebildet. Der Abstand ist ± 50 kHz. Mit Hilfe der Marken kann die Bandbreite ermittelt oder beurteilt werden.

Das 10,7-MHz-Dauersignal verhindert Spannungsänderungen am Begrenzer-Elektrolytkondensator des Ratiodektors, die wegen des aussetzenden Betriebs des Wobblers entstehen würden. Der Diskriminator behält so die normalen Arbeitsbedingungen, und das aufgezeichnete Oszillogramm

ist einwandfrei. Für den Abgleich der AM-Unterdrückung ist in der Zeit des ausgetasteten Wobblerrücklaufes das 10,7-MHz-Signal amplitudenmoduliert. Auf der Nulllinie des Diskriminator-Oszillogramms erscheint dann das demodulierte Signal und kann auf ein Minimum abgeglichen werden.

Als Modulationsfrequenz wurden 525 Hz gewählt. Bei der X-Ablenkung mit 50 Hz Sinusspannung ergeben sich während zweier Rückläufe zwei sich überschneidende Sinuslinien. Der Minimumabgleich ist bei dieser Darstellung besonders genau erkennbar. Auch die Amplitudenhöhe

ist genauer ablesbar und kann meßtechnisch besser ausgewertet werden.

Im Bild 2 sind die Einzelsignale zeitlinear dargestellt, aus denen das kombinierte Signal zusammengesetzt ist. Die senkrechten Projektionen stimmen zeitmäßig auf allen Oszillogrammen überein. Um ein ruhiges stehendes Bild zu erhalten, sind die meisten Funktionen von der Netzfrequenz abgeleitet und daher starr mit ihr verknüpft. So wird zunächst aus der Netzspannung (a) mittels eines Schmitt-Trigger's ein 50-Hz-Mäander (b) erzeugt. Eine solche Anordnung kann als geschal-

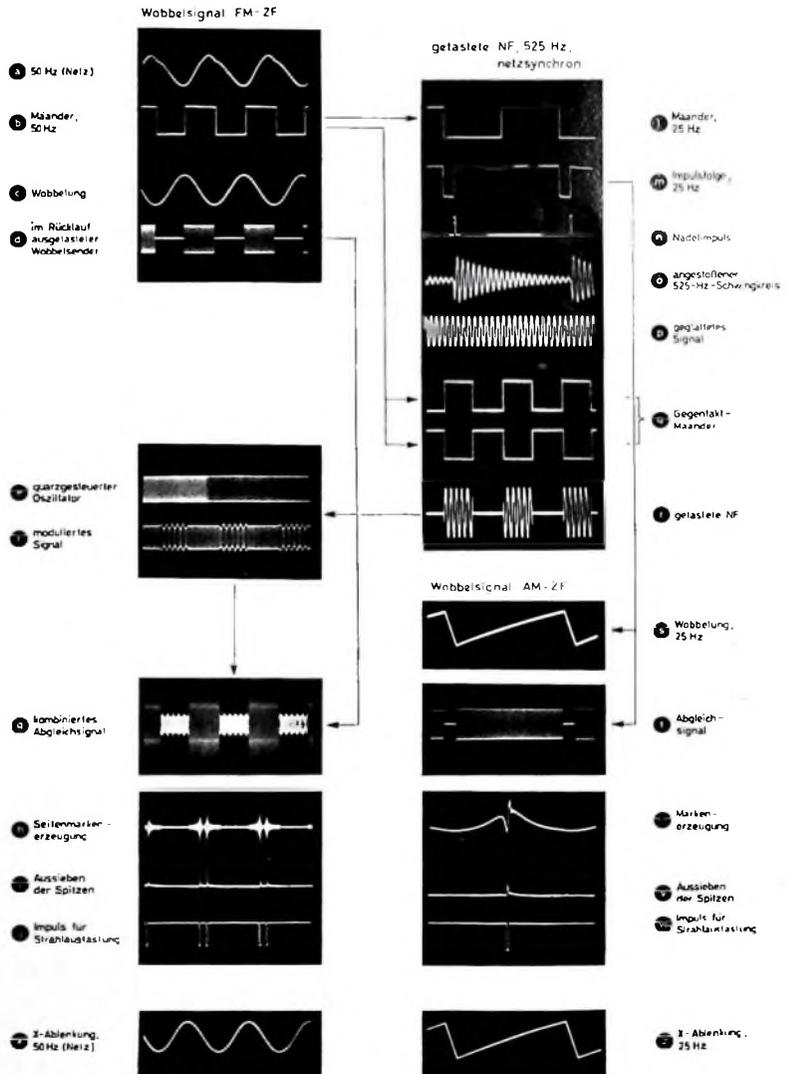


Bild 2. Zeitlineare Darstellung der Einzelsignale für das zusammengesetzte AM-ZF- beziehungsweise FM-ZF Abgleichsignal (Erläuterungen im Text)

tete Gleichspannungsquelle dienen und wird hier direkt zur Speisung des Wobbeloszillators herangezogen. Der Wobbeloszillator hat also eine Arbeits- und eine Ruheperiode. Dadurch ist eine vollständige Rücklaufastung herbeigeführt (d). In richtiger Phasenlage wird dem Wobbel-system eine 50-Hz-Sinusspannung zugeführt (c).

Das Oszillogramm e stellt die HF-Spannung von dem quartzesteuerten Festsender mit der Sollfrequenz $ZF_0 = 10,7 \text{ MHz}$ dar. Im Diagramm f ist diese HF-Spannung mit einem besonderen NF-Signal moduliert. Die Frequenz dieser NF beträgt 525 Hz und steht mit 1 : 10,5 in einem gebrochenen Verhältnis zur Netzfrequenz. Um zu diesem Verhältnis zu gelangen und die Netzverkopplung zu gewährleisten, werden über einen Zweiteiler (l) und die Impulsfolge (m) Nadelimpulse (n) mit der Folgefrequenz von 25 Hz erzeugt. Diese Nadelimpulse stoßen einen Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz 525 Hz an. Es entstehen gedämpfte Schwingungen (o), weil der Schwingkreis nur nach jeweils 21 Schwingungen wieder angestoßen wird. In Begrenz- und Glättungsstufen entsteht schließlich ein in der Amplitude ausgeglichenes Signal (p).

Die Modulation darf während der Arbeitsperiode des Wobblers nicht auftreten, weil die normale Kurvendarstellung nicht gestört sein darf. In einer Schaltstufe wird deshalb die Modulation für die gewünschte Zeit ausgetastet (r).

Zwei Transistoren mit einem gemeinsamen Arbeitswiderstand werden abwechselnd geöffnet und gesperrt. Die Schaltfunktionen besorgen Gegentakt-Mäander (q), die aus dem Signal b entstanden sind. Der eine Transistor wird an der Basis durch das 525-Hz-Signal angesteuert. Der andere Transistor bleibt ohne Steuersignal. Am Arbeitswiderstand erscheint also nur während der Öffnungszeiten des ersten Transistors das 525-Hz-Signal. Der zweite Transistor übernimmt lediglich während der Sperrzeit des ersten Transistors den Kollektorruhestrom und unterdrückt damit den Gleichspannungssprung, der sonst an dem ohmschen Arbeitswiderstand entstehen würde. Das Diagramm r zeigt das entstandene Modulationsignal. Hier ist das Verhältnis zur Netzfrequenz erkennbar. Der erste Durchlauf beginnt mit steigender Kurve, während im zweiten Durchlauf diese fallend beginnt.

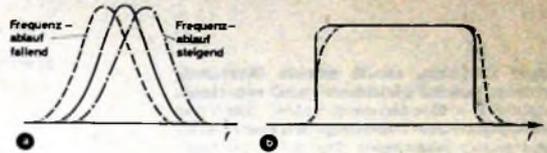
Die Signale d und f durchlaufen eine Mischstufe und werden zu dem Abgleichsignal g kombiniert. Wobblers und Festsender ergeben im entsprechenden Anteil ein Schwebungsband, das schon im Bild 1 deutlich erkennbar ist.

Als weitere Orientierungshilfe sind Frequenzmarken in einem Abstand von $\pm 50 \text{ kHz}$ verfügbar. Aus dem Schwebungsband wird über eine Verstärkerstufe ein 50-kHz-Resonanzkreis erregt. Die entstandenen Resonanzspitzen (h) werden ausgeleitet, zu Impulsen geformt (j), ausreichend verstärkt und dem Steuergitter der Oszillografenröhre zugeführt. Die Impulse unterbrechen den Elektronenstrahl und erscheinen als Dunkelmarken auf dem Oszillogramm. Das Diagramm k zeigt noch eine 50-Hz-Sinusspannung für die X-Ablenkung in der richtigen Phasenlage.

2. AM-ZF Wobblers

Der Abgleich mit einem Wobblers ist besonders für Geräte erforderlich, die eine AM-ZF mit kritisch oder überkritisch ge-

Bild 3 Darstellungfehler bei zu großer Wobbelgeschwindigkeit; a) bei einzelnen Resonanzkreisen, b) bei steilflankigen Bandfiltern



gekoppelten Bandfiltern oder auch eine Bandbreitenumschaltung haben. Da es sich hierbei um relativ steile Bandfilter handelt, darf der Frequenzablauf nicht zu schnell erfolgen. Eine ausreichende Verweilzeit der HF ist erforderlich, und sie muß größer als die Zeitkonstante des Prüfobjektes sein. Ein Resonanzkreis erscheint sonst frequenzmäßig höher, wenn der Frequenzablauf steigend verläuft und umgekehrt (Bild 3a). Bei steilen Bandfiltern erscheinen Anstieg und Abfall frequenzmäßig verschoben und flacher als sie es tatsächlich sind (Bild 3b). Diese Verhältnisse sind beim AM-ZF-Signal zu berücksichtigen, und es wird deshalb mit einer Sägezahnspannung von 25 Hz gewobbelt.

Der 25-Hz-Mäander (Bild 2, Diagramm l), der durch einen Zweiteiler aus dem 50-Hz-Mäander b entstanden ist, wurde bereits erwähnt. Die hiervon abgeleiteten Impulse (m) entladen einen Kondensator, der in den Impulspausen von einer Gleichspannungsquelle über einen Widerstand wieder aufgeladen wird. Der so entstandene Sägezahn (s) wird zum Wobbeln benutzt. Die Impulse nach m werden außerdem für die Rücklaufastung verwendet, die in der Ausgangsstufe durchgeführt wird. Die Impulsbreite entspricht der Rücklaufzeit und darf nicht zu kurz gewählt werden, weil sonst die Nulllinie des Oszillogramms zu schlecht zu sehen ist. Das Diagramm t zeigt das Abgleichsignal. Es wird zu einer Leistungsstufe geführt und gelangt schließlich über einen HF-Regler an die Ausgangsbuchse.

2.1. Frequenzmarken

Für die Markenerzeugung wird ein schwach angekoppeltes Wobblersignal über einen Resonanzkreis und einen Quarz geführt. Die angestoßenen Schwingungen, die durch den Quarz entstehen, werden mit einem Resonanzkreis aus dem ebenen Niveau herausgehoben (u). Die erste Einschwingenspitze wird ausgesiebt (v) und der daraus geformte Impuls (w) wie schon beschrieben als Dunkelmarke in das Oszillogramm eingeblendet. Die Frequenzmarken sind zwischen 458, 460, 462, 464 und 473 kHz umschaltbar.

Die X-Achse wird hier mit derselben Sägezahnspannung abgelenkt, mit der auch gewobbelt wird, wie das Diagramm z zeigt. Die Schreibfrequenz des Oszillografenstrahles ist also nur 25 Hz. Um störendes Flackern zu vermeiden, wurde eine Oszillografenröhre mit einer größeren Nachleuchtdauer verwendet.

3. Das Wobbelprinzip

Zum Wobbeln des Oszillators wird das Prinzip der Stromflußwinkelsteuerung angewendet. Bild 4 zeigt die Schaltanordnung. Der Kondensator C_w ist über die

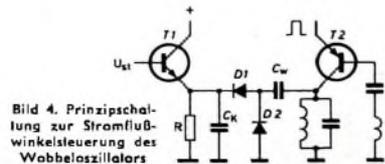


Bild 4. Prinzipschaltung zur Stromflußwinkelsteuerung des Wobbeloszillators

Dioden D1 und D2 an den Oszillator-schwingkreis angeschlossen. Die Dioden arbeiten als Schalter und werden von der anliegenden HF-Spannung des Oszillators geöffnet und gesperrt.

Wenn sie leitend sind, dann ist der Kondensator an den Schwingkreis angeschlossen und damit für eine Frequenzverstärkung voll wirksam. Der Schwingkreis wird um einen entsprechenden Betrag in Richtung tieferer Frequenzen verstimm-

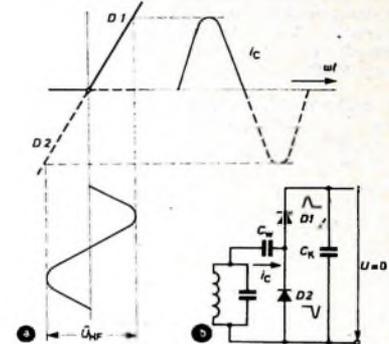


Bild 5. Wirkungsweise der als Schalter arbeitenden Dioden D1 und D2; a) zeitlicher Verlauf des Kondensatorstroms i_c als Funktion von U_{HF} , b) Schaltung

Sind die Dioden gesperrt, so ist der Kondensator praktisch abgeschaltet und damit ohne Wirkung auf den Kreis.

In der vorliegenden Schaltung sind durch Anwendung von zwei Dioden beide Halbwellen der HF ausgenutzt. Es werden also abwechselnd D1 und D2 geschaltet, je nach Polarität der jeweiligen Halbwellen. C_k bildet den erforderlichen Kurzschluß für die HF. Bild 5 veranschaulicht die Zusammenhänge noch einmal.

Gibt man den Dioden eine Vorspannung, die die Spitzenspannung der HF noch nicht übersteigt, dann kann die HF-Spannung die Dioden nicht mehr während der ganzen Halbwellen leitend machen. Der Kondensatorstrom i_c kann nur noch in einem kleinen Zeitabschnitt fließen.

Der Kondensator hat also nur eine geringe Ladung erhalten und ist deshalb we-

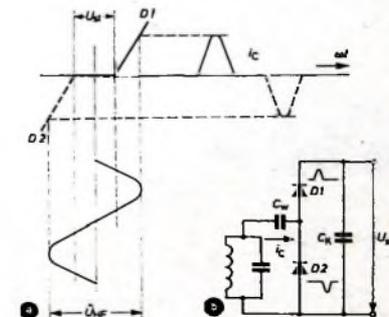


Bild 6. Stromflußwinkelsteuerung mit Hilfe der Vorspannung U_{st1} ; a) zeitlicher Verlauf des Kondensatorstroms i_c als Funktion von HF-Spannung U_{HF} und Steuerspannung U_{st1} , b) Schaltung

niger wirksam, als es seinem Wert entspricht. Das ist gleichbedeutend mit einem kleineren Kondensator, der für die Schwingkreisverstimmung wirksam wird, und dieser verstimmt den Kreis entsprechend weniger.

Bild 6 zeigt die gegenüber Bild 5 abgeänderten Zusammenhänge. Nun kann man der Diodenvorspannung eine Steuerspannung überlagern, die dann den Stromflußwinkel entsprechend steuert. Damit ist das Ziel erreicht und das gewobbelte HF-Signal hergestellt. In der praktischen Schaltung (s. Bild 4) liefert der Transistor-Ruhestrom von T1 die Vorspannung für die Dioden. In die Basis wird das Steuerungssignal eingespeist, hier also eine 50-Hz-Sinusspannung richtiger Phasenlage beziehungsweise eine 25-Hz-Sägezahnspannung. Im Bild 7 ist noch die ausgeführte Schaltung des 10,7-MHz-Wobbeloszillators dargestellt.

4. Amplitudenmodulierter Quarzsender

Für Geräte mit unterkritisch gekoppelter AM-ZF ist der Abgleich mit einem modulierten Sender ausreichend und oft erwünscht. Auch läßt sich der ZF-Saug- oder -Sperrkreis so am angenehmsten abgleichen. Das Gerät ist deshalb mit einem amplitudenmodulierten Quarzsender ausgestattet. Die für die Frequenzmarken beim Wobbler benötigten Quarze werden für die Steuerung eines Oszillators umgeschaltet. Für die Modulation wird das gestastete 525-Hz-Signal verwendet. Das entsprechende Signal entspricht dem im Bild 2,

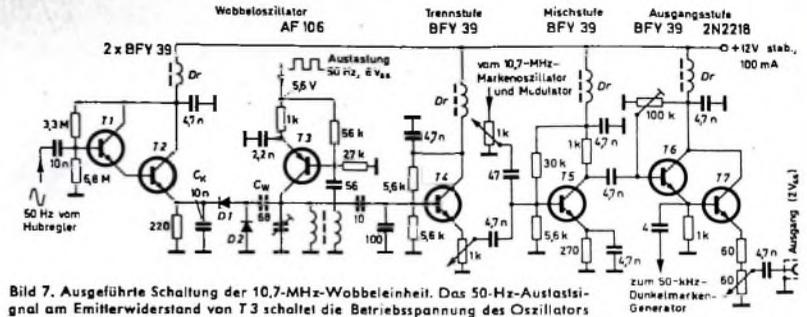


Bild 7. Ausgeführte Schaltung der 10,7-MHz-Wobbel-einheit. Das 50-Hz-Austastsignal am Emittierwiderstand von T3 schaltet die Betriebsspannung des Oszillators

Diagramm f dargestellten Verlauf. Die X-Achse wird bei dieser Betriebsart mit 50 Hz (sinusförmig) abgelenkt.

5. Verstärker für die X- und Y-Ablenkung

Die Ablenkverstärker bestehen aus je einer Doppeltriode und zwei Leistungs-transistoren. Die Doppeltriode dient mit einem System als Meßsignal-Eingangs-stufe. Das zweite System ist als Gitter-basisstufe geschaltet und wird über die gemeinsame Kathode gesteuert (Differenz-verstärker). An den Anoden erhält man ein Gegentaktsignal, das die Leistungs-transistoren steuert. Da an den Anoden eine ausreichende Amplitudengleichheit nicht erreichbar ist, werden die Transistoren durch einen gemeinsamen Emittier-widerstand zusätzlich differentiell ge-steuert. An den Kollektoren ist dann ein symmetrisches Gegentaktsignal erreicht, das den Ablenkplatten zugeführt wird.

Die Röhre als Eingangsstufe gewährleistet den hohen Eingangswiderstand und ist robust gegen Unvorsichtigkeiten beim Mes-sen.

Diese einfache Schaltung ließ sich in Gleichspannungskopplung ausführen, so daß gleichspannungsmäßige Darstellungen möglich sind. Durch einen zwischenschalt-baren Kondensator können jedoch im Be-darfsfalle reine Wechselspannungsmessungen durchgeführt werden. An das Gitter des zweiten Systems ist eine Gleichspan-nung angelegt, die sich zwischen einem positiven und einem negativen Wert ein-stellen läßt. Hiermit kann der Strahl ver-schoben werden.

Das Blockschaltbild (Bild 8) zeigt die er-wähnten Baugruppen im Zusammenhang des ganzen Gerätes. Einige Einzelheiten, die im Text erwähnt wurden, sind im Blockschaltbild als Schaltungsauszug ein-gezeichnet.

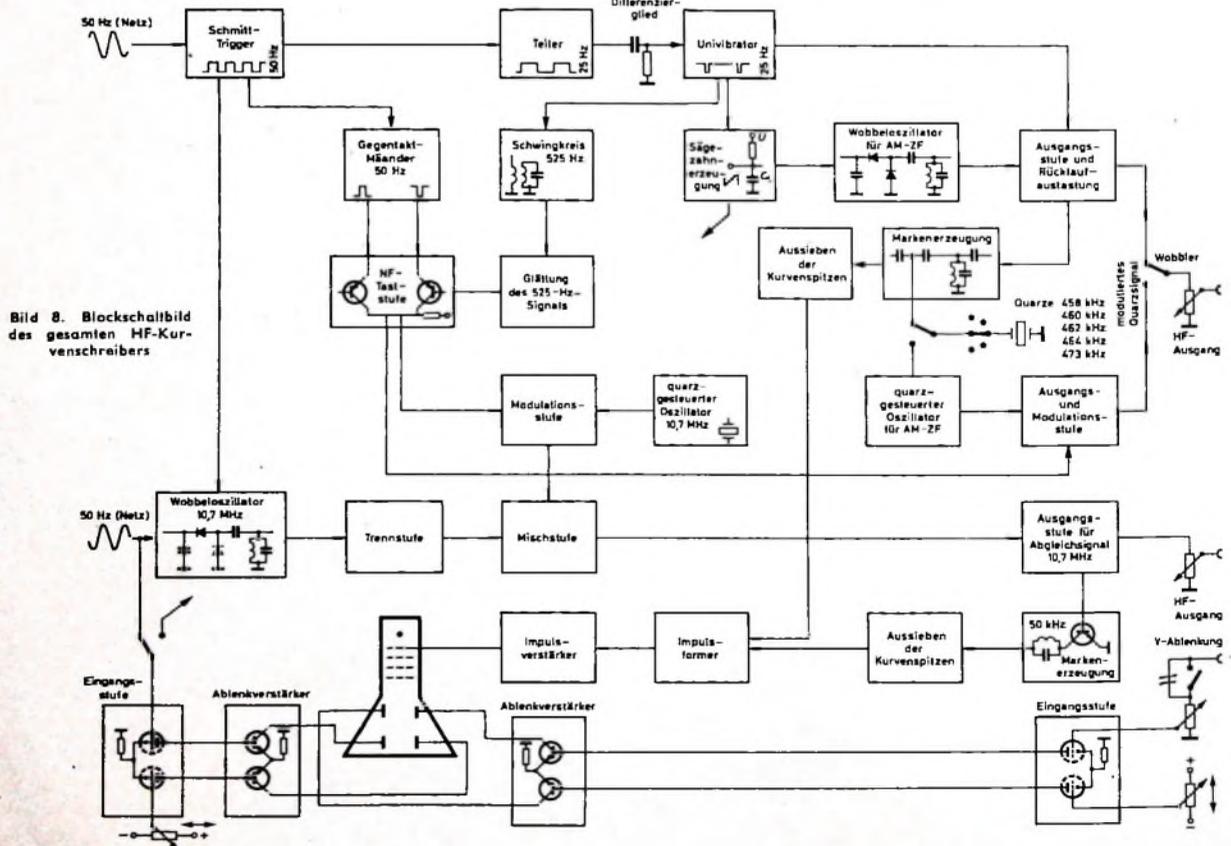


Bild 8. Blockschaltbild des gesamten HF-Kurvenschreibers

Fehlende Farbsignale in Farbfernsehempfängern

Bei Farbfernsehgeräten kann auch bei Empfang einer Farbsendung die Farbinformation fehlen. Das Bild wird dann in Schwarz-Weiß wiedergegeben. Wenn nur eine der drei Grundfarben fehlt, entstehen entsprechende Farbverfälschungen. In den folgenden Serviceberichten werden drei Servicefälle mit Totalausfall des Farbinhaltes besprochen.

Ganz allgemein muß man sich zunächst davon überzeugen, ob auch die Feinabstimmung des Kanalwählers auf beste Bildschärfe eingestellt ist und der Farbsättigungsregler auf Maximum sowie die Farbabschaltung auf Stellung Farbwiedergabe steht.

Farbabschalter

Eine der häufigsten Fehlermöglichkeiten ist der Farbabschalter. Der Regler für den Farbabschalter-Einsatz wird daher zuerst auf den ungesperrten Bereich gestellt. Wenn der Farbteil einwandfrei arbeitet, muß jetzt ein Farbbild sichtbar werden. Nun ist der Einsatzpunkt des Farbschalters nach der Servicevorschrift neu einzustellen. Im allgemeinen wird bei diesem Abgleich der Empfänger ohne Antenne mit dem Bildrauschen betriebenen Farbkontrastregler und Farbkontrastgrobregler sind auf Maximum zu stellen. Es erscheint jetzt ein farbiges Rauschen auf dem Bildschirm. Der Regler für den Abschalt-Einsatz ist nun so weit zurückzudrehen, bis das Rauschen farblos wird.

Verstimmter Burst-Auftastkreis

Bei einem anderen Reparaturgerät setzte die Farbe nach etwa einer Stunde aus oder schwankte ruckartig zwischen

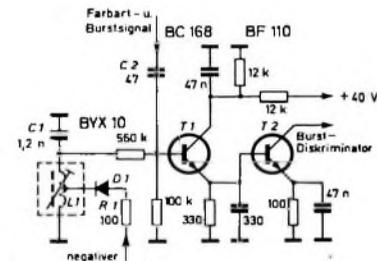


Bild 1 Schaltung der Burst-Auftaststufe in einem Farbfernsehgerät

Schwarz-Weiß und Farbe. Beim Durchmessen des Farbteils - vom Videogleichrichter ausgehend - wurde festgestellt, daß die Oszillogramme der Burst-Auftaststufe nicht mit den Angaben der Serviceschrift übereinstimmten.

Bild 1 zeigt die Schaltung dieser Stufe. Über C2 gelangt an die Basis des Transistors T1 das Farb- und Burstsynchronsignal. Gleichzeitig wird der negative Zeilenrückschlagimpuls über R1 an die Diode D1 geführt. D1 ist während des Zeilenhinterlaufes leitend und dämpft den Kreis L1, C1 stark. Der Zeilenrückschlagimpuls sperrt die Diode, so daß der Kreis mit einer Frequenz zwischen 60 und 70 kHz frei schwingen kann. Die positive Spitze

öffnet kurzzeitig den Transistor T1, während der Burst anliegt. Stimmt die Öffnungszeit mit dem Burst überein, dann passiert nun das Farbsynchronsignal die Stufe. Durch Abgleich des Kreises L1, C1 kann die Frequenz des Kreises geändert werden.

Im vorliegenden Reparaturfall war die Kreisfrequenz so stark verändert, daß sich die Zeit des positiven Impulsanteiles mit der Zeit, in der der Burst an der Basis anliegt, nicht deckte. Das Farbsynchronsignal wurde gesperrt. Durch Nachgleichen der Spule L1 war wieder einwandfreie Farbqualität möglich.

Referenzoszillator setzt aus

Beim dritten Reparaturfall fiel plötzlich die Farbwiedergabe aus. Der Fehler war auch bei kaltem Gerät vorhanden. Zunächst wurden auch hier die Stufen, vom Videoverstärker ausgehend, oszillografisch überprüft. Dabei zeigte sich, daß der Referenzoszillator ausgefallen war.

Aus Bild 2 geht die Schaltung der Referenzoszillatorstufe hervor, die den Farbtäger von 4,43 MHz erzeugt. Er wird vom Sender nicht abgestrahlt, jedoch zum Demodulieren des Farbsignals benötigt. Der Oszillator besteht aus dem Schwingkreis L2, C1, der Rückkopplungswicklung L1, dem Quarz Q und der Kapazitätsvaria-

tionssdiode D. Die Diode wird mit einer Regelspannung des Burst-Phasenvergleichs gesteuert. Dadurch ist die starre Verkopplung zwischen Burst und Oszillator sichergestellt. Mit einem Oszillogramm kann an C2 die Schwingamplitude des Oszillators überprüft werden. Im Reparaturgerät fehlte das Oszillatorsignal vollständig. Transistor T1 wurde daraufhin geprüft; er war defekt. Aber auch nach Ersatz von T1 funktionierte der Oszillator noch nicht. Die Spannungen an den Elektroden des Transistors waren jedoch in Ordnung. Wie

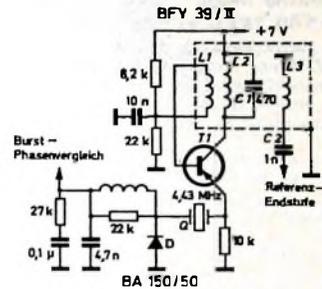


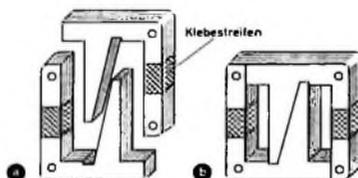
Bild 2 Schaltung der 4,43-MHz-Referenzoszillatorstufe

sich nach dem Durchmessen weiterer Bauelemente, wie beispielsweise der Spulen L1, L2 und der Diode D zeigte, war auch der Quarz schadhaft; er hatte Unterbrechung. Nach Ersatz wurde der Kollektorkreis nachgeglichen, und das Gerät funktionierte einwandfrei. d.

Für Werkstatt und Labor

Geteilte Transformatorbleche der M- und der EI-Serie

Bei der Herstellung von Kleintransformatoren ohne Luftspalt erfordert das bisher übliche wechselseitige Schichten der Kernbleche oft einen erheblichen arbeits- und kostenmäßigen Aufwand. Das gilt auch bei Verwendung von Schattelmaschinen, da für jeden Blechtyp besondere Maschinen oder Zusatzgeräte für schon vorhandene Maschinen notwendig sind. Die Firma Gebr. Waasner, Elektrotechnische Fabrik, Forchheim/Ofr., bietet nun im Mittelschenkel diagonal geteilte Transformatorblechpakete an, die ein einfaches Ein- und Ausdrücken der beiden Hälften (Bild a) zu einem Kern (Bild b) erlauben. Die Bleche in handelsüblichen Blechqualitäten und Dicken von 0,35 oder 0,5 mm werden nach der gewünschten Pakethöhe bereits abgepackt geliefert (mit Klebe-



streifen an den Außenschenkeln bandagiert). Vor der Montage des Kerns werden zwei normale Bleche in den Spulenkörper ein-

gesteckt. Das geteilte Paket wird dann zwischen beide Bleche eingeschoben und mit Fußwinkeln verschraubt. Dabei können sich die einzelnen Bleche gegenseitig so fest verriegeln, daß der Luftspalt Null wird und die Transformatoren in ihren elektrischen Werten solchen mit ungeteilten Blechen entsprechen.

Lötständer für die Werkbank

Eine praktische Löthilfe ist jetzt bei H. Picard & Frère Ltd., La Chaux-de-Fonds, Schweiz, erhältlich: ein Ständer für den LötKol

Antennen-Selbstbau

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 21, S. 826

2.2 Antennen für den Fernsehbereich I

1-Element-Antennen

Der Aufbau dieser Antenne erfolgt nach Bild 10 oder 12.

Technische Daten:

$G \approx 0$ dB, $VRV \approx 0$ dB, $\alpha_E \approx 80^\circ$, $\alpha_H \approx 360^\circ$.
Das Richtdiagramm dieser Antenne hat in der E-Ebene die bekannte sogenannte Achtercharakteristik, in der H-Ebene ergibt sich Rundempfang, das heißt, das Richtdiagramm ist ein Kreis.

Tab. I. Abmessungen einer 1-Element-Antenne für Bereich I (in mm)

Kanal	2	3	4
l	2850	2500	2230

Tab. I enthält die Abmessungen dieser Antenne. Sie stellt den einfachsten Antennenaufbau dar; eine Anordnung in Antennengruppen ist in der Praxis nicht üblich. Diese 1-Element-Antenne kann überall da verwendet werden, wo ausreichende Feldstärke am Empfangsort vorhanden ist und keine störenden Reflexionen vorhanden sind.

2-Element-Antennen

Der Aufbau dieser Antenne erfolgt entsprechend Bild 13.

Technische Daten:

$G \approx 3,5$ dB, $VRV \approx 8$ dB, $\alpha_E \approx 75^\circ$, $\alpha_H \approx 130^\circ$.

Tab. II. Abmessungen einer 2-Element-Antenne für Bereich I (in mm)

Kanal	2	3	4
R	3000	2630	2340
S	2670	2350	2090
A _R	1840	1620	1440
B _H	3500	3100	2750

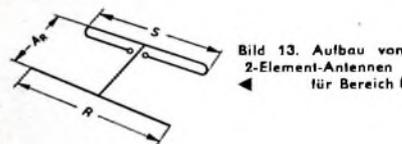


Bild 13. Aufbau von 2-Element-Antennen für Bereich I

Bild 14. Normierte Richtdiagramme von 2-Element-Antennen in der E- und H-Ebene

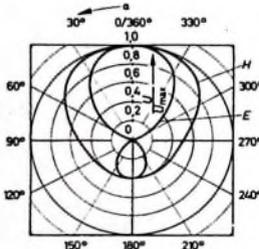


Bild 14 zeigt das Richtdiagramm dieser Antenne. Die Verbesserung der Richtwirkung gegenüber einer 1-Element-Antenne ist erkennbar. Sie wird überall da verwendet, wo es auf eine Erhöhung des Gewinns gegenüber einer 1-Element-Antenne an-

kommt und eine verbesserte Richtwirkung erwünscht ist. Reflexionsstörungen können in geringem Maße ausgeblendet werden, gleichzeitig ergibt sich eine bessere Unterdrückung von Zündfunken- und sonstigen Störungen.

Diese Antenne, deren Abmessungen aus Tab. II hervorgehen, wird sehr häufig bei mittleren Entfernungen vom Sender verwendet.

3-Element-Antennen

Der Aufbau dieser Antenne erfolgt entsprechend Bild 15 mit den Abmessungen nach Tab. III.

Technische Daten:

$G \approx 5$ dB, $VRV \approx 14$ dB, $\alpha_E \approx 68^\circ$, $\alpha_H \approx 110^\circ$.

Tab. III. Abmessungen einer 3-Element-Antenne für Bereich I (in mm)

Kanal	2	3	4
R	3390	2980	2650
S	2820	2470	2200
D	2500	2100	1950
A _R	870	765	680
A _H	535	470	420
B _H	4150	3650	3250

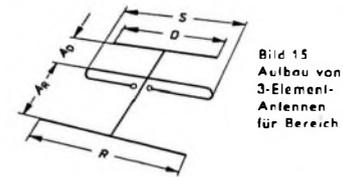


Bild 15. Aufbau von 3-Element-Antennen für Bereich I

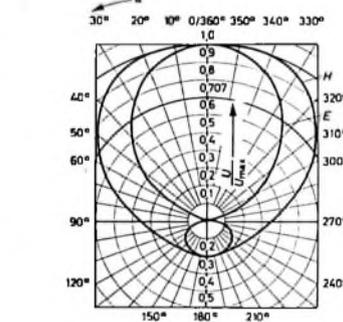


Bild 16. Normierte Richtdiagramme von 3-Element-Antennen in der E- und H-Ebene

Das Diagramm nach Bild 16 zeigt die verbesserte Richtwirkung, mit der in besserer Weise die Ausblendung von Reflexions- und Zündfunkenstörungen möglich ist. Die Antenne wird verwendet in ungünstigen Empfangssituationen in mittlerer bis größerer Entfernung vom Sender.

4-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt nach Bild 17. Die Abmessungen sind in Tab. IV aufgeführt.

Technische Daten:

$G \approx 6$ dB, $VRV \approx 18$ dB, $\alpha_E \approx 63^\circ$, $\alpha_H \approx 95^\circ$.

Bild 18 zeigt die verbesserte Richtwirkung. Daraus ergibt sich die Einsatzmöglichkeit in ungünstigen Empfangssituationen bei

Tab. IV. Abmessungen einer 4-Element-Antenne für Bereich I (in mm)

Kanal	2	3	4
R	3200	2800	2500
S	2670	2600	2200
D 1	2770	2430	2000
D 2	2560	2250	1900
A _R	1210	1070	900
A _{D1}	620	545	460
A _{D2}	845	745	630
B _H	4750	4150	3700

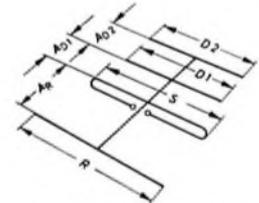


Bild 17. Aufbau von 4-Element-Antennen für Bereich I

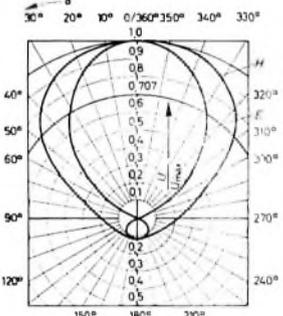


Bild 18. Normierte Richtdiagramme von 4-Element-Antennen in der E- und H-Ebene

relativ starken Reflexions- und Zündfunkenstörungen. Der hohe Gewinn ermöglicht einen Empfang in größerer Entfernung vom Sender.

5-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 19 mit den Abmessungen nach Tab. V.

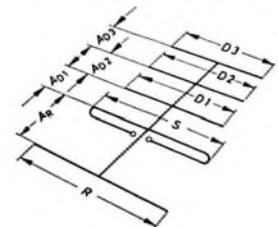
Technische Daten:

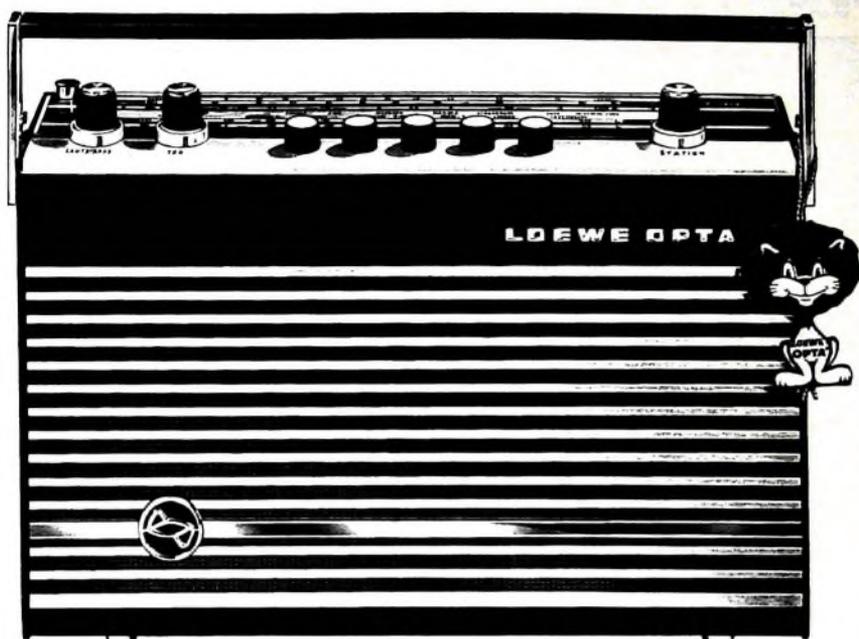
$G \approx 7$ dB, $VRV \approx 15$ dB, $\alpha_E \approx 58^\circ$, $\alpha_H \approx 83^\circ$.

Tab. V. Abmessungen einer 5-Element-Antenne für Bereich I (in mm)

Kanal	2	3	4
R	3470	3050	2720
S	2870	2520	2250
D 1	2460	2160	1920
D 2	2560	2240	2000
D 3	2530	2220	1980
A _R	985	865	770
A _{D1}	442	388	346
A _{D2}	640	560	500
A _{D3}	1040	915	815
B _H	5000	4400	3900

Bild 19. Aufbau von 5-Element-Antennen für Bereich I





neu

LOEWE T 49

eröffnet die Koffersuper- Saison 1968

rechtzeitig zum Weihnachtsgeschäft 1967

Wer stets das Neueste sucht, wünscht auch beim Kauf eines Koffersupers das Aktuellste. LOEWE OPTA hat es: LOEWE T 49 - Modell 1968 - neu in Form und Technik. Die Konzeption dieses Reise/Heimsupers, die bereits im Vorgängermodell **abertausende** begeisterte Freunde fand, eröffnet zu Weihnachten (und nicht nur zu Weihnachten) lukrative Umsatzchancen. Das bildschöne Gehäuse und die imposante Leistung - mit teilweise erheblicher Steigerung - bilden die Garantie hierfür:

Eisenloser Gegentaktverstärker mit (über Netz) ca. 2 Watt Endleistung -
Großzügig dimensionierter Lautsprecher - 4 Wellenbereiche - 3 Antennen -
Anschlüsse für TA, TB, Lautsprecher und Netzteil - 26 x 17,5 x 7,5 cm -
Gewicht ganze 1,85 kg mit Batterien.

**Gute Laune zum
Mitnehmen von**

LOEWE  **OPTA**

Aus Bild 20 ist die weiter verbesserte Richtwirkung erkennbar. Die Antenne kann entsprechend ihren Daten bei ungünstigen Empfangssituationen verwendet werden, besonders dann auch für das Farbfernsehen.

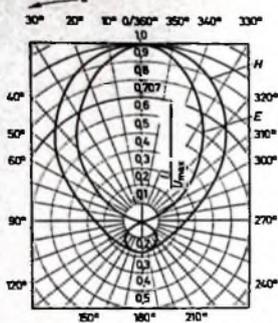


Bild 20. Normierte Richtdiagramme von 5-Element-Antennen in der E- und H-Ebene

stigen Empfangssituationen verwendet werden, besonders dann auch für das Farbfernsehen.

2.3. Antennen für den UKW-Hörfunkbereich (Bereich II)

Alle im folgenden angegebenen Antennen sind für den Frequenzbereich 87,5 bis 104 MHz dimensioniert. Sie schließen daher den gesamten in Europa vorgesehenen Bereich ein. In einigen Ländern sind die Frequenzen über 100 MHz bisher nicht belegt; bei einer Belegung treten jedoch keine Antennenprobleme auf.

1-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 10 oder 12.

Technische Daten:

$G \approx 0$ dB, $VRV \approx 0$ dB, $\alpha_E \approx 80^\circ$, $\alpha_H \approx 360^\circ$.

Das Diagramm entspricht der bekannten Achtercharakteristik, wie sie bereits bei Fernsehantennen für Bereich I erläutert wurde. Für die Dimensionierung nach Bild 10 oder 12 wählt man

$$l = 1480 \text{ mm.}$$

Diese 1-Element-Antenne ist die einfachste UKW-Außenantenne. Auf Grund der hohen Empfindlichkeit moderner Empfangsgeräte ist in vielen Fällen mit dieser Antenne ausreichender Empfang zu erreichen. Wird näherungsweise Rundempfang gewünscht, dann werden zwei solche Antennen in bekannter Weise als Kreuzdipol aufgebaut oder eine Antenne wird ringförmig gebogen (Ringdipol). Damit ist jedoch eine Verringerung der Antennenspannung verbunden. Nicht zu empfehlen ist im allgemeinen ein solcher Aufbau beim Empfang von Stereo-Rundfunksendungen.

2-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 21. Dieses Bild enthält neben den eigentlichen

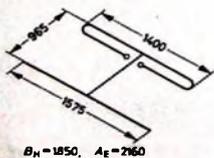


Bild 21. Aufbau von 2-Element-UKW-Antennen mit optimalen Ebenenabständen A_E und B_H

Abmessungen der Antennen auch die optimalen Stockungsabstände B_H und A_E

für einen Gruppenantennenaufbau entsprechend Abschnitt 4.

Technische Daten:

$G \approx 3,5$ dB, $VRV \approx 8$ dB, $\alpha_E \approx 75^\circ$, $\alpha_H \approx 130^\circ$.

Das Diagramm dieser Antenne entspricht etwa dem Diagramm nach Bild 14

Die Antenne wird dort verwendet, wo ein großer Teil der zu empfangenden Sender aus einem Vorzugswinkelbereich einfällt und daher eine gewisse Richtwirkung erwünscht ist. Gleichzeitig verringert sich bei Anwendung dieser Antenne gegenüber einer 1-Element-Antenne die Aufnahme einfallender Störstrahlungen.

3-Element-Antennen

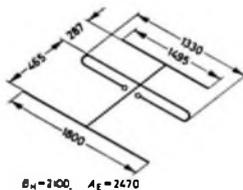
Der Aufbau entspricht Bild 22.

Technische Daten:

$G \approx 5$ dB, $VRV \approx 14$ dB, $\alpha_E \approx 68^\circ$, $\alpha_H \approx 110^\circ$.

Das Diagramm dieser Antenne entspricht dem Diagramm nach Bild 16. Die Antenne weist gegenüber den vorher beschriebenen

Bild 22. Aufbau von 3-Element-UKW-Antennen mit optimalen Ebenenabständen A_E und B_H



UKW-Antennen eine weiter verbesserte Richtwirkung und einen höheren Gewinn auf. Die Anwendung ergibt sich aus den technischen Daten. Diese Antenne ist für Stereo-Empfang zu empfehlen.

4-Element-Antennen

Bild 23 zeigt den Aufbau.

Technische Daten:

$G \approx 6$ dB, $VRV \approx 18$ dB, $\alpha_E \approx 63^\circ$, $\alpha_H \approx 95^\circ$.

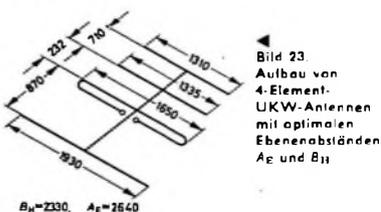


Bild 23. Aufbau von 4-Element-UKW-Antennen mit optimalen Ebenenabständen A_E und B_H

Das Diagramm entspricht etwa dem nach Bild 18.

Die Antenne ist in ihren technischen Daten geringfügig gegenüber der 3-Element-Antenne verbessert. Für den Einsatz gelten im Prinzip die dort gegebenen Hinweise.

6-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 24.

Technische Daten:

$G \approx 8$ dB, $VRV \approx 15$ dB, $\alpha_E \approx 55^\circ$, $\alpha_H \approx 73^\circ$.

Das Diagramm dieser Antenne ist aus Bild 25 ersichtlich. Die Antenne wird bei erhöhten Ansprüchen verwendet, insbesondere in ungünstigen Empfangssituationen bei Mono-Empfang und ganz besonders bei Stereo-Empfang. Die Richtwirkung ist gegenüber den beschriebenen Ausführungen mit weniger Elementen bereits sehr deutlich verbessert, so daß nur aus einem relativ kleinen Winkelbereich entsprechende Sender empfangen werden

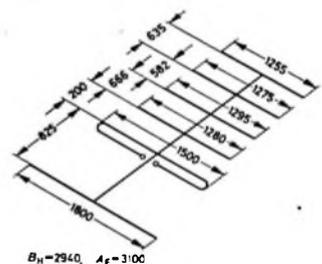
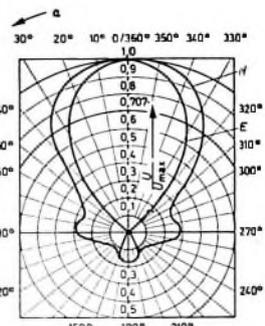


Bild 24 (oben). Aufbau von 6-Element-UKW-Antennen mit optimalen Ebenenabständen A_E und B_H

Bild 25. Normierte Richtdiagramme der 6-Element-UKW-Antenne in der E- und H-Ebene



können. Eine drehbare Montage dieser Antenne ist daher zu empfehlen. Besonderen Bedienungskomfort ergeben dabei Antennenrotoren, die aus industrieller Fertigung angeboten werden und mit denen die Antenne vom Gerät aus ferngesteuert werden kann.

8-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 26.

Technische Daten:

$G \approx 9$ dB, $VRV \approx 20$ dB, $\alpha_E \approx 50^\circ$, $\alpha_H \approx 62^\circ$.

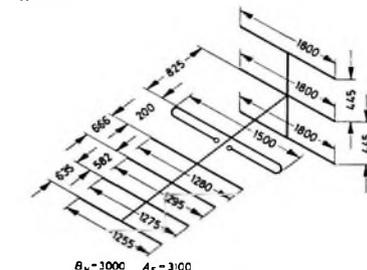


Bild 26 (oben). Aufbau von 8-Element-UKW-Antennen mit optimalen Ebenenabständen A_E und B_H

Bild 27. Normierte Richtdiagramme der 8-Element-UKW-Antenne in der E- und H-Ebene

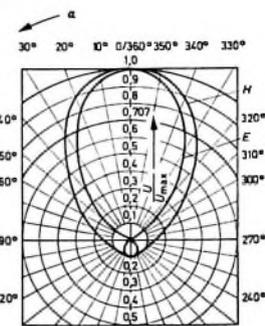


Bild 27 zeigt das gegenüber der 6-Element-Antenne besonders im rückwärtigen Winkelbereich verbesserte Diagramm. Für den Einsatz dieser 8-Element-Antenne gelten im wesentlichen die bereits bei der 6-Element-Antenne gegebenen Hinweise.

(Fortsetzung folgt)

Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 21, S. 834

Wenn zur Amplitudenstabilisierung durch automatische Verstärkungsregelung die Diode dem Anodenwiderstand R_a der Röhre unmittelbar parallel liegt, können auch in dieser Schaltung starke nichtlineare Verzerrungen entstehen. In der im Bild 13 eingezeichneten Weise ist die Diode ja für die positive Halbwelle der erzeugten Schwingungen durchlässig, ihr Widerstand dann also gering. Bei der negativen Halbwelle ist die Diode gesperrt und der Diodenwiderstand groß. Liegt nun die Diode dem Arbeitswiderstand der Röhre unmittelbar parallel, so schwankt der Gesamtwiderstand aus Arbeitswiderstand R_a und Diodenwiderstand im Rhythmus der vom Generator erzeugten Schwingungen. Dies bedeutet eine schwankende Belastung der Röhre und damit nicht-lineare Verzerrungen. Um den Einfluß des schwankenden Diodenwiderstandes herabzusetzen, wählt man den Anodenwiderstand R_a von vornherein recht klein. Außerdem schließt man (wie im Bild 13) die Diode über den Spannungsteiler R_1, R_2 an den Anodenwiderstand R_a an.

Reichen diese Maßnahmen zur Verringerung der durch die Diode entstehenden nichtlinearen Verzerrungen nicht aus, so kann man noch eine Trennröhre zwischen Anodenwiderstand und Diode einschalten und die Regelspannung erst hinter dieser Trennröhre erzeugen [5, 6]. Man erreicht in diesem Fall einen Klirrfaktor, der in der Größenordnung von 0,1 bis 0,2% liegt [6]. Wenn es also auf geringen Klirrfaktor ankommt, lohnt sich der Aufwand einer zusätzlichen Trennröhre auf jeden Fall.

2.5.3. Amplitudenstabilisierung durch Gegenkopplung

Läßt man in den Schaltungen, die die Bilder 10 und 11 zeigen, die Katodenkondensatoren C_{kat} fort, so ergibt sich bei diesen Schaltungen eine starke Gegenkopplung. Der den Katodenwiderstand R_{kat} durchfließenden Strom ruft an diesem Widerstand einen Spannungsabfall hervor, dessen Wechselspannungsanteil dann wegen des fehlenden Katodenkondensators C_{kat} nicht mehr kurz-

geschlossen wird. Der Wechselspannungsanteil am Katodenwiderstand wirkt der Wechselspannung am Steuergitter entgegen, da beide Spannungen gegeneinander um 180° phasenverschoben sind. Das bedeutet aber eine Gegenkopplung, die Schwankungen des Verstärkungsfaktors der Röhre und die damit verbundenen Amplitudenschwankungen wirksam herabsetzt. Die Verstärkungsschwankungen können durch schwankende Heiz- und Anodenspannungen oder durch Alterung der Röhren und dergleichen hervorgerufen werden.

Außer der weitgehenden Stabilisierung der Verstärkung und damit der Ausgangsspannung des Generators bewirkt die Gegenkopplung auch eine starke Verringerung des Klirrfaktors. Der Klirrfaktor (als das Verhältnis von Oberwellenenergie zur gesamten Schwingungsenergie) entsteht durch Kennlinienkrümmungen der Röhre oder des Transistors. Durch die Gegenkopplung wird aber die Verstärkerkennlinie von Röhre oder Transistor weitgehend linearisiert. Zwar entstehen auch in einer gegengekoppelten Röhre oder in einem gegengekoppelten Transistor noch Oberwellen, und die Gegenkopplung setzt die Verstärkung der Röhre oder des Transistors sowohl für die Grundschwingung als auch für die Oberschwingungen herab. Diese Verstärkungsverminderung durch die Gegenkopplung ist aber für die Oberschwingungen sehr viel größer als für die Grundschwingung, und zwar um so mehr, je höher die Ordnungszahl der Oberschwingung ist. Besonders wirksam ist die Gegenkopplung, wenn man ihre Intensität von der Schwingungsamplitude abhängig macht. Dies läßt sich zum Beispiel dadurch verwirklichen, daß man an Stelle eines ohmschen Widerstandes als Katodenwiderstand (beziehungsweise als Emitterwiderstand bei Transistorschaltungen) einen Kaltleiter (zum Beispiel eine Glühlampe) verwendet. Diese Möglichkeit der Amplitudenstabilisierung wird bei den später beschriebenen Wien-Brücken-RC-Generatoren oft angewendet. Man kann in einem RC-Generator

Plastik-Spray 70 hinterläßt glänzende, biegsame Filme, die fest auf jeder Oberfläche halten

Plastik-Spray 70 isoliert Verdrahtungen bei Radio und TV-Geräten

Plastik-Spray 70 verhindert oder beseitigt Feinschlüsse bei Spulen oder Transformatoren (Coronaeffekt)

Plastik-Spray 70 schützt vor Kurzschlüssen in Hoch- und Niederspannungskreisen

Plastik-Spray 70 dichtet Antennenweichen gegen eindringende Feuchtigkeit

Plastik-Spray 70 schützt gegen Wasser, verdünnte Säuren u. Laugen, sowie gegen atmosphärische Einflüsse

Plastik-Spray 70 gibt glänzende Überzüge auf Metall, wie Kupfer, Messing, Stahl, Chrom, Aluminium usw.

Plastik-Spray 70 ist ebenso geeignet zum Überziehen von Leder, Holz, Pappe, Plastikmaterialien

Plastik-Spray 70 versiegelt Batteriekabel und schützt vor Korrosion

Plastik-Spray 70 schützt Blaudrucke, Dokumente, Landkarten, Kohlezzeichnungen usw. gegen Schmutz, Wasser, Dampf, Fingerabdrücke, Öl- und sonstige Verschmutzungen

Die zweckmäßigen und zuverlässigen Schutz- und Isoliermittel für Fertigung, Reparatur und Service.

Einsatzgebiete:

Rundfunk-, Fernseh-, Elektro-, Schaltgeräte und Schallanlagentechnik, Maschinenbau und alle Bereiche der Industrie.



PLASTIK-SPRAY 70 und ISOLIER-SPRAY 72

Isolier-Spray 72 ist ein hochwertiges, zähflüssiges Isolieröl mit einer Durchschlagsfestigkeit von 20 kV/mm

Isolier-Spray 72 trocknet nicht und ist überall dort zu verwenden, wo Isolierlack, z. B. PLASTIK-SPRAY 70, wegen Verkleben beweglicher Teile, wie Kontaktschieber, Kontaktfedern an Röhrensockeln usw. nicht eingesetzt werden kann

Isolier-Spray 72 ist anwendbar bei Temperaturen von -50 bis $+200$ Grad Celsius

Isolier-Spray 72 verhindert Funkenüberschläge an Röhrensockeln und Hochspannungstransformatoren

Isolier-Spray 72 unterbindet Kriechströme und beseitigt Coronaeffekte

Isolier-Spray 72 hilft bei Feinschlüssen an Spulen und Bandfiltern

Isolier-Spray 72 ist wasserabweisend und als Feuchtschutz sehr wirksam

Isolier-Spray 72 sorgt für dauerhaften Schutz und besitzt ausgezeichnete dielektrische Eigenschaften

Isolier-Spray 72 greift gebräuchliche Konstruktionsmaterialien nicht an und ist völlig ungiftig

Fordern Sie bitte ausführliche Unterlagen und den kostenlosen Kontaktbrief mit nützlichen Werkstatt-Tipps!

PLASTIK-SPRAY 70, ISOLIER-SPRAY 72 und die bewährten Kontaktreinigungs- und Pflegemittel der KONTAKT-CHEMIE erhalten Sie in allen leistungsfähigen Fachgroßhandlungen. Bezugshinweise geben wir gern.

KONTAKT



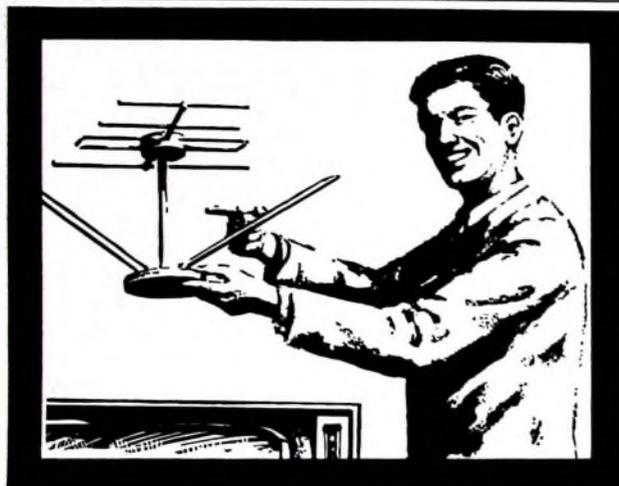
CHEMIE

7550 Rastatt, Postfach 52

Telefon Rastatt 42 96

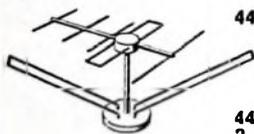
7551 Niederbühl, Waldstraße 26

Das ist sie, die Super-TELIX

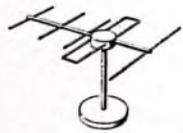


Jetzt sind...

Zimmerantennen gefragt, formschöne und leistungsstarke Zimmerantennen. KATHREIN hat die Super-TELIX – die ist genau richtig. Die Super-TELIX mit gutem Empfang von VHF und UHF (es gibt 5 Typen für alle möglichen Empfangslagen) müssen Sie auf Lager haben, sie läßt sich gut verkaufen. Nützen Sie Ihre Chance für ein einträgliches Geschäft, gerade jetzt – es wird Ihr Vorteil sein.



44 01 Super-TELIX für FIII und UHF
Empfangsbereiche: Kanal 5–12
und 21–60
Ausgezeichnet für gute Industrieform, Messe Hannover 1967.



44 04/ Super-TELIX für F I und UHF
2, 3 Empfangsbereich: Kanal 2, 3
od. 4 und Kanal 21–60. Bei Bestellung bitte Kanal angeben.

44 02 Super-TELIX für UHF
Empfangsbereich: Kanal 21–60



44 03 Super-TELIX für F III
Empfangsbereich: Kanal 5–12

44 05/ Super-TELIX für F I
2, 3 Empfangsbereich: Kanal 2, 3
od. 4. Bei Bestellung bitte Kanal angeben.

F 023 1067

auch die Gegenkopplung gemeinsam mit der automatischen Verstärkungsregelung (s. Bild 13) anwenden, um so die Amplitudenstabilität der Schwingungen des RC-Generators noch weiter zu erhöhen.

Von der Amplitudenstabilisierung und Klirrfaktorverminderung durch Gegenkopplung machen auch die Schaltungen in den Bildern 14 und 15 Gebrauch, die nachstehend in ihrer Funktion kurz beschrieben werden.

2.6. Praktische Schaltungsbeispiele von RC-Phasenschiebergeneratoren

Als Abschluß des Abschnittes über RC-Phasenschiebergeneratoren sollen nun noch zwei dimensionierte Schaltungsbeispiele gebracht werden.

2.6.1. Schaltungsbeispiel eines röhrenbestückten RC-Phasenschiebergenerators

Bild 14 zeigt die Schaltung eines mit der Doppeltriode ECC 81 aufgebauten RC-Phasenschiebergenerators. In der Schaltung wird

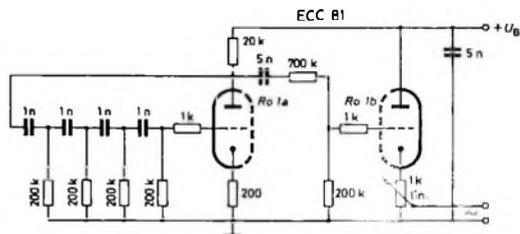


Bild 14. RC-Phasenschiebergenerator mit viergliedriger RC-Kette erster Art und Katodenverstärker für eine Festfrequenz von etwa 650 Hz [6]

eine viergliedrige RC-Kette erster Art verwendet. Die Schwingungen werden im linken System (Rö 1a) der Doppeltriode erzeugt. Da der Betrag des Spannungsteilerfaktors bei einer viergliedrigen RC-Kette nur

$$K = \frac{1}{18,4}$$

ist (s. Heft 21/1967, Nr. 21, S 832), reicht die Verstärkung einer Triode aus, um den Spannungsverlust in der RC-Kette wieder auszugleichen.

Die im Oszillatorteil der Schaltung erzeugte Wechselfrequenz wird am 20-kΩ-Ohm-Anodenwiderstand von Rö 1a abgenommen und gelangt über den 5-nF-Kondensator, den Spannungsteiler von 700 kΩ und 200 kΩ sowie über den 1-kΩ-Schutzwiderstand zum Gitter von Rö 1b. Dieses System arbeitet in Anodenbasisschaltung (Katodenverstärker oder Katodenfolger). Die Ausgangsspannung der Generatorschaltung wird über das 1-kΩ-Potentiometer abgenommen, das in der Katodenleitung von Rö 1b liegt. Der Widerstand von 200 Ohm in der Katodenleitung von Rö 1a bewirkt eine Stromgegenkopplung, die die Schwingungsamplitude stabilisiert und gleichzeitig den Klirrfaktor herabsetzt. Der RC-Generator erzeugt mit den im Bild 14 angegebenen Werten der Bauelemente Schwingungen mit einer Festfrequenz von etwa 650 Hz [6].

2.6.2. Transistorbestückter RC-Phasenschiebergenerator für Niederfrequenz

Im Bild 15 ist ein transistorbestückter RC-Phasenschiebergenerator wiedergegeben, der mit einer dreigliedrigen RC-Kette erster Art arbeitet. Infolge der Phasendrehung in der RC-Kette besteht

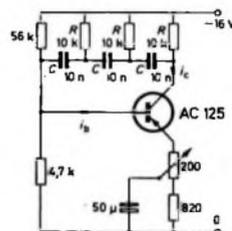


Bild 15. Transistorbestückter RC-Phasenschiebergenerator mit dreigliedriger RC-Kette erster Art für eine Festfrequenz von etwa 800 Hz (nach Unterlagen der Valvo GmbH)

zwischen dem Kollektorwechselstrom i_c und dem Basiswechselstrom i_b , Phasengleichheit, so daß Selbsterregung auftreten kann. Wäre der Wechselstromwiderstand zwischen dem Basisanschluß und der Nulleitung (Eingangswiderstand des Transistors) vernachlässigbar klein, so würde sich bei den im Bild 15 eingetragenen

Werten der RC-Kette eine Frequenz von 650 Hz erregen, da dann für diese Frequenz die Phasendrehung in der RC-Kette gerade so groß wäre, daß zwischen i_c und i_b Phasengleichheit bestünde. Da der Eingangswiderstand des Transistors jedoch nicht vernachlässigbar klein ist und sein Ausgangswiderstand nicht beliebig groß sein kann, wird in der Schaltung eine Frequenz von etwa 800 Hz erregt.

Der RC-Phasenschiebegerator nach Bild 15 benötigt eine verhältnismäßig hohe Betriebsspannung von 16 V. Damit nämlich der Transistor an der Basis stromgesteuert wird, muß der Widerstand R in der Kollektorleitung des Transistors möglichst groß sein. Außerdem muß ein verhältnismäßig hoher Kollektorruhestrom von etwa 1 mA fließen. Damit dieser Strom zustande kommen kann, ist die erwähnte hohe Betriebsspannung von 16 V erforderlich.

In der Emittierleitung des Transistors liegen ein Widerstand von 820 Ohm, ein Potentiometer von 200 Ohm und ein Elektrolytkondensator von 50 μ F. Mit diesen Schaltungsteilen ergibt sich eine einstellbare Gegenkopplung, die die nichtlinearen Verzerrungen (Klirrfaktor) auf ein Mindestmaß reduziert und die außerdem die Amplitude der erzeugten Schwingungen stabilisiert. Ein Teil der Gegenkopplungsspannung, die an dem 820-Ohm-Widerstand und dem 200-Ohm-Potentiometer abfällt, wird von dem 50- μ F-Kondensator kurzgeschlossen. Die Größe dieses Spannungsanteils läßt sich mit Hilfe des Potentiometers bestimmen. Auf diese Weise kann man die Gegenkopplung immer optimal einstellen. Allerdings ist mit der Einstellung immer eine gewisse Frequenzänderung verbunden, die sich bei dem einfachen Aufbau der Schaltung nicht vermeiden läßt. Die von dem Generator erzeugte niederfrequente Wechselspannung kann am Kollektor des Transistors abgenommen werden.

3. RC-Generatoren mit getrennter Phasenumkehr

3.1 Rückkopplung über Phasendrehröhre oder -transistor

Bei den RC-Generatoren, die im Abschnitt 2 dieser Aufsatzreihe beschrieben wurden, erfolgt die für das Entstehen von Schwingungen notwendige Phasenumkehr der Rückkopplungsspannung im selben Schaltungsteil, der auch für die Frequenz des Generators maßgebend ist, nämlich in der RC-Kette. Bei den RC-Generatoren dagegen, die im folgenden beschrieben werden, sind für die Einhaltung der gewünschten Frequenz und für die Phasenumkehr der Rückkopplungsspannung zwei verschiedene Schaltungsteile verantwortlich. Die Phasenumkehr wird bei diesen Generatoren von einer zweiten Röhre oder von einem zweiten Transistor übernommen, die deshalb auch Phasendrehröhre beziehungsweise Phasendrehtransistor genannt werden. Diese Generatoren enthalten also wenigstens zwei Röhren oder zwei Transistoren. Dies hat jedoch gleichzeitig den Vorteil, daß ihre Ausgangsspannung wegen der zusätzlichen Verstärkung durch die zweite Röhre oder den zweiten Transistor größer ist.

Die RC-Glieder dienen hier lediglich als Koppellemente im Kopplungs- und Rückkopplungsweg des Generators sowie zum Ausbieben der gewünschten Frequenz aus einem großen Frequenzspektrum. Diese Frequenzselektion erfolgt zwar ebenfalls durch Phasenverschiebung, jedoch wird hier die Phase der unerwünschten Frequenzanteile gedreht, während für die erwünschte Frequenz in den RC-Gliedern keine zusätzliche Phasenverschiebung mehr entsteht. Für die erwünschte Frequenz besteht nur die Phasenverschiebung von 180° durch die Phasenumkehrstufe (zweite Röhre oder zweiter Transistor), so daß für diese Frequenz die Mitkopplungsbedingung erfüllt ist.

Das Prinzip dieser Gruppe von RC-Generatoren wird zweckmäßigerweise an Hand eines einfachen RC-Generators mit zwei Röhren erläutert, der im folgenden Abschnitt beschrieben wird (Fortsetzung folgt)

Schrifttum

- [6] • Schneider, R.: Die Widerstand-Kondensator-Schaltung (RC-Schaltung). München 1959. Franzis

Neue Druckschriften

Farbfernsehempfänger

Von Blaupunkt liegt jetzt der 2. Teil der Broschüre „Einführung in das Farbfernsehen“ vor. Auf 54 Seiten (DIN A 4) wird nach kurzer Beschreibung der PAL-Norm eine eingehende Beschreibung der einzelnen Stufen eines Farbfernsehempfängers gegeben. Es folgen die Abschnitte: Prüf- und Meßgeräte für den Farbfernsehseher, Abgleichanweisung, Prüf- und Einstellvorschrift für den Service, Hinweise für die Fehlersuche im Farbfernsehgerät, Antennenfragen, Aufstellung und Bedienung eines Blaupunkt-Farbfernsehgerätes.

Bel Graetz und Schaub-Lorenz macht eine kleine „Farbfernseh-Service-Fibel“ (DIN A 5 quer, 16 S.) in kurzer Form mit der Aufstellung von Farbfernsehgeräten vertraut (Einstellung der Farbreinheit, der Konvergenz, Weiß- und Schwarz-Abgleich).

Loewe Opta legt eine Service-Kurzanleitung für ihre Farbfernsehgeräte vor (DIN A 4, 26 S. + 1 herausklappbares Blatt). Diese im Umdruckverfahren hergestellte Anleitung enthält neben dem Schaltbild und den Einstellhinweisen große Abbildungen der Platinen und Oszillogramme an zahlreichen Meßpunkten.

Metz überreichte den 1. Teil einer Druckschrift „Metz-Farbfernsehgeräte - Technik und Service 1967/68“ (DIN A 4, 32 S. + 2 herausklappbare Blätter). Die Druckschrift geht auf die einzelnen Stufen der Empfänger ein, demonstriert den Abgleich und die notwendigen Grundeinstellungen, zeigt an Hand der Schaltung und von Platinenabbildungen den Aufbau des gesamten Gerätes und stellt Musteroszillogramme an den einzelnen Meßpunkten vor.

Ergänzung

Abgleich eines PAL-Regenbogengenerators. Von Ing. Helmut Fißlik. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 11, S. 398

Die in dem Beitrag angegebenen Spulenbausätze lassen sich wegen ihrer mechanischen Abmessungen nur unter Schwierigkeiten mit der Platine kombinieren. Besser geeignet sind die in der nachstehenden Tabelle genannten Spulenbausätze mit den entsprechend abgeänderten Wickeldaten (ist beim Abgleich keine Resonanz erreichbar, dann sind die Schwingkreis Kapazitäten geringfügig zu ändern). Der Vollständigkeit halber sind auch die unverändert bleibenden Spulen mit in die Tabelle aufgenommen worden.

Spulendaten

Spule	Wdg.	Anzapfung Wdg	Draht	Spulenkörper
Oszillatorspulen	2 x 17,5 bifilar	15 (von b_1 Mitte ¹⁾)	0,3 mm CuL	*)
L 3	2 x 17,5 bifilar	Mitte ²⁾	0,3 mm CuL	*)
L 4	133		0,18 mm CuL	*)
L 5	133		0,18 mm CuL	*)
L 6	2,5		0,6 mm CuL	*)
L 6a	1,5		0,6 mm CuL	
L 7	133	Mitte	0,18 mm CuL	*) ohne Abschirmbecher
L 8	2 x 2,5 parallel		0,6 mm CuL	Luftspule, 3 mm \varnothing
HF-Drossel im HF-Oszillator (1...10 μ H)	20...30		0,3 mm CuL	Isolierkörper, 3 mm \varnothing

¹⁾ Wicklungsanordnung s. Bild 4; ²⁾ Wicklungsanordnung s. Bild 5; *) Bauatz „10/0,5-1408“ mit Stiftern „S 2,5/11-877-Fi 6 a 6“; A_L -Wert = 17 nH/ ω^2 (Vogt); ⁴⁾ Bauatz „10/10-1538“ mit Stiftern „S 2,5/11-877-Fi 1 e 7“; A_L -Wert = 14,4 nH/ ω^2 (Vogt); *) Grundplatte „P 1312“, Halterung „B 4-1316“, Kern „GW 4/13 x 0,5-FR“, Abschirmgehäuse „A 1320/1“ (Vogt); Gehäuse und Grundplatte sind zur Aufnahme der 3 mm schmalen auszuführenden Oszillatorplatine herzurichten (Schlitze)

Berichtigung

Die Serienkondensator-Methode bei der Messung des Wechselstromwiderstandes. Von Dipl.-Ing. Helmut Mittmann, Darmstadt. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 19, S. 745-746

Die sehr ähnlichen Bilder 3 und 7 müssen ausgetauscht werden.

Kassetten,
Kombi-Taschen,
Meßgeräte
für die Werkstatt

SERVIX

Spezialist für Transistoren



Bewährte Fachbücher — beliebte Weihnachtsgeschenke



NEU

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

- I. Band:** 728 Seiten · 646 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
- II. Band:** 760 Seiten · 638 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
- III. Band:** 744 Seiten · 669 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
- IV. Band:** 826 Seiten · 769 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
- V. Band:** *Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen*
810 Seiten · 514 Bilder Ganzleinen 26,80 DM
- VI. Band:** 765 Seiten · 660 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
- VII. Band:** 743 Seiten · 538 Bilder Ganzleinen 19,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

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

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJAJ
156 Seiten · 103 Bilder Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren
im VHF- und UHF-Bereich
von ULRICH L. ROHDE
163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik
von HANS HERBERT KLINGER
223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln
Ganzleinen 26,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

- von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
- I. Band:** Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
650 Seiten · 592 Bilder · 7 Tabellen Ganzleinen 36,— DM
 - II. Band:** Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen Ganzleinen 36,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
254 Seiten · 214 Bilder · 4 Tabellen Ganzleinen 27,— DM

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile
von Ing. WERNER TAEGER
144 Seiten · 170 Bilder · 9 Tabellen · Ganzleinen 21,— DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

Elementare Radio-Elektronik
von Ing. HEINZ RICHTER
243 Seiten · 157 Bilder · 301 Versuche · Ganzleinen 23,— DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

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

Praxis des Stereo-Decoder-Service

von U. PRESTIN
70 Seiten · 62 Bilder Broschiert 7,80 DM

Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis NTSC · PAL · SECAM

von Dr.-Ing. Norbert Mayer (IRT)
330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhang
110 Schriftumsangaben · Amerikanische/englische Fachwörter
Ganzleinen 32,— DM

Praxis der Rundfunk-Stereophonie

von WERNER W. DIEFENBACH
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
292 Seiten im Großformat
439 Bilder, davon 176 farbig Kunststoffeinband 32,50 DM

Kompendium der Photographie

- von Dr. EDWIN MUTTER
- I. Band:** Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder Ganzleinen 27,50 DM
 - II. Band:** Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
334 Seiten · 51 Bilder Ganzleinen 27,50 DM
 - III. Band:** Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen Ganzleinen 27,50 DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
663 Seiten Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
von PETER STÜBER
52 Seiten · 12 Bilder Broschiert 6,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN

FUNK-TECHNIK

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

LICHTTECHNIK

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

KINO-TECHNIK

MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA

KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE

Zu beziehen durch Buch- und zahlreiche Fachhandlungen
im Inland und Ausland sowie durch den Verlag
Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE), EICHBORNDAMM 141-167

ELEKLUFT

ELEKTRONIK-
UND
LUFTFAHRTGERÄTE
GMBH

Als namhaftes Unternehmen auf dem Gebiet der Flugmelde-, Flugleit- und Flugsicherungstechnik bieten wir Arbeitsplätze im Bereich modernster Elektronik mit guten Verdienstmöglichkeiten und Aufstiegschancen.

Zum 1. Januar 1968 oder später suchen wir

Ingenieure Techniker

mit Erfahrung auf folgenden Gebieten:

- Bodenradar
 - Elektronische Datenverarbeitung
 - Flugsicherung
 - Nachrichtensysteme
 - Technische Dokumentation und Logistik
- Technisches Englisch erwünscht

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen bitten wir an unsere Personalabteilung, 53 Bonn, Franzstraße 45-49, Telefon 5 69 81, zu richten

ELEKLUFT

eine Tochtergesellschaft der
AEG-TELEFUNKEN
GENERAL ELECTRIC CO. USA
HUGHES AIRCRAFT CO. USA

Kaufgesuche

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

Größere Posten...
elektronischer Bauteile, Geräte und
Aggregate sowie Röhren und Halb-
leiter übernimmt gegen Kasse
Altart-Radio, Abt. 9, 1 Berlin 61,
Stresemannstraße 100, Telex C18 5775

Suchen Rest- und Lager-
POSTEN

elektronischer Bauteile, Geräte und
Aggregate sowie Röhren und Halb-
leiter gegen Kasse.
TEKA 845 Amberg/Bayern
Georgenstraße 3

Drahtlose Mikrofone, Abhörgeräte (für
den Export) Streichholzsachtel-Form
mit bis Zuckerwürfelgröße Reichweite
bei Radio-Empfang bis ca. 5 km
Vertretungen zu vergeben. Prospekt frei
Hersteller: Alfred G. Stobbe, Elektronik
u. Gerätebau 8391 Klaffenstr., BRD.

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse durch
die bewährten Christiani-Fernlehrgänge
Radio- und Fernsteuertechnik, Automation
Steuerungs- und Regelungstechnik. Sie
erhalten kostenlos und unverbindlich
einen Studienführer mit ausführlichen
Lehrplänen. Schreiben Sie eine Post-
karte: Schickt Studienführer Karte heute
noch absenden an Technisches Lehr-
Institut Dr.-Ing. Christiani, 775 Konstanz,
Postfach 1257

Alle
Einzelteile
und Dausätze für
elektronische Orgeln
Bitte Liste T66
anfordern!



DR. BÖHM
495 Minden, Postfach 290/40



Griff in fremde Kasse - unmöglich durch *Wagner*-Kasse
die automatisch sich verschließt u. Splitribben
signalisiert. Sicherheit und Zeitgewinn durch
griffgerechte Geldschonung. Auch Sie sollten sie
besitzen. Verlangen Sie unverb. Prospekt 188
MOGLER - Kassenfabrik - D 71 Heilbronn

Es lohnt sich!
Preise stark herabgesetzt
für Schreibmaschinen aus
Verfälschung und Relaturen,
letztem Garanzie u. Umtausch-
recht. Kleinste Raten. Fordern
Sie Grottskatalog 907 R



Deutschlands größtes
Büromaschinenhaus
NOTHEL
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

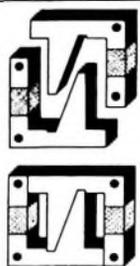
Preiswerte Transistoren



AC 117	DM 1,50	DM 2,50
AC 122	DM 1,40	DM 1,60
AC 151 V	DM 1,60	DM 1,60
AC 187 K /	AC 188 K	DM 3,70
kompl. Paar	AD 148	DM 3,95
AF-118	DM 3,35	DM 3,35
BC 107	DM 1,50	10 / DM 1,20
BC 108	DM 1,40	10 / DM 1,20
BC 109	DM 1,55	10 / DM 1,35
BC 170 B	DM 1,10	10 / DM 1,—
BF 115	DM 3,20	10 / DM 3,—
2 N 706	DM 1,70	10 / DM 1,60
2 N 768	DM 2,75	10 / DM 2,60
2 N 814	DM 3,—	10 / DM 2,85
2 N 2219 A	DM 4,60	10 / DM 4,35

Nur Original Transistoren! Preis-
günstige Bauteile finden Sie in
unserer kostenlosen Preisliste.

Prompter NN-Versand ab Lager!
M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Postfach 55



Neu

WAASNER- TRAFO- BLECHKERN

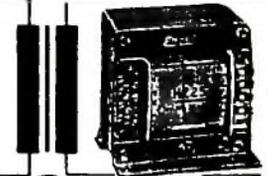
- Kein wechselseitiges Schachteln mehr
- Durch einfaches Zusammendrücken der zwei
Hälften wird der Kern in Sekundenschnelle
zusammengefügt.
- Dadurch sehr hohe Kosteneinsparungen.

Verlangen Sie bitte unsere Informations-Schriften!

GEBR. WAASNER - Elektrotechnische Fabrik



8550 Forchheim/Ob. - Bamberger Straße 85 - Postfach 185
Telefon (091 91) 7 95-7 98 - Telex 0624211



Rundfunk- Transformatoren

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

3 PLUS PUNKTE für die Filmwirtschaft

- 1** **CHRONAR LEADER FILM**
Der Zugfilm für alle
kino-technischen Betriebe
Lieferbar in 16 mm und 35 mm
- 2** Ein **UNSCHÄDLICHES, WIRKUNGSVOLLES**
LOSUNGSMITTEL zur Behandlung und
Reinigung von **FILMMATERIAL** für alle
Schwarzweiß- und Farbfilme
- 3** **„DIE NEUE KLEBTECHNIK“**
Die Klebetzelle ist für 16 mm, 17,5 mm und
35 mm Film erhältlich

DUPONT
Ein Weltbegriff für Qualität!

„FREON-TF“

PERMACEL
MYLAR-FILM-KLEBEBAND

Vertrieb für Deutschland: **Globus**
8 München 55,
Fürstenrieder Str. 275
Telefon 78 82 65 / 74 83 14

Fordern Sie bitte ausführliches Prospektmaterial an

Sicherheit

E.-Thälmann-Str. 56

Sicherheit beginnt bei der Geräte-Konzeption

SABA denkt an die Sicherheit schon lange bevor die erste Leiterplatte geätzt, der erste Transistor eingelötet wird. Systematisch. Von einer Entwicklungsstufe zur anderen. Denn Sicherheit ist mit das wichtigste Konstruktionsziel.

Sicherheit verbürgt Lebensdauer

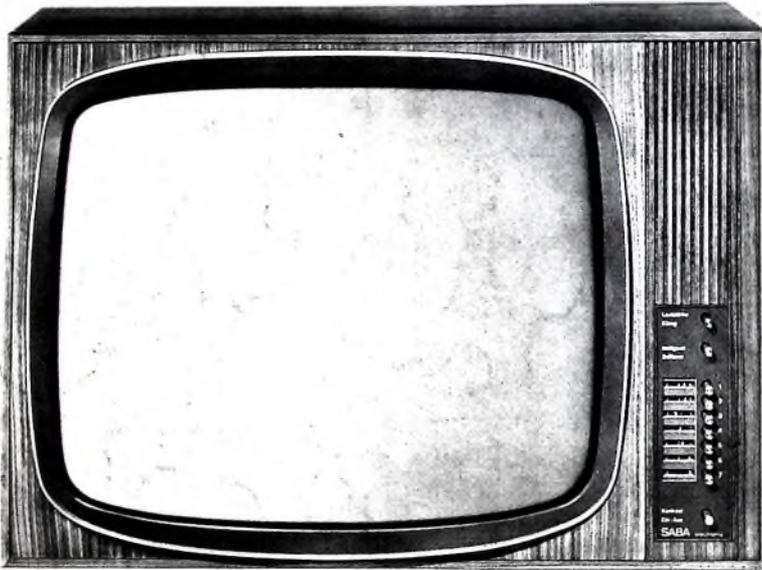
SABA-Geräte funktionieren nicht nur heute und morgen gut, sondern noch nach Jahren. Weil jedes Bauteil auf seine Sicherheit geprüft und ausgewählt wurde. Weil (entgegen modischen Trends) für jede Funktion das bestgeeignete (und häufig teurere) Bauteil gewählt wird.

Sicherheit bestimmt die Fertigung

Nicht optimale Stückzahl bei rationeller Fertigung, sondern größte Sicherheit trotz rationaler Fertigung. Das ist die Devise. Und deshalb ist Sorgfalt bei SABA oberstes Gebot in der Produktion. Jeder Mitarbeiter weiß das. Mit Sicherheit.

... und viele Prüfungen machen SABA-Geräte funktions sicher

SABA verläßt sich nicht darauf, fehlerhafte Bauteile bei späteren Funktionsprüfungen zu entdecken. Denn leichte Bauteilefehler können ein Gerät bei der Prüfung funktionieren lassen, werden also übersehen. Darum prüft SABA alle Bauteile einzeln. Mit sicheren Methoden.



SABA Schaulnsland T 199 electronic
Ein 65-cm-Großbildempfänger mit modernem Tastentuner für spielend leichte Kanalschaltung: Die 7 Stationstasten sind voll programmierbar für VHF und UHF. Kapazitätsdioden sorgen für hohe Wiederkehrgenauigkeit. Weitere Vorzüge: Frontlautsprecher, Störaustattung, Fernbedienungsanschluß. Lieferbar in mittedunkel hochglanzpoliert, in Nußbaum naturhell (Mehrpreis DM 16,-) oder in der Kombination Palisander/weiß (Mehrpreis DM 32,-).
Festpreis DM 898,-

Sicherheit auch für den Service

Qualitätsgerät und Service? Der Fernsehfachmann weiß: das ist kein Widerspruch. Er schätzt servicefreundliche Geräte. SABA-Fernsehgeräte haben ein Drehflügelklappchassis. Mit Sicherheit ist darauf jeder Punkt mühelos zu erreichen.

Die Form — ein wichtiger Gesichtspunkt, auch bei SABA

Gekauft wird, was gefällt. Deshalb erkundet SABA systematisch die Wünsche der Käufer. Läßt erlahrene Groß- und Einzelhändler bei der Formgestaltung mitsprechen: Form und Ausstattung der SABA-Geräte sind marktgerecht. Sie geben dem Händler Sicherheit für einen guten Verkauf.

Preiswürdigkeit und Preisstabilität sorgen für Sicherheit

SABA-Geräte sind nicht billig, immer jedoch ihren Preis wert. Weil sie durch und durch auf Sicherheit gebaut sind. Sie sind preisstabil durch gebundene Festpreise. Das sichert jedem Fachhändler seine feste Handelsspanne.

SABA sorgt für Sicherheit — auch auf dem Markt

SABA-Geräte erscheinen in keinem Waren- oder Kaufhaus, nicht auf dem Grauen Markt. Weder beim Discounter noch in C + C- oder Möbellagern sind sie zu bekommen. Das verhindert die SABA-Vertriebsbindung. Sie gibt dem Fachhandel Sicherheit.

SABA

Schwarzwälder Präzision