

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



2

1963 +

2. JANUARHEFT



F - KURZNACHRICHTEN

Fernsehteilnehmer

Ende November 1962 waren 7 051 794 Fernsehteilnehmer in der Bundesrepublik Deutschland einschließlich West-Berlin gemeldet. Die Gesamtzahl der Neuankündigungen von Januar bis einschließlich November 1962 ist mit 1 184 264 um 6,1% höher als im gleichen Zeitraum 1961, in dem 1 097 732 Fernsehgeräte neu registriert wurden.

Zur Zeit dürften etwa 4,5 Millionen Fernsehteilnehmer in der Lage sein, mit ihren Geräten (Empfänger mit organisch eingebautem UHF-Teil, mit UHF-Tunern und UHF-Konvertern nachgerüstete Geräte, Empfänger an Gemeinschaftsanlagen mit UHF-Umsetzern) auch das zweite Fernsehprogramm zu empfangen. Bis Ende Juni 1963 rechnet man damit, daß sich diese Zahl um weitere 600 000 auf etwa 5,1 Millionen erhöht.

Ausschuß „Gebrauchstauglichkeit“ im DNA

Der vorläufige Vorstand des Ausschusses „Gebrauchstauglichkeit“ im DNA tagte am 16. November 1962 in Frankfurt am Main. Diesem Vorstand gehören an: Dr. Bock, Vorstand der Arbeitsgemeinschaft der Verbraucherverbände (AGV), Dr. Kluy, Vizepräsident der Bayerischen Landesgewerbeanstalt, und Direktor Seil, Wirtschaftsverband Eisen, Blech und Metall verarbeitende Industrie. Zum Hauptthema der Aussprache gehörten vordringliche Normungsaufgaben, die als technisch-wissenschaftlich fundierte Grundlagen für die einwandfreie Prüfung der Gebrauchstauglichkeit von Fertigwaren notwendig sind. Der Ausschuß „Gebrauchstauglichkeit“ (AGT) wird sich zunächst in bestimmte schon laufende Arbeiten der zuständigen Fachausschüsse des DNA einschalten, um die Interessen der Verbraucher zur Geltung zu bringen. Der Vorstand nahm ferner eine Liste von weiteren zur Bearbeitung anstehenden Aufgaben zur Kenntnis und diskutierte deren zweckmäßige Verwirklichung. Die Bayerische Landesgewerbeanstalt wird ihre umfangreiche Fachbibliothek dem Ausschuß als Dokumentationszentrale dankenswerterweise zur Verfügung stellen.

Vorbereitungen für die Übertragung der Olympischen Spiele 1964

Mit den Vorbereitungen zur Übertragung der Olympischen Spiele im Rundfunk und Fernsehen hat die japanische Rundfunkgesellschaft NHK begonnen. Bis jetzt wollen 48 Hörfunkgesellschaften aus 42 Staaten und 22 Fernsehstationen aus 31 Ländern Programme von den Olympischen Spielen aus-

strahlen. Das olympische Fernsehzentrum wird im Hauptsitz der NHK in Tokio eingerichtet, damit die ständige Verbindung mit den überseeischen Fernsehstationen gesichert ist. Interkontinentale Fernsehübertragungen via Satellit werden in Zusammenarbeit mit Forschungsinstituten auf internationaler Basis geprüft, doch sind die Aussichten zur Zeit sehr gering.

48 Telstar-Übertragungen

Durch den Telstar-Satelliten wurden nach einer Mitteilung der American Telephone and Telegraph Corporation bisher 37 Schwarz-Weiß-Fernsehübertragungen, fünf Farbfernsehversuchsendungen und sechs Hörfunkprogramme zwischen den Vereinigten Staaten und Europa vermittelt. Ferner konnten umfangreiche wissenschaftliche Experimente abgewickelt werden.

Neuer „Mambino“ von Nordmende

Außerlich unterscheidet sich der jetzt in den Handel gekommene neue „Mambino“ von der bisherigen Ausführung nur durch einen eckigen Haltegriff. Schaltungstechnisch wurde unter grundsätzlicher Beibehaltung der Grundkonstruktion jedoch viel getan, um die Empfangsleistung noch mehr zu erhöhen und das Klangbild weiter zu verbessern. Die Zahl der Transistoren ist durch einen OC 75 im NF-Teil auf sechs vermehrt und damit eine weit größere Verstärkerreserve und Empfindlichkeit erreicht worden. Eine gut dimensionierte Gegenkopplung in Verbindung mit einem neuen Spezialalldisprecher bringt eine nochmals verbesserte Klangqualität.

Der Kofferempfänger ist für die Bereiche M und L ausgelegt. Die maximale Ausgangsleistung ist 1 W. Die Stromversorgung erfolgt aus zwei Taschenlampenbatterien je 4,5 V. Die Abmessungen des Gerätes sind 22 cm × 14 cm × 6,3 cm; es wiegt ohne Batterien 1,2 kg.

Decca-Navigator-Anlage „Mark 12“

Die Decca-Navigator-Gesellschaft stellte die neu entwickelte Navigator-Anlage „Mark 12“ vor. Sie macht das bisher in der Luftfahrt angewandte „Mark 10“-System auch für die Schifffahrt nutzbar. Die „Mark 12“-Anlage gestattet den Empfang sowohl der Aussendungen des „Mark 5“- als auch der des „Mark 10“-Systems. Das „Mark 10“-System in Verbindung mit dem „Mark 12“-Empfänger ergibt eine verbesserte Grobortungsanzeige bei gleichzeitig wesentlich größerer Reichweite mit höherer Genauigkeit. So wird die Reichweite fast verdoppelt und die Genauigkeit

in größeren Entfernen von Decca-Ketten um etwa 30% gegenüber der bisherigen „Mark 5“-Anzeige verbessert. Die „Mark 12“-Anlage ist für den Empfang von 63 Ketten („Mark 5“ bisher 9 Ketten) geeignet und trägt damit dem weltweiten Ausbau des Navigator-Systems Rechnung. Die Aufnahme sämtlicher Bedienungselemente in das Anzeigegerät und die schnellere Grobortungsfolge (dreimal in der Minute) ermöglicht eine wesentliche Bedienungs- und Auswertungsbeschleunigung, die sich auch bei Standortbestimmungen nach dem Zweikettenserverfahren günstig auswirkt.

Ausland

Diode als Wegbereiter für Nachrichtenübertragungen auf optischen Frequenzbändern

Im Lincoln-Institut des MIT wird zur Zeit mit einer Galliumarsenid-Diode experimentiert, die in der Lage ist, elektrische Energie mit einem Nutzeffekt von nahezu 100% in infrarotes Licht umzuwandeln. Das emittierte Licht ist so intensiv, daß es vom menschlichen Auge als dunkelrotes Leuchten wahrgenommen wird. Es streut in einem Bereich von 100 A, die Kohärenz ist also bedeutend geringer als beim Laser. Die Arbeitsfrequenz der Diode liegt bei 350 000 GHz. Das Entwicklungsmuster hat eine wirksame Fläche von der Größe eines Reißnagelkopfes. Mit dem von der Diode emittierten Licht sollen gleichzeitig 20 Fernsehsendungen oder 20 000 Telefongespräche übertragen werden können. Der maximale Licht-Output der Diode liegt bisher bei 3 W; es soll jedoch eine Steigerung auf 15 kW und mehr möglich sein.

Flugsimulator mit Farbfernsehen

Die British Overseas Airways Corp. hat bei der Redifon Ltd. einen Flugsimulator mit Farbfernsehen bestellt. Er ist der erste seiner Art und vermittelt den Flugschülern ein realistisches Bild von der Startbahn und der unmittelbaren Umgebung während der kritischen Start- und Landephase, und zwar bei verschiedensten Licht- und Sichtverhältnissen. Der Flugsimulator ist mit einer EMI-Farbfernsehkamera ausgerüstet und nimmt exakt die jeweiligen Ausschnitte eines farbigen dreidimensionalen Flughafenmodells auf. Das Bild wird entweder mittels eines Rank-Cintel-Projektors auf eine 2,4 × 1,9 m große Projektionswand geworfen, oder es kann von einem 53-cm-Farbfernsehempfänger wiedergegeben werden, der im Cockpit in Augenhöhe des Piloten angebracht ist.

AUS DEM INHALT

2. Januarheft 1963

FT-Kurznachrichten	34
Funkverkehr im Weltraum	37
Das Phänomen Plasma	38
Farbfernsehen noch im Versuchsstadium ..	40
Die neuen Röhrenvoltmeter »RV 55« und »RV 56«	41
Persönliches	45
»STS 322« — ein Stereo-Abtaster für Studiozwecke	46
Synchronsatellit „Syncrom“	50
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Variables Bandfilter	51
Für den KW-Amateur	
NF-Verstärker mit Leistungsendstufe	54
Kundendienst an Tonbandgeräten	56
Für Werkstatt und Labor	
Kontaktebelegungen genormter Phono-Steckverbindungen	58
Für den Tonbandamateuer	
Umbau eines Tonbandgerätes auf Vollspurbetrieb	59
Neue Fernseh-Bildröhren	60
FT-Bastel-Ecke	
Transistor-Stereo-Verstärker	61
Neue Bücher	62
Unser Titelbild: Letzte Justierarbeiten an dem Nachrichtensatelliten „Syncrom“. Dieser von der Hughes Aircraft Company, Culver City (Calif.), gebaute Synchronsatellit soll 1963 gestartet werden. Man erkennt die in Miniaturtechnik ausgeführte elektronische Ausrüstung. Es fehlen lediglich noch die Solarzellen-Batterien sowie die Abschirmbleche, die die elektronischen Einrichtungen später einschließen.	
Werkaufnahme: Hughes Aircraft Co.	
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 35, 36, 57, 63 und 64 ohne redaktionellen Teil	
VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin - Borsigwalde. POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141-147. Telefon: Sammel-Nr. (0311) 492331. TELEGRAMMANSCHRIFT: Funktechnik Berlin. FERNSCHEIB-ANSCHLUß: 0181632 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempen/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chegraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf berechnet. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — SATZ: Druckhaus Tempelhof; DRUCK: Elsnerdruck, Berlin	



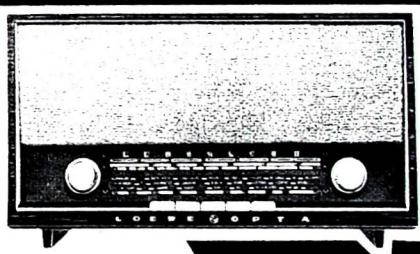
Modern und Perfekt

Das ist die
Devise für alle
LOEWE OPTA
Rundfunk- und
Fernsehgeräte

Modern in der
Form - Perfekt
in der Technik



FLORETT



AROSA

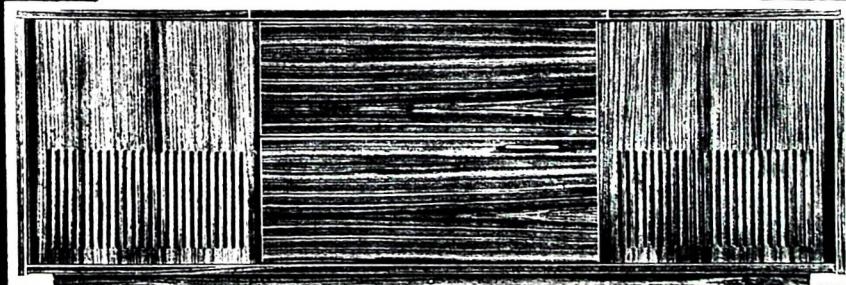
das asymmetrische
FS-Schränkmodell
mit Zeilenautomatik,
gespeicherter Fein-
abstimmung und 2
Lautsprechern

FLORETT

das Rundfunkgerät,
das auf den ersten
Blick sympathisch
ist

JUWEL-STEREO

der vornehme Kon-
zertschrank mit 6
Konzert-Laut-
sprechern



JUWEL-STEREO

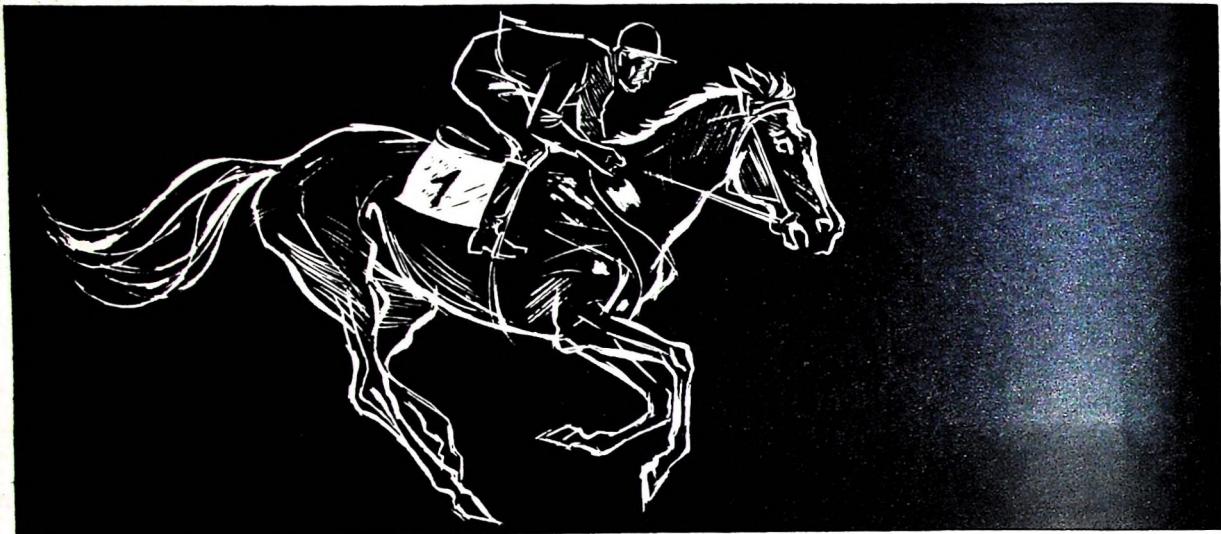


LOEWE OPTA

KRONACH (Bayern) · BERLIN (West) · DÜSSELDORF



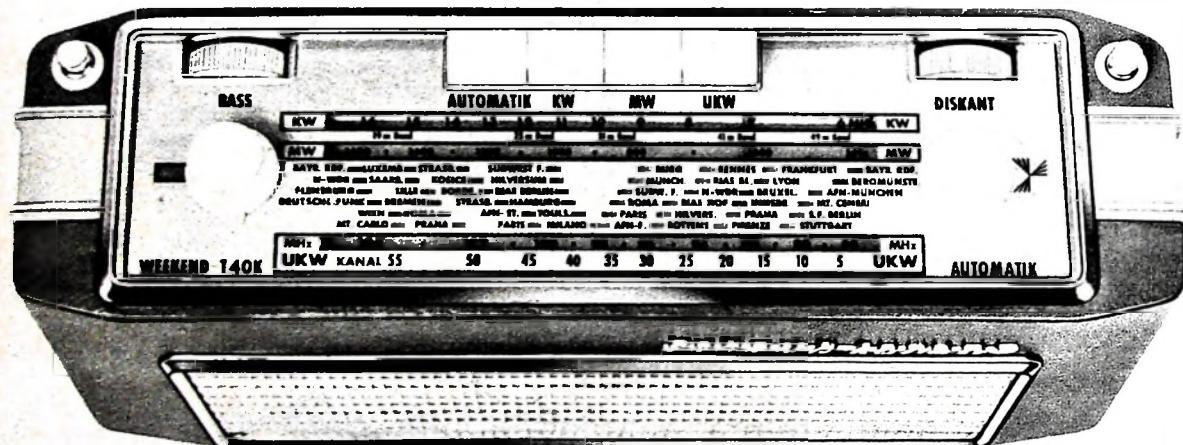
AUS DEM SCHAFFEN DER STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG



Das neue Jahr fängt gut an: Der neue WEEKEND startet noch
in diesem Monat! Der Universal-Kompaktsuper 1963 heißt

WEEKEND T 40 Automatik

7 entscheidende Neuerungen und weitere 15 Pluspunkte rechtfertigen die Prognose: Ein Favorit, dem alle Chancen gehören!



SCHAUB-LORENZ

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Funkverkehr im Weltraum

Seit vielen Jahren — nicht erst seit dem Start des ersten Satelliten — beschäftigen sich Wissenschaftler in aller Welt mit den Problemen des Funkverkehrs auf übergroßen Entfernung. Seit es aber Satelliten mit Empfangs- und Sendeantennen gibt, ist der Funkverkehr im Weltraum in ein neues Stadium gerückt. Es wurden neue Erkenntnisse gewonnen und neue Techniken erprobt. Fachwelt und Öffentlichkeit verfolgen die Fortschritte auf diesem Gebiet mit großem Interesse.

Bei jedem Funkverkehr ist die Wahl der Betriebsfrequenz von ausschlaggebender Bedeutung. Für den Weltraumverkehr sind die ultrahohen Frequenzen besonders günstig. Sie gestatten es, außerst schmale, nadelförmige Bündel auszustrahlen. Sie lassen sich so konzentrieren, daß die jeweilige Sendeleistung wirtschaftlich ausgenutzt werden kann. Wenn man beispielsweise mit Frequenzen im Bereich um 1500 MHz Sendungen auf den Mond richtet, überdeckt der aufstrebende Strahl dort nur einen Fleck von wenigen Kilometern. Mit der weiteren Verjüngung der Winkelbreite nimmt auch die Strahlungsleistung zu. Der Ausdehnung des Funkverkehrs auf den Weltraum eröffnen sich damit große Möglichkeiten.

Wir stehen heute zweifellos erst am Anfang einer funktechnischen Entwicklung, deren Auswirkungen kaum vorstellbar sind. In der letzten Zeit ereignen Fernsehübertragungen aus Raumschiffen und Funkgespräche zwischen Raumschiffen im Weltall besonderes Aufsehen. Neue Wege dieser Technik weisen Funkrelais auf Raumschiffen und natürlichen Himmelskörpern. Für verschiedene Abschnitte der Relaislinien kann man verschiedene Frequenzen aussuchen, die unter den gegebenen Bedingungen am vorleihfesten sind. Für eine Funkrelais-Verbindung, die die Atmosphäre eines Planeten des Sonnensystems umfaßt, eignet sich eine Frequenz, die keinen nennenswerten Absorptionen durch die Atmosphäre unterworfen ist. Mit solchen Funkrelais, mit scharfbündelnden Antennen, mit Richtstrahlen ultrahoher Frequenz, mit geräuscharmen Verstärkern, mit modernen Methoden der Informationsübermittlung und schließlich mit den Verfahren der Radioelektronik gelingt es, größte Entfernung im Weltall zu überbrücken.

Zu den erfolgreichen Funkrelais der Gegenwart gehört die Venussonde „Mariner II“. Nach der Unterbrechung der Funksignale Anfang November waren die Zeichen — sie übermittelten Meßdaten der Partikelströme von der Sonne, der Magnetfelder im interplanetaren Raum sowie des kosmischen Staus und der kosmischen Strahlung — wieder klar zu empfangen. Der Sender war zum Einsparen von Betriebsstrom abgeschaltet worden. Man hoffte, auf diese Weise die vermutete Störung an einem Spannungsregler beseitigen zu können.

Bei der Wiederaufnahme der Datenübermittlung erreichte die Entfernung zwischen Erde und Raumsonde rund 29 Millionen Kilometer. Die Telemetrie-Signale von „Mariner II“ enthalten außer den Meßdaten der wissenschaftlichen Instrumente noch Angaben über die Arbeitsbedingungen an Bord und über den Betriebszustand aller Geräte. Der bisherige Rekord des „Pionier V“ in der Übermittlung solcher Signale (er lag bei 28,3 Millionen Kilometer) wurde somit schon im November um 700000 Kilometer überboten. Die später von „Pionier V“ noch aufgefangenen Signale waren so schwach, als daß man sie hätte analysieren können. In 36 Millionen Kilometer Entfernung von der Erde riß schließlich die Funkverbindung völlig ab. Andere Raumsonden erreichten noch nicht einmal Reichweiten von 1 Million Kilometer. Sowjetischen Wissenschaftlern glückte es, Signale ihrer Marssonde, die Ende Mai 1963 den Planeten Mars passieren wird, aus 3,5 Millionen Kilometer Distanz gut aufzunehmen.

Die Stärke der Signale von Raumflugkörpern nimmt mit dem Quadrat der Entfernung ab. Sie ist beispielsweise nach 160 Kilometer etwa ein Zehntausendstel der Signalstärke in 1,6 Kilometer Entfernung. Nach 100000 Kilometer werden dann nur noch Milliardstel von der ursprüng-

lichen Energie aufgefangen. Wenn die Station Goldstone in Kalifornien mit ihrer 25-m-Schüsselantenne trotzdem einen guten Empfang von „Mariner II“-Signale melden konnte, ist es den elektronischen Spezialgeräten zur Abschirmung des natürlichen Rauschpegels und den Masergeräten zu danken. Sie verstärken die aufgefangenen Signale millionenfach. Am 14. Dezember 1962 passierte die Venussonde den Planeten in rund 33000 Kilometer Abstand. Während des Vorbeifluges waren für etwa 40 Minuten zwei weitere Geräte in Betrieb. Sie übermittelten Meßdaten der Oberflächentemperatur und der Beschaffenheit der rätselhaften Bewölkung in Richtung zur Erde über eine Rekordentfernung von 58 Millionen Kilometer. Diese Funksignale konnten in Goldstone einwandfrei aufgenommen werden. Die Venussonde hat damit ihre Aufgabe in vollem Umfang erfüllt und der Wissenschaft auf dem Weg über das Funkrelais unschätzbare Dienste geleistet.

Inzwischen wurden auch die ersten Ergebnisse der Auswertung der von „Mariner II“ beim Vorbeiflug an der Venus übermittelten Meßwerte bekannt. Danach hat die Venus eine Masse von rund $5 \cdot 10^{24}$ kg. Ein Magnetfeld konnte „Mariner II“ bei der Venus nicht feststellen. Man nimmt an, daß das eine Folge der sogenannten Sonnenwinde (eine elektrisch neutrale Mischung von Elektronen, Wasserstoff und Heliumkernen sowie von Kernen anderer, schwererer Elemente in geringerer Anzahl, die von der Sonne fortgeschleudert werden und sich mit etwa 400 ... 700 km/s fortbewegen) ist, die das Magnetfeld von der Sonnenseite des Planeten — an dieser Seite flog der Satellit an der Venus vorbei — auf die Schattenseite verlagern. Eine ähnliche Schwächung des Magnetfeldes tritt nach neuesten Erkenntnissen auch bei der Erde auf. Nach dem Passieren der Venus läuft „Mariner II“ jetzt auf einer Ellipsenbahn um die Sonne (Umlaufzeit 400 Tage).

Seit dem 14. Dezember 1962 umkreist ferner der neue Nachrichtensatellit „Relay“ die Erde. Dieser Satellit wird mit etwas veränderter Ausrüstung im Vergleich zum „Telstar“, aber nach dem gleichen Prinzip die Möglichkeiten eines drahtlosen interkontinentalen Nachrichtenverkehrs erproben. Seine Umlaufbahn soll bei einer Neigung von 52° zum Äquator neben der Funkbrücke zwischen Nordamerika und Europa auch Verbindungen mit Südamerika ermöglichen. Während die Bahn des „Telstar“ mit 5600 Kilometern ihren erdnächsten und mit 950 Kilometern ihren erdnächsten Punkt hat, umfliegt „Relay“ die Erde zwischen 6000 und 1100 Kilometer Höhe und ist in der Lage, 300 Telefongespräche oder eine Fernsehsendung in einer Richtung zu übertragen.

„Relay“ begann seine Reise in den Weltraum mit leeren Batterien. Während der ersten vier Umläufe sollten die Batterien aufgeladen werden. Das erfolgte jedoch nicht programmgemäß, so daß die beabsichtigten Nachrichtenübertragungen zunächst nicht durchgeführt werden konnten. Anfang Januar gelangten dann die ersten Übertragungsversuche auf den Sende- und Empfangsfrequenzen 4170 beziehungsweise 1725 MHz. Interessant ist auch die Funkmessung von Himmelskörpern. Schon vor 15 Jahren wurde die Funkmessung des Mondes verwirklicht. Im Laufe der letzten Jahre führte man Funkmessungen der Venus und der Sonne durch. Die gewonnenen Ergebnisse wurden kürzlich von der Akademie der Wissenschaften der UdSSR zur Präzisierung astronomischer Einheiten, zum Untersuchen physikalischer Eigenschaften der Planeten und zur Abschätzung ihrer Rotationsdauer benutzt. Bei der Funkmessung der Venus legten die Radiowellen eine Entfernung von etwa 90 Millionen Kilometern zurück. Bei der Funkmessung der Sonne waren es sogar 300 Millionen Kilometer. In diesem Falle brauchte die Funkmeßschwung — sie breitete sich mit 300000 Kilometer Geschwindigkeit in der Sekunde aus — mehr als 15 Minuten zum Überbrücken der Entfernung in beiden Richtungen. Via Mond kam im vorletzten Jahr ferner eine kosmische Funkspurverbindung zwischen zwei Stellen der Erdoberfläche zustande.

Werner W. Diefenbach

Das Phänomen Plasma

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 1, S. 6

5. Nachahmung von Plasma-Phänomenen der Natur

5.1. Bedingungen

Große Anstrengungen zur Nachahmung von in der Natur auftretenden Plasma-Phänomenen wurden in bezug auf den Kernverschmelzungsprozeß unternommen, denn die Beherrschung thermonuklearer Energiegewinnung stellt die Endlösung der Energieversorgung schlechthin dar. Die Wasserstoffbombe gab den Anstoß; jetzt kommt es darauf an, die beim Kernverschmelzungsprozeß freiwerdenden ungeheuren Energien zu bändigen, das heißt zu kontrollieren, um sie nutzbar zu machen. Die Energiegewinnung aus einem kontrollierten Fusionsprozeß ist ungleich schwieriger als der Bau einer Atombombe. Wegen der Beziehung

$$\bar{E}_{\text{kin}} = 3/2 \cdot k \cdot T \quad (3)$$

(Boltzmannsche Konstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K, absolute Temperatur $T = \vartheta + 273$ [°C]), die aus der Maxwell'schen Geschwindigkeitsverteilung folgt, und der Fusionsbedingung

$$\bar{E}_{\text{kin}} \approx 10^6 \text{ eV} \quad (4)$$

tritt eine Fusion in Deuteriumplasmen (Deuterium = Schwerer Wasserstoff) mit nennenswerter Häufigkeit erst bei Temperaturen von etwa 100 Millionen Grad Celsius auf. Hinzu kommt noch, daß eine Plasmadichte n von $10^{15} \dots 10^{16}$ Deuteronen/cm³ notwendig ist. Wird dieser Wert unterschritten, dann wird die Energieproduktion so klein, daß sie entweder für eine Energieerzeugung in größerem Ausmaß bedeutungslos ist oder daß man sie durch ein größeres Reaktionsvolumen wieder wettmachen müßte. Letzteres ist unerwünscht, da die Schwierigkeiten damit noch weiter zunehmen würden. Wird die Dichte zu groß, dann kann wiederum die Energieproduktion so anwachsen, daß sich ihre Abführung nicht mehr beherrschen ließe.

Aus der Teilchendichte n ergibt sich der Druck P , den ein magnetisches Feld mindestens ausüben muß, um den Plasmadruck P_p zu überwinden.

$$P \geq P_p; \quad P = 1/8 H^2; \quad P_p = n \cdot k \cdot T \quad (5)$$

(H in Gauß)

Die rechnerischen Resultate zeigen, daß die Teilchendichte multipliziert mit der Zeitdauer des anhaltenden Fusionsprozesses einen Mindestwert von etwa 10^5 nicht unterschreiten darf, wenn man zu brauchbaren Ergebnissen mit einer nennenswerten Anzahl von Fusionen gelangen will. Bis jetzt hat man nur Zeiten von höchstens Millisekunden erreichen können, während denen man den Fusionsprozeß aufrechterhalten konnte. Man sieht schon aus diesen Überlegungen, welche Hindernisse sich hier auftürmen. Die verschiedenen Bemühungen, diese Schwierigkeiten zu überwinden, sind – soweit bisher bekannt geworden – nachstehend ange deutet.

5.2. Der Kernverschmelzungsprozeß

Der Kernverschmelzungsprozeß wird auch als thermonuklearer Prozeß oder als Fu-

sionsprozeß bezeichnet. Jeder Atomkern besteht aus Neutronen und Protonen, die durch sehr große Bindungs Kräfte zusammengehalten werden. Bei Änderung ihrer Atomstruktur werden enorme Energiebeträge frei. Auf die eine Möglichkeit der Energiegewinnung durch Kernspaltung, wie sie im modernen Atomreaktor verwirklicht wird, soll hier nicht weiter eingegangen werden, da hierbei das Plasma keine Rolle spielt. Es interessiert in diesem Zusammenhang eine andere Möglichkeit, nämlich die Energiegewinnung mittels Kernverschmelzung, die im Gegensatz zur Kernspaltung mit leichten Atomkernen operiert, beispielsweise mit dem Wasserstoff (Atomgewicht 1, Kernladungszahl 1). Man verwendet allerdings nicht den Wasserstoff H , sondern sein Isotop H_2 (Deuterium), dessen Kern ein neutrales Partikelchen „Deuteron“ aufweist, und erleichtert damit den Prozeß.

Um zwei H_2 -Kerne miteinander zu verschmelzen (das heißt, um eine Fusionsreaktion auf thermischem Wege zu erreichen), müssen sehr hohe Reaktionstemperaturen von 10 Millionen bis zu einigen 100 Millionen Grad Celsius erzeugt werden. Erst dann ist es möglich, die Atome so hoch zu beschleunigen, daß sie eine Kollisionsgeschwindigkeit von etwa 1500 km/s und damit eine kinetische Energie von $10^5 \dots 10^6$ eV erreichen, die notwendig ist, um die großen elektrostatischen Coulombischen Abstößungs Kräfte der beiden positiv geladenen Kerne zu überwinden und damit den Verschmelzungsprozeß einzuleiten.

Es gibt etwa vier erfolgversprechende Reaktionsabläufe, von denen im Bild 5 die beiden wirtschaftlichsten dargestellt sind.

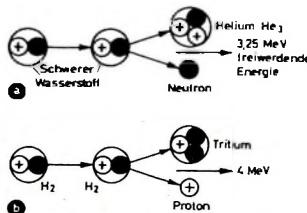


Bild 5. Reaktionsabläufe bei der Kernfusion: a) zwei Deuteriumkerne (Schwerer Wasserstoff) verschmelzen zum Heliumisotop He_3 unter Abgabe eines Neutrons und einer Energie von 3,25 MeV; b) zwei H_2 -Kerne verschmelzen zum Wasserstoffisotop Tritium H_3 unter Abgabe eines Protons und 4 MeV Energie

Wie ersichtlich ist, findet damit das von Einstein vorausgesagte Naturwunder

$$E = m \cdot c^2 \quad (6)$$

der Umwandlung von Masse in Energie seine Bestätigung, denn die Masse des neu gebildeten Atomkerns plus Fragmente ist etwas geringer als die der beiden Kerne vor der Verschmelzung. Die Massendifferenz hat sich in Energie umgesetzt, die hauptsächlich aus Wärmeenergie und in geringem Maße aus Strahlungsenergie (meistens Röntgenstrahlung) besteht. Falls diese Umwandlung mit beliebig hohem Wirkungsgrad einst gelingen

sollte, dann stünde ein Brennstoff zur Verfügung, der nicht nur fast unerschöpflich, sondern auch billig ist. Deuterium läßt sich aus Wasserstoff gewinnen, und dieser ist wiederum im Wasser der Weltmeere, deren Volumen auf 10^{20} Liter geschätzt wird, reichlich vorhanden. Aus einer Tonne Seewasser sind etwa 40 g Deuterium zu gewinnen. Zur Zeit ist der Herstellungspreis von Deuterium wohl noch mit etwa 1,5 Mill. DM je Tonne zu veranschlagen. Wenn man aber bedenkt, daß der Kalorienwert von H_2 etwa $4 \cdot 10^{16}$ kcal/kg (gegenüber nur $7 \cdot 10^3$ kcal/kg der Steinkohle) ist, dann ergibt sich ein ganz anderes Bild: Aus 1 t Meerwasser könnte man schon heute für etwa 60 DM den Grundstoff für die Erzeugung von rund 20 000 kWh liefern.

Ein Nebenvorteil beim Fusionsprozeß ist noch, daß er (im Gegensatz zum Kernspaltungsprozeß im Atomreaktor) „sauber“ verläuft, das heißt nahezu frei von schädlichen Strahlen ist und die Techniker und Betriebsleute der Sorge um die „Atommüllabfuhr“ enthebt. Die Fusion bietet außerdem die Möglichkeit, Elektrizität direkt aus dem Verschmelzungsprozeß ohne Umwege über eine Turbine mit ihrer Wirkungsgradverschlechterung zu gewinnen.

Die hierfür notwendigen hohen Temperaturen bereiten allerdings sehr große Schwierigkeiten. Die thermonukleare Forschung muß sich erst noch mit den bei diesen hohen Reaktionstemperaturen auftretenden Vorgängen in den dabei entstehenden vollionisierten Plasmen näher befassen. Man ist nicht müßig, auch andere Wege zu untersuchen, die zum er strebten Zielen führen könnten, und denkt zum Beispiel auch an gewisse Isotope wie Tritium H_3 oder eine Mischung von H_2 und H_3 als Ausgangsstoffe, bei deren Verwendung sich die Temperaturen erniedrigen und die Reaktorabmessungen stark verkleinern ließen. Leider kommt Tritium in der Natur kaum vor; sein künstlicher Herstellungsprozeß durch Bestrahlung im Kernspaltungsreaktor ist zur Zeit noch teuer und kompliziert.

5.3. Der Vorgang der Plasmeinschließung (confinement)

Eine der Hauptschwierigkeiten der thermischen Fusion besteht ferner darin, einen Behälter für das heiße Plasma zu finden. Feste Materialien scheiden dabei aus, da sie das Plasma abkühlen und die Reaktion unterbinden würden. Hier kommt die Natur zu Hilfe: Mittels elektrischer oder magnetischer Felder ist es möglich, das Plasma weitgehend einzuschnüren, so daß sich ein Behälter erübrigkt.

5.3.1. Der lineare Pinch

Die einfachste Anordnung zur Erzeugung eines „magnetischen Kessels“ besteht in der Ausnutzung des Pincheffekts. Nach Bild 6a wird durch eine Plasmäuse ein starker Kondensatorenentladungsstrom i von mehreren Millionen Ampere geschickt. Dieser Strom erzeugt ein eigenes kräftiges Magnetfeld B , das er um sich aufbaut. Dieses Magnetfeld hält das Plasma nicht nur zusammen, sondern drückt es auch in-

folge einer nach innen gerichteten Kraft zu einem dünnen Faden zusammen. Gleichzeitig erzeugt der Strom im Widerstand des Plasmafadens Joulesche Wärme und heizt das Plasma auf. Da nun jedoch die elektrische Leitfähigkeit eines Plasmas mit zunehmender Temperatur stark ansteigt (der spezifische Widerstand sinkt bis auf Bruchteile desjenigen von Kupfer),

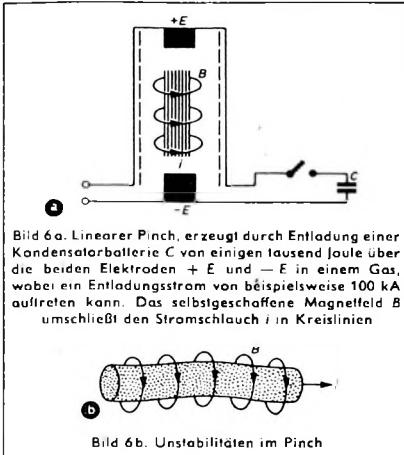


Bild 6a. Linearer Pinch, erzeugt durch Entladung einer Kondensatorbatterie C von einigen tausend Joule über die beiden Elektroden $+E$ und $-E$ in einem Gas, wobei ein Entladungsstrom von beispielsweise 100 kA auftreten kann. Das selbstgeschaffene Magnetfeld B umschließt den Stromschlauch i in Kreislinien

tritt nur noch eine praktisch bedeutungslose weitere Aufheizung auf höhere Temperaturen (etwa auf 100 000 °C) ein. Infolge des Pincheffekts wird aber das Plasma adiabatisch komprimiert, das heißt ohne Zu- und Ableitung von Wärme. Die sich dabei entwickelnde Kompressionswärme ergibt eine weitere beträchtliche Temperaturerhöhung im Reaktionsgebiet, die jedoch immer noch nicht hoch genug ist und vor allem nicht lange genug andauert (nur Mikrosekunden), um einen Zerfall der Plasmästule infolge von Instabilitäten (Bild 6b) zu verhindern und einen kontinuierlichen Fusionsablauf sicherzustellen. Die Instabilitäten in Form von wellenförmigen Ausbauchungen und Knicken vergrößern sich mit zunehmendem Druck, so daß bis jetzt der Plasmazerfall infolge dieser Instabilitäten früher als eine auswertbare Fusion eintrat.

5.3.2. Der azimuthale Pinch (Theta-Pinch)

Die Instabilitäten versucht man, mit axialen magnetischen Zusatzfeldern zu bekämpfen (Bild 7a). Bisher sind die Erfolge allerdings noch bescheiden. Versuchsanordnungen dieser Art – wie zum Beispiel die englische Zeta-Maschine (Bild 7b) – benutzen ein Ringrohr, das mit Magnetwicklungen versehen ist. Die Aufheizung des Plasmas wird hier durch sogenannte magnetische Pumpen bewirkt, worunter man adiabatische Stoßwellenkompressionen durch ein Magnetfeld wechselnder Stärke versteht (Bild 7c). Mit derartigen Anlagen hat man Temperaturen von über einigen Millionen Grad Celsius während Millisekunden aufrechterhalten können; leider genügt dies noch bei weitem nicht, um eine wirksame Kernfusion zu erreichen.

5.3.3. Magnetische Flasche und magnetischer Spiegel

Wenn man die vorerwähnte Spulenanordnung so trifft, daß nach Bild 8b an beiden Enden ein stärkeres Magnetfeld B_c als in der Mitte entsteht (etwa im Verhältnis 2:1 bis 3:1; anzustreben ist 10:1), dann wird der eingeschossene Deuteronenstrahl wie in einer Flasche eingeschlossen, weil

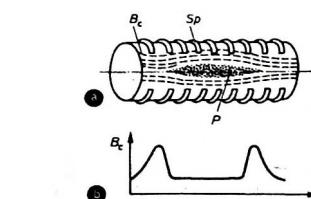


Bild 7a. Prinzip eines azimuthalen Pinches; S Spule mit 1...2 Windg., K Kolben einer Entladungsrohre aus Aluminium oder Quarz für hohe Kompression, P Plasmeschlauch, I_a azimuthaler Strom, B_a axiales Magnetfeld, F Stromfläche

Bild 7b. Theta-Pinch in der Zeta-Maschine; 1 Wicklungen zur Erzeugung eines zusätzlichen stabilisierenden Magnetfeldes von etwa 50 KG, 2 Stoßbälle zur Bildung von Plasma mit mehreren Millionen Grad Celsius, 3 Ringröhre mit 3 m Ø (in der sich der Plasmalauf hoher Teilchendichte bildet, ohne dabei die Wand zu berühren), C Kondensatorbatterie für eine Entladungsstromstärke von etwa 10^8 A

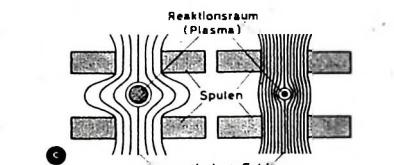


Bild 7c. Kernverschmelzungsexperiment innerhalb magnetischer Wände; links: im Reaktionsraum ist das Plasma von den magnetischen Krallenlinien eingeschlossen, und bei einer magnetischen Feldstärke von etwa 100 kG werden Deuteronen elektrisch auf etwa 1 Million Grad Celsius aufgeheizt; rechts: zum Erreichen adiabatischer Stoßwellenkompressionen wird die magnetische Feldstärke schlagartig erhöht und dadurch der Reaktionsraum verkleinert (kann theoretisch zu einer Erhöhung der Plasmatemperatur bis auf über 100 Millionen Grad Celsius führen)

und Lichtenergie der Restgasatome verloren, so daß die Mehrzahl der verlangsamten Deuteronen keine Fusion mehr ergibt.

5.3.4. Konvexe Feldanordnung (cusp geometry)

„Gefäß“ mit Feldanordnungen, bei denen die Feldlinien gegenüber dem Plasma konvex sind (Bild 9), halten auch einem Plasmadruck gut stand, der nur wenig kleiner

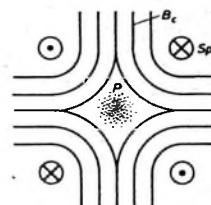


Bild 9. Konvexe Magnetenfeldfigurationen ergeben eine stabile Einschließung des Plasmas P ; man bedient sich dabei besonders angeordneter Spulen Sp

als der Magnetfelddruck ist; sie bewirken außerdem noch eine bessere Stabilität. Allerdings ist man auch hier der zu großen Verluste noch nicht Herr geworden, die sich an den Stellen bilden, an denen die Feldlinien aus dem Einstellbereich herausführen. Mit Hilfe zusätzlicher HF-Felder an diesen Spitzen (picket fence) versucht man, diese Teilchenverluste herabzusetzen.

5.4. Plasmainjektion

Als Injektor wird vielfach eine sogenannte Plasmakanone verwendet. Das Prinzip zeigt Bild 10. Im einfachsten Falle besteht eine solche Kanone aus zwei Elek-

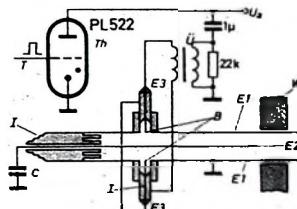


Bild 10. Prinzip einer Plasmakanone vom Schienentyp; B kleine Knopfkanonen, C Speicher kondensator (15 μ F/20 kV), E 1 äußere Cu-Elektrode, E 2 innere Hochspannungscu-Elektrode, E 3 Zündelektrode, I Isolator, T Triggerimpuls (300 V), U Wasserstoffthyatron PL 522 ($I_a = 0.2$ A, $I_{z2} = 325$ A), U Triggerübertrager, U_a Anodenspannung (3...15 kV), W Abschirmung zum Hochvakuumsystem

troden, und zwar einer äußeren Elektrode E 1, die ein Vakuum umschließt, und einer inneren koaxialen, schienenförmigen Elektrode E 2. Parallel zu diesen Elektroden liegt ein Hochspannungskondensator C . Durch die äußere Zündelektrode E 3 isoliert hindurchgeführt, die als „Knopfkanone“ B über den Übertrager U mit Spannungsimpulsen getriggert wird. Dabei wird jedesmal etwas Kupfer von den in den Entladungsraum ragenden Zündelektroden abgespritzt und verdampft. Es entsteht zwischen E 1 und E 2 ein Strompfad, über den sich der Kondensator C entlädt, wobei das Gas zwischen den beiden Elektroden in Plasma verwandelt wird. Von dem Druck des sich um den Leiter E 2 auf-

bauenden Magnetfeldes wird das Plasma längs der Schienenelektrode in Richtung auf das freie Ende gedrückt. Bei einer Ionisation von 50 ... 80 % und Temperaturen von 50 ... 100 000 °C läßt sich so eine Geschwindigkeit bis zu 10⁷ cm/s erreichen. Die beschleunigende Kraft in der Kanone ist die Lorentzkraft $j \cdot B$ (j Dichte des Stromes, B Flußdichte des Magnetfeldes) sowie der thermische Druck. Die Plasmasbeschleunigung kann mittels Veränderung des Magnetfeldes beeinflußt werden. Der Nachteil dieser Anordnung liegt im raschen Verschleiß der Zündelektroden und im Verschmutzen des Entladungsraumes, weshalb man neuerdings die Verwendung von elektrodenlosen Kanonen versucht. Der Gaseinschuß erfolgt dann an dem einen Ende einer zylindrischen Glaskugel, die durch Vorationisation leitend gemacht wurde. Ein von einer koaxialen Spule erzeugtes, sehr rasch zunehmendes Magnetfeld induziert im ionisierten Gasraum starke Ströme. Dadurch ergeben sich abstoßende beschleunigende Kräfte, die den Strahl erhitzten und vorwärts treiben.

5.5. Plasmaaufheizung

Aus dem vorher Gesagten geht hervor, daß man zum Erreichen der notwendigen hohen Temperaturen vier Wege beschreiten kann:

a) Widerstandsaufheizung mit folgender zusätzlicher Erhitzung durch das selbstgebildete Magnetfeld (Kompressionswärme), wobei die Temperatur noch viel zu gering ist.

b) Adiabatische Kompression (zum Beispiel mit der Spiegelmaschine); dabei nimmt das Magnetfeld der gesamten Spiegelkonfiguration zeitlich zu (Bild 7c). Man konnte feststellen, daß eine direkte Proportionalität zwischen zunehmendem Feld und zunehmender transversaler Energie der Partikel besteht.

c) Magnetisches Pumpen; das axiale zusammengepreßte Feld wird durch Impulse erwärmt. Diese Methode ist speziell dann sehr wirksam, wenn das komprimierende Feld mit der Zyklotronfrequenz der positiven Ionen gepulst wird.

d) Konvergente mechanische Stoßwellen (shock tubes); hinter derartigen Stoßwellenfronten nimmt die Temperatur ständig zu. Es kommt noch der Vorteil hinzu, daß das so gebildete Plasma ziemlich gleichmäßige Eigenschaften aufweist, die somit gut bestimmbar sind. Für eine Aufheizung mit Hilfe konvergenter Stoßwellen werden verschiedene Verfahren erprobt. Die aussichtsreichste Anordnung scheint die nach Bild 11 zu sein. Ein zen-



Bild 11. Prinzip einer Plasmataufheizung mittels konvergenter Stoßwellen; S Sprengstoff, V Vakuum, D Diaphragma, P Plasmeschlauch

traler Plasmeschlauch P wird hier in Achsrichtung eines Zylinders durch eine Stoßwelle zusammengedrückt. Das Vakuum V zwischen dem Sprengstoffmantel D und dem Plasma P ist von einem kräftigen azimutalen Magnetfeld erfüllt, das den Plasmafaden zusammenhält. Die Stoßwelle läßt sich zum Beispiel durch platzendes Diaphragma (zwischen Hoch- und Niederdruckraum) erzeugen. Man versucht auch die Anwendung elektrischer Schockwellenröhren. Die Schockwellengeschwindigkeit ist im Mittel 10⁷ cm/s.

(Wird fortgesetzt)

Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI berichtet:

Farbfernsehen noch im Versuchsstadium

Die Frage nach den für die Bundesrepublik zu erwartenden Möglichkeiten für die Aufnahme eines Farbfernsehbetriebes beschäftigt zugleich die drei an Entwicklungsarbeiten beteiligten Partner, nämlich die Rundfunkanstalten, die Deutsche Bundespost und die Fernsehempfänger herstellende Industrie. Der Fernsehgeräteindustrie kommt hierbei insbesondere eine besondere Rolle zu, als es von den Ergebnissen ihrer intensiven Entwicklungsarbeiten abhängt, ob dem interessierten Konsumenten zu gegebener Zeit Farbfernsehempfänger angeboten werden können, die hinsichtlich der Betriebssicherheit, der Automatisierung und besonders der Bildqualität den hohen Ansprüchen gerecht werden, die vom deutschen Publikum gestellt werden.

Neun Jahre amerikanische Erfahrungen

Am Beispiel der USA läßt sich die Problematik des Farbfernsehens gut studieren. Nach 1945 war man intensiv daran gegangen, die technischen Voraussetzungen für das Farbfernsehen zu schaffen. Es wurde seinerzeit ein Ausschuß gegründet, das NTSC — National Television System Committee —, der die erforderlichen Vorarbeiten zusammenfaßte. 1953 konnte dann die FCC (Federal Communications Commission), die Bundesstaatliche Nachrichtenbehörde der USA, das nach diesem Ausschuß benannte NTSC-Verfahren annehmen und die Einführung des Farbfernsehens in den Vereinigten Staaten freigeben. Damit wurde der Beginn des öffentlichen Farbfernsehens Anfang 1954 ermöglicht.

Anfangs auftretende Mängel, die sich bei der Übertragung der Farbfernsehprogramme und bei ihrem Empfang ergaben, sind dann im Laufe der Zeit so weit überwunden worden, daß man heute von einer befriedigenden Wiedergabe der Farbfernsehabschaltungen im Heim sprechen kann. Dennoch ist es der amerikanischen Industrie noch nicht gelungen, Farbfernsehempfänger unter dem etwa zweieinhalbfachen Preis für Schwarzweiß-Fernsehgeräte anzubieten. Diese Tatsache und auch nach wie vor bestehende Schwierigkeiten bei der Aufnahme der Farbbilder sowie bislang oft auftretende Übertragungsfehler haben den Durchbruch des Farbfernsehens in den USA trotz neunjährigen praktischen Einsatzes verhindert. In den Vereinigten Staaten sind gegenwärtig etwa 58 Millionen Schwarzweiß-Fernsehempfänger in Betrieb, dagegen weniger als 1 Million (= 2%) Farbfernsehgeräte. Während 1961 trotz eines bereits stark gesättigten Marktes von der Industrie nach rund 6,18 Millionen Schwarzweiß-Geräte hergestellt wurden, belief sich die Zahl der produzierten Farbfernsehempfänger schätzungsweise auf 250000. Für das Jahr 1962 waren 400000 Geräte vorgesehen, und erst für 1965 rechnet man mit einer Produktion von 1 Millionen Farbfernsehgeräten. Nicht weniger auffällig ist es, daß 1961 bereits mehr als 400 amerikanische Fernsehsender farbige Programme ausstrahlen konnten, wöchentlich aber nur wenig mehr als 30 Programmstunden in Farbe ausgesendet wurden.

Auch Japan experimentiert noch

Nicht anders liegen die Verhältnisse in Japan. Dort wurden 1960 die ersten Farbprogramme, ebenfalls nach dem Original-NTSC-Verfahren der USA, ausgestrahlt. Auch dort steckt das Farbfernsehen trotz großer Anstrengungen nach wie vor in den Kinderschuhen. So wurden beispielsweise in den ersten vier Monaten 1962 jeweils nicht mehr als 100 Farbfernsehgeräte gefertigt, während die Zahl der produzierten Schwarzweiß-Empfänger in derselben Zeit monatlich in der Größenordnung von 400000 Stück lag.

Europa hat es schwerer

Betrachtet man die Verhältnisse in der Bundesrepublik und in Europa, dann muß vorausgesetzt werden, daß auf unserem Kontinent derartige problematische technische Entwicklungen, um von vornherein zukünftischer zu arbeiten, jeweils mit einer Vielzahl von Nachbarländern abgestimmt werden müssen. Alle beteiligten Länder haben den verständlichen Wunsch, die guten Erfahrungen, die man auf dem Gebiet des Schwarzweiß-Fernsehens mit der Eurovision gewonnen hat, später auch für das Farbfernsehen nutzbar zu machen, und sie müssen schon heute einkalkulieren, daß ein europäisches Farbfernsehen eines Tages auch

die Voraussetzungen für den Anschluß an ein Welt-Fernsehen bieten muß.

Intensive deutsche Entwicklung

In der Bundesrepublik arbeiten die Deutsche Bundespost, die Rundfunkanstalten und die Fernsehgeräteindustrie schon seit Jahren intensiv an der Entwicklung der Farbfernsehtechnik. Die Bekanntgabe erster Versuchssendungen ließ bereits erkennen, daß bei dieser Arbeit die Fortschritte erreicht worden sind, die es der Bundesrepublik erlauben, im Rahmen internationaler Vereinigungen als gleichwertiger Partner anderer Länder aufzutreten. Die Gemeinschaft der an den Vorbereitungen in der Bundesrepublik beteiligten Partner hat vor einiger Zeit zur Gründung eines Dreier-Ausschusses geführt, in dem maßgebende Fachleute die gemeinsamen technischen Interessen der Bundespost, der Rundfunkanstalten und der Industrie abstimmen.

Die ersten nichtöffentlichen, nur technischer Erprobung dienenden Übertragungsversuche in der Bundesrepublik sind mit dem NTSC-Verfahren begonnen worden, das insoweit abgewandelt werden mußte, als man sich von der amerikanischen 525-Zeilens-Norm auf die in den meisten europäischen Ländern und später auf dem ganzen Kontinent gültige 625-Zeilens-Norm umstellen mußte. Denn sowohl Frankreich als auch England haben sich schon bereit erklärt, ihre Norm in der Zukunft auf 625 Zeilen umzustellen. Das ist schon ein bedeutender Erfolg der gemeinsamen europäischen Arbeit für ein späteres einheitliches Farbfernsehen. Daneben werden die Möglichkeiten geprüft, die ein zur Diskussion gestelltes zweites Farbfernseh-Verfahren, das SECAM-System (Sequentielle avec memoire), bietet.

Weitere Zusammenkünfte der europäischen Partner, zum Beispiel im Rahmen der EBU (European Broadcasting Union) und der CCIR (International Radio Consultative Committee) sollen ebenso wie der Austausch von Meßergebnissen der leitenden Farbfernseh-Experten zur Entwicklung eines Verfahrens führen, das es erlaubt, ein gutes und in der Farbwiedergabe weitestgehend natürliches Bild auf die Heimempfänger in ganz Europa zu übertragen.

Selbstverständlich „kompatibel“

Die Empfänger bauende Industrie hat auf der einen Seite den durch den heutigen Stand des Schwarzweiß-Fernsehens gebildeten Qualitätsanspruch des Fernsehnehmers als Maßstab an ihre Arbeit anzulegen. Auf der anderen Seite sind technische Forderungen zu berücksichtigen, deren Erfüllung später ebenfalls vom Publikum als selbstverständlich vorausgesetzt wird. So sollen und müssen dann alle vor der Einführung des Farbfernsehens gekauften Schwarzweiß-Empfänger auch das farbig ausgestrahlte Bild Schwarzweiß in gewohnter Güte wiedergeben können; das System muß also kompatibel sein. Genauso werden die Benutzer von Farbfernsehempfängern erwarten, daß sie mit ihren Geräten die Schwarzweiß-Sendungen mit guter Qualität sehen können, das heißt also, das Verfahren muß auch rekompabil sein.

Keine Patentlösungen

Schließlich spielt bei allen Überlegungen der Industrie für die Zukunft der Preis, für den die Farbempfänger auf den Markt gebracht werden können, eine entscheidende Rolle. Wie in den USA, so gibt es auch in Europa und in der Bundesrepublik noch keine Patentlösung für eine interessante Verbilligung des Preises für Farbfernsehgeräte. Daß man auch auf diesem Gebiet nach neuen Wegen sucht, die allerdings angesichts der problematischen technischen Begleitumstände schwierig zu finden sein werden, ist selbstverständlich. Auch diesem Zweck dienen die großen Anstrengungen in den Forschungs- und Entwicklungslaboratorien für die Lösung der technischen Grundaufgaben.

Die deutsche Fernsehgeräteindustrie ist sich mit ihren Partnern darin einig, daß trotz intensiver Arbeiten und der dazu erforderlichen hohen Investitionen wegen der noch nicht abgeschlossenen internationalen Normung und aus den anderen aufgezeigten Gründen mit dem Beginn einer stufenweisen Einführung des Farbfernsehens in der Bundesrepublik erst 1966/67 zu rechnen ist.

Die neuen Röhrenvoltmeter »RV 55« und »RV 56«

DK 621.317.725: 621.385

Röhrenvoltmeter sind für Laboratorien, Fertigungsbetriebe und Service-Werkstätten unentbehrliche Meßgeräte geworden. Man unterscheidet zwei Grundtypen:

a) **Verstärkerlose Voltmeter.** Sie enthalten außer dem Meßwerk meist eine Impedanzwandlerstufe in Brückenschaltung. Röhren- oder Halbleiterdioden dienen zur Gleichrichtung der Wechselspannung; es wird im allgemeinen der Spitzenwert gemessen. Das verstärkerlose Voltmeter hat wegen der Vielzahl der Anwendungsmöglichkeiten (Messung von Gleich- und Wechselspannungen) sowie wegen des meist sehr großen Frequenzbereichs und des hohen Eingangswiderstandes viele Vorteile. Infolge des geringen Materialaufwandes ist zudem der Anschaffungspreis sehr günstig. Sein Nachteil ist die verhältnismäßig geringe Empfindlichkeit. Wegen der Spitzenwertmessung und der mit Sinusspannungen in Effektivwerten geeichten Skala sind außerdem die Meßfehler bei nichtsinusförmigen Signalen unter Umständen recht groß.

b) **Verstärker-Voltmeter.** Bei diesen wird das Signal zunächst verstärkt, bevor es gleichgerichtet und dem Meßwerk zugeführt wird. Meßgenauigkeit und Empfindlichkeit lassen sich bei entsprechendem Aufwand sehr hoch treiben. Der Anschaffungspreis liegt dementsprechend über dem der verstärkerlosen Voltmeter.

1. Mittelwertgleichrichtung

Die meisten Verstärker-Voltmeter messen statt des in der Praxis meist geforderten Effektivwertes den arithmetischen Mittelwert, weil man als Meßwerk fast ausschließlich Drehspulsysteme verwendet und weil sich mit der Mittelwertgleichrichtung die einfachste Schaltungstechnik ergibt.

Verstärker-Voltmeter mit effektiv anzeigenenden Meßwerken zu versehen, hat sich nicht bewährt, da diese entweder nicht geeignet sind, höhere Frequenzen zu messen (Weicheisen- und elektrodynamische Systeme) oder zu träge und zu überlastungsempfindlich sind (Thermokreuz- und Hitzdrahtsysteme). Gegen die Verwendung von elektrostatischen Meßwerken spricht der hohe Spannungsbedarf. Außerdem haben alle den Effektivwert messende Instrumente von Natur aus einen wenig erwünschten quadratischen Verlauf der Skalenteilung.

Trotz dieses grundsätzlichen Nachteiles hat sich das Drehspulinstrument mit linearer Gleichrichtung für den Niedrfrequenzbereich durchgesetzt. Dabei ist zu erwähnen, daß die Mittelwertgleichrichtung gegenüber vielen anderen Gleichrichtungsarten einen Vorteil hat: die sogenannte Gleichrichterselektion. Werden an den Eingang eines solchen Röhrenvoltmeters gleichzeitig zwei Wechselspannungen verschiedener Amplitude gelegt, so wird im wesentlichen immer nur die höhere der beiden Spannungen angezeigt. Bild 1 zeigt in einem Diagramm die Abhängigkeit der Anzeige von dem prozentualen Anteil der Fremdspannung. Man

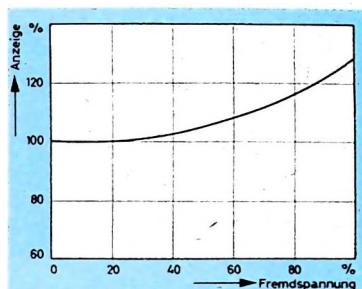


Bild 1. Abhängigkeit der Anzeige eines Instruments mit Mittelwertgleichrichtung vom prozentualen Anteil der gleichzeitig anliegenden Fremdspannung

sieht, daß Fremdspannungen bis zu 30 und 40 % praktisch noch keinen Einfluß auf die Anzeige haben. Röhrenvoltmeter mit Mittelwertgleichrichtung sind deshalb für die Messungen von Sinusspannungen sehr zweckmäßig, insbesondere dann, wenn unerwünschte Fremdspannungen das Meßergebnis nicht falschen sollen. Aus diesem Grunde brachte die Firma Sennheiser electronic auch ein neues Röhrenvoltmeter mit Mittelwertgleichrichtung heraus, das „RV 56“.

2. Effektivwertgleichrichtung

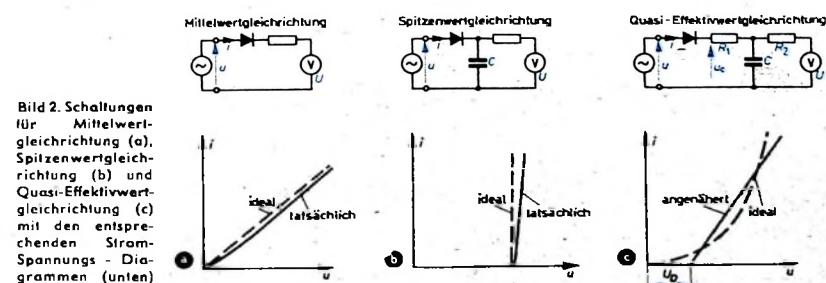
Bereits vor längerer Zeit sind Verfahren entwickelt worden, die es gestatten, mit Hilfe eines Drehspulmeßwerks den Effektivwert eines Signals zu messen. Trotz der angenähert quadratischen Gleichrichtung bleibt dabei der Vorteil des Drehspulinstruments, nämlich der lineare Skalenverlauf, erhalten.

Betrachtet man das Strom-Spannungs-Diagramm eines Mittelwertgleichrichters (Bild 2a), dann sieht man, daß abgesehen von dem Einfluß des nichtlinearen Durchlaßwiderstandes der Dioden – der Augenblickstrom i proportional der Augenblicksspannung u ist. Anders ist es beim

Sinusspannungen bei Mittelwertgleichrichtung die Spannung $U = 0,636 \bar{u}$ und bei Spitzenwertgleichrichtung den Wert \bar{u} anzeigen. Da der Effektivwert mit $U = 0,707 \bar{u}$ zwischen dem arithmetischen Mittelwert und dem Spitzenwert liegt, ist es möglich, durch Kombination von Mittelwert- und einer Spitzenwertgleichrichtung eine Quasi-Effektivwertanzeige zu erhalten.

Eine solche Schaltung, die als Boucke-Gleichrichtung [1, 2] bekannt ist, zeigt Bild 2c. Sie arbeitet mit linearer Gleichrichtung und einer Gegenspannung u_c am Kondensator C. Die Höhe der Gegenspannung hängt von dem Widerstand R_1 ab, so daß bei einem bestimmten Verhältnis von R_1 zu R_2 beste Annäherung der Kennlinie an den eigentlich erforderlichen parabolischen Kennlinienverlauf des Effektivwertgleichrichters erreicht wird. Das Gleiten der Gegenspannung u_c ist proportional der angelegten Wechselspannung. Dadurch entsteht der lineare Skalenverlauf.

Zur Prüfung und Beurteilung einer Effektivwertgleichrichtung ist in DIN 45 402 eine Impulsmethode festgelegt. Diese Methode ist wesentlich kritischer als die früher gebräuchliche Prüfung der Effektivwertanzeige mit zwei Sinusspannungen gleicher Amplitude, deren Gesamtanzeige um 3 dB über der Anzeige einer der beiden Spannungen liegen sollte. Nach der Impulsmethode wird an den Eingang des Geräts eine unsymmetrische Rechteckspannung nach Bild 3 gelegt, deren Tastverhältnis T/r verändert wird. Es wird festgestellt, bei welchem Tastverhältnis der Fehler einen bestimmten Wert, beispielsweise 1 dB, überschreitet. Für die Prüfung akustischer Geräte werden Tastverhältnisse von 5 bis 10 für notwendig gehalten. Solche Messungen zeigen sehr schnell die Grenzen der Boucke-Gleichrichtung. Wird das Verhältnis der Widerstände R_1 zu R_2 so gewählt, daß Rechteckspannungen mit einem großen Tastverhältnis richtig ange-



Spitzenwertgleichrichter (Bild 2b). Hier fließt kein Strom, solange nicht die Augenblicksspannung die Gegenspannung am Ladekondensator C überschreitet. Ist sie höher, dann lädt der fließende relativ hohe Strom i , dessen Wert nur durch den Generator- und den Diodenwiderstand begrenzt ist, den Kondensator auf den Spitzenwert auf. Betrachtet man für beide Fälle die vom Instrument angezeigten Spannungen, so findet man, daß das Instrument für



Bild 3. Unsymmetrische Rechteckspannung mit dem Tastverhältnis T/r zur Prüfung der Effektivwertgleichrichtung nach der Normvorschrift DIN 45 402

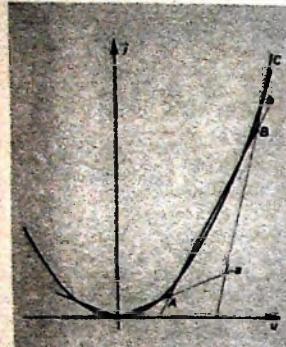


Bild 4a. Annäherung der Gleichrichterkennlinie an die exakte Parabelarm nach der Methode des Polygonzuges

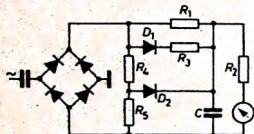
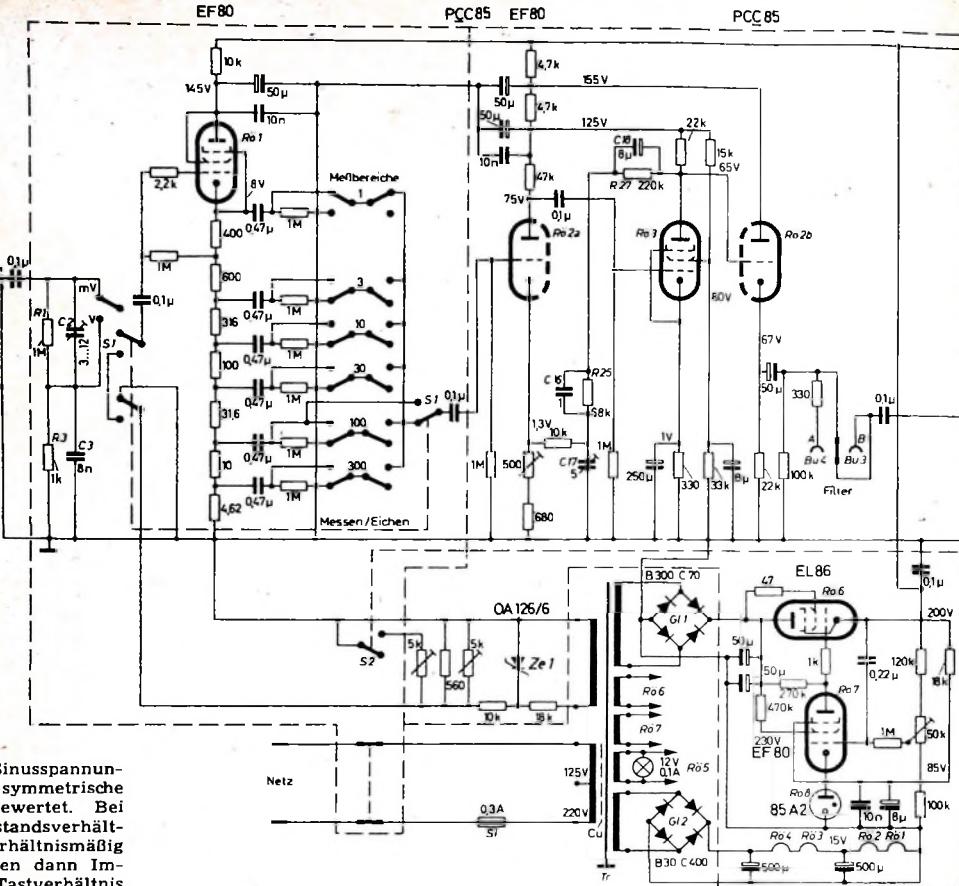


Bild 4b.
Prinzipschaltung zu Bild 4a

zeigt werden, dann werden Sinusspannungen, Rauschspannungen und symmetrische Rechteckspannungen unterbewertet. Bei Wahl eines anderen Widerstandsverhältnisses lassen sich letztere verhältnismäßig genau messen, jedoch werden dann Impulsspannungen mit einem Tastverhältnis von 10 stark überbewertet. Die sich ergebenden Meßfehler betragen bis zu 15 %.

Aus Bild 2c kann man erkennen, daß eine genaue Messung des Effektivwertes nur an den Punkten gewährleistet ist, in denen die Kennlinie die Parabel schneidet. Darüber und darunter müssen zwangsläufig Meßfehler auftreten. Gelingt es, der Gleichrichterkennlinie durch irgendwelche Korrekturen einen parabelähnlicheren Verlauf zu geben, dann lassen sich größere Meßgenauigkeiten erreichen [3]. Das kann mit Hilfe eines Polygonzuges erreicht werden (Bild 4a). Die dazu erforderliche Prinzipschaltung zeigt Bild 4b.

Bei kleinen Spannungen sind die Dioden D_1 und D_2 zunächst geöffnet. Das Widerstandsverhältnis R_1 zu R_2 ist so gewählt, daß der Kondensator C verhältnismäßig wenig wirksam ist. Dadurch ergibt sich die Kennlinie a , die sich bis zum Punkt A dem unteren Teil der Parabel anpaßt. Im Punkt A wird die Diode D_1 leitend und schaltet R_3 parallel zu R_1 , so daß die Anzeigeempfindlichkeit größer wird. R_3 ist so dimensioniert, daß sich die Kennlinie b ergibt, die sich bis zum Punkt B dem nächsten Teilstück der Parabel anpaßt. Im Punkt B wird auch D_2 leitend, und dadurch paßt sich die Kennlinie auch in ihrem weiteren Verlauf der Parabel an. In der Praxis zeigt sich, daß eine solche Kennlinie bereits ausreichend ist, um eine Genauigkeit von $\pm 0,3$ dB zu erreichen. Im Bild 5 ist die Fehlerkurve des Röhrenvoltmeters „RV 55“ in Abhängigkeit vom Tastverhältnis dargestellt. Das Tastverhältnis 2 entspricht der symmetrischen Rechteckschwingerung, die in der Praxis sehr selten vorkommt und bei der ein etwas größerer Fehler zulässig ist.



3. Spitzenwertgleichrichtung

In der Akustik sind sehr häufig auch Störspannungen und Störspannungsabstände zu messen. Der subjektive Störeindruck hängt von der Frequenz- und von der Amplitudenverteilung der Störspannung ab. Eingehende Untersuchungen der Deutschen Rundfunkanstalten und der Bundespost haben gezeigt, daß der Störeindruck durch Messung des Spitzenwertes wesentlich besser wiedergegeben wird als durch eine Effektivwertmessung, wie sie im Ausland noch üblich ist. In DIN 45 405 (März 1962) – Geräuschspannungsmesser für elektroakustische Breitbandübertragung – sind für die Spitzenwertmessung folgende Bedingungen festgelegt:

a) Die Anzeige ist so einzuregeln, daß auch bei Spitzenwertanzeige der Effektivwert einer Sinusspannung abgelesen wird und nicht der um das 1,41fache höhere Scheitelwert.

b) Wird an den Eingang des Geräts ein einmaliger Wechselspannungsimpuls von

bestimmter Dauer angelegt, dann muß der Zeiger des Anzeigegerätes kurzzeitig einen höchsten Ausschlag erreichen, der einem bestimmten Prozentsatz der Spannung entspricht, die das Gerät bei dauerndem Anlegen der gleichen Spannung anzeigen würde (Tabelle I).

Tab. I. Prozentualer Ausschlag für verschiedene Impulszeiten

Impulsdauer (in ms)	10	20	50	100	200	∞
Prozent der Anzeige bei Dauerton	48	52	59	68	80	100
Grenzwerte obere in Prozent untere	41	44	50	58	68	—

c) Beim Anlegen einer Folge rechteckförmiger Wechselspannungsimpulse mit der Frequenz 5000 Hz, der Impulsfolgefrequenz 10 Hz und der Impulsdauer 5 ms muß der Zeiger des Instruments einen Ausschlag ergeben, der zwischen 70 und 90 % der Amplitude der Impulse liegt.

Um diese Werte einhalten zu können, muß die Übersteuerungsfestigkeit des ganzen Verstärkers etwa 20 dB betragen (die gleiche Übersteuerungsreserve ist auch nötig, um Effektivwertmessungen bis zu Tastverhältnissen von 10 zu ermöglichen). Die Ladezeitkonstante des Gleichrichterkreises darf weiterhin nur wenige Millisekunden betragen, während die Entladezeitkonstante größer als die Einstellzeit des Instrumentes sein muß. Dazu ist entweder der Ausgangswiderstand des Verstärkers sehr klein oder der Widerstand des Meßkreises sehr groß zu machen. Da im letzteren Fall nach der Gleichrich-

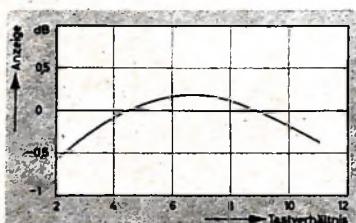


Bild 5. Fehlerkurve des „RV 55“ in Abhängigkeit vom Tastverhältnis

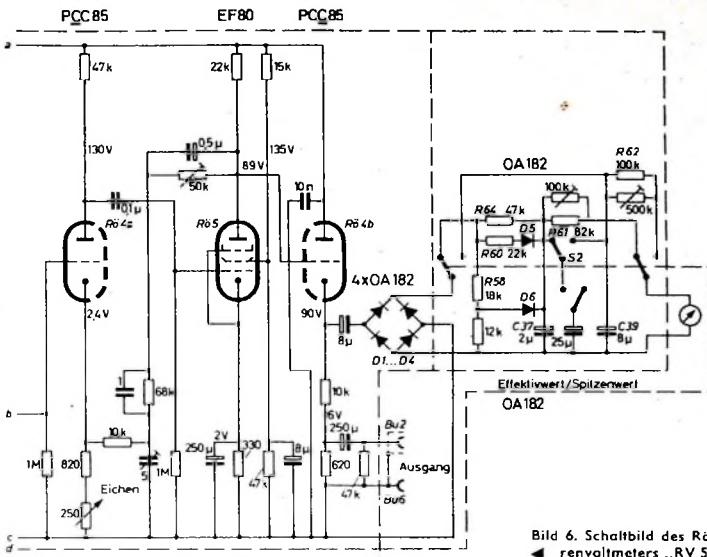


Bild 6. Schaltbild des Röhrengleichrichters „RV 55“

tung ein Impedanzwandler mit zusätzlichen Nullpunktsschwierigkeiten erforderlich ist und außerdem wegen der angestrebten großen Bandbreite des Geräts ohnehin niederohmige Verstärkerimpedanzen erwünscht sind, wurde der erstere Weg beschritten.

Aus alledem ergibt sich, daß der Aufwand für ein Röhrengleichrichter dieser Art wesentlich größer sein muß als für ein Röhrengleichrichter mit Mittelwertgleichrichtung. Es wurde deshalb nicht ein Gerät mit allen drei Gleichrichtungsarten entwickelt, sondern zwei Geräte: das besonders preisgünstige „RV 56“ mit Mittelwertgleichrichtung und das „RV 55“ mit Effektiv- und Spitzenwertgleichrichtung, das bei besten Eigenschaften noch allerlei zusätzlichen Komfort bietet.

So kann beim „RV 55“ beispielsweise die Dämpfung des Anzeigegerätes bei Bedarf vergrößert werden. Eine hohe Dämpfung ist angenehm bei der Messung von Wechselspannungen tiefster Frequenzen, bei der sonst ein Zittern des Zeigers auftreten würde, sowie bei der Messung zeitlich unregelmäßig verlaufender Spannungen (Geräuschspannungsmessungen, Lautstärkemessungen, Messungen in der Bauakustik usw.), wo eine große Dämpfung eine wesentlich bequemere Ablesung ermöglicht. Weiterhin besteht beim „RV 55“ die Möglichkeit, an günstiger Stelle Filter in den Verstärker einschleifen zu können.

4. Filter

Für die Einschaltung von Filtern in ein Röhrengleichrichter sprechen sehr viele Gesichtspunkte. Da der Frequenzbereich der Instrumente sehr groß ist (10 Hz ... 1 MHz), besteht immer die Gefahr, daß mit der zu messenden Spannung zusätzlich Störspannungen auf den Eingang gelangen und das Meßergebnis fälschen. Mit ganz einfachen Tiefpassen oder Hochpassen, die aus RC-Gliedern bestehen können, oder einfachen Schwingkreisanordnungen ist es dann möglich, Brumm- oder Hochfrequenzkomponenten auszuschließen oder mehr oder weniger selektiv zu messen.

Für akustische Messungen benötigt man sehr häufig spezielle BewertungsfILTER, zum Beispiel für Störspannungsmessungen, Lautstärkemessungen, Rumpelspannungsmessungen und so weiter. Es ist dann sehr vorteilhaft, diese Filter nicht

vor das Röhrengleichrichter schalten zu müssen, sondern sie an geeigneter Stelle einschleifen zu können. Solche Filter müssen richtig angepaßt sein, um die vorgeschriebenen Durchlaßkurven zu ergeben. Bei sehr kleinen Spannungen besteht die Gefahr der Einstreuung von Fremdspannungen in die Spulen, bei hohen Spannungen können sich die Induktivitäten ändern, oder es können Verzerrungen entstehen. Der Verstärker des „RV 55“ besteht aus einem Vorverstärker und einem Endverstärker, zwischen die Filter eingeschleift werden können. Sie erhalten dann unabhängig von der Eingangsspannung des Röhrengleichrichters eine Spannung von 80 mV. Da der Ausgang des Vorverstärkers niederohmig und der Eingang des Endverstärkers hochohmig ist, können in die Filter Übertrager eingebaut und auf diese Weise die Durchlaßdämpfungen zu Null gemacht werden, so daß man bei der Ablesung des Röhrengleichrichters keine Korrekturen vorzunehmen braucht. Bisher ist das BewertungsfILTER für Geräuschspannungsmessungen nach DIN 45 405 erhältlich. In gleicher Weise wie das BewertungsfILTER lassen sich auch Oktavbandpässe, TerzfILTER und andere einschleifen. Ein Oktavbandpaß ist in Vorbereitung.

5. Schaltung der Röhrengleichrichter „RV 55“ und „RV 56“

Bild 6 zeigt die Gesamtschaltung des „RV 55“, Bild 7 die des „RV 56“. Im folgenden sei auf diese Schaltungen näher eingegangen.

5.1. Eingangsstufe

Beide Röhrengleichrichter haben gleiche Eingangsstufen. Der Eingangswiderstand ist auf allen Bereichen etwa 1 MΩ, die Eingangskapazität maximal 30 pF. Das zu messende Signal gelangt über den frequenzkompensierten Verteiler R₁, C₂-R₂, C₃ (mV/V ≈ -60/0 dB) an die Impedanzwandlerstufe R₆ (EF 80), in deren Katodenkreis die weitere Spannungsteilung für die verschiedenen Meßbereiche jeweils im Verhältnis 3,16 : 1 (≈ 10 dB) erfolgt. Da die Teilerwiderstände verschiedene Gleichspannungspotentiale führen, die bei Bereichumschaltungen kräftige Zeigerausschläge hervorrufen würden, wurde der Teiler über RC-Kombinationen gleichstromfrei gemacht. Über einen Umschalt-

und einen Arbeitskontakt der Drucktasten für die Meßbereichswahl wird das Signal dem Verstärker zugeführt, wobei der Ruhekontakt des Umschalters bei den nicht gedrückten Tasten geerdet bleibt, um ein kapazitives Übersprechen bei höheren Frequenzen zu vermeiden.

5.2. Verstärker

Vom Teiler kommend, gelangt das Signal beim „RV 55“ zunächst an den Vorverstärker mit zwei Trioden (R₆ 2) und einem Pentodensystem (R₆ 3). Das erste Triodensystem der PCC 85 sowie die Pentode EF 80 dienen zur Spannungsverstärkung. Eine kräftige frequenzabhängige Gegenkopplung (in der die RC-Kombination R₂₇, C₁₈ zur begrenzten Tiefenanhebung und die Kombination R₂₅, C₁₆, C₁₇ zur begrenzten Höhenanhebung dient) von der Anode der R₆ 3 zur Kathode der R₆ 2 gewährleistet eine sehr gute Stabilität sowie hohe Breitbandigkeit des Vorverstärkers. Seine Spannungsverstärkung beträgt 40 dB, desgleichen seine Übersteuerungsfähigkeit. Das zweite, galvanisch angekoppelte System der PCC 85 arbeitet als Impedanzwandler, so daß das auf etwa 80 mV verstärkte Signal mit einem Quellwiderstand von 600 Ω an der Filterbuchse A (Bu 4) liegt. Diese Buchse hat einen Schaltkontakt, der das Signal normalerweise direkt auf die Filterbuchse B (Bu 3) durchschaltet. Bei Anschluß eines Filters wird dieser Kontakt selbsttätig geöffnet. Infolge der hohen Eingangsimpedanz des Endverstärkers von etwa 1 MΩ ist es möglich, rein passive BewertungsfILTER zu verwenden, deren Grunddämpfung durch eine entsprechende Transformation auf 0 dB gebracht ist und die einen relativ hohen Abschlußwiderstand haben. Dadurch bleibt die Skalenzeichnung des Röhrengleichrichters unverändert gültig.

Der Endverstärker ist in seiner Schaltung dem Vorverstärker fast völlig gleich. Seine Impedanzwandlerstufe wurde so dimensioniert, daß trotz des hohen Leistungsbedarfes der Gleichrichterschaltungen keine Begrenzung auftritt. Entsprechend dem Tastverhältnis 10 bei Rechteckspannungen, ist der Endverstärker um gut 20 dB übersteuerbar.

Der Verstärker des „RV 56“ besteht aus vier Pentoden EF 80 (R₆ 2, R₆ 3, R₆ 4, R₆ 5), von denen die ersten drei zur Spannungsverstärkung dienen. Die letzte EF 80 arbeitet als Impedanzwandler, so daß ein relativ unempfindliches Meßinstrument verwendet werden konnte. Kräftige frequenzabhängige Gegenkopplungen (R₂₄, C₁₇ zwischen R₆ 2 und R₆ 3 sowie C₂₅, P₂ für die Tiefenanhebung und R₃₁, C₂₁ für die Höhenanhebung) sorgen auch bei diesem Gerät für Stabilität und Breitbandigkeit.

Das Ausgangssignal kann genau wie beim „RV 55“ zwecks oszillografischer Kontrolle oder dergleichen der Ausgangsbuchse entnommen werden. Ein Kurzschluß oder eine sehr niederohmige Last hat keinen Einfluß auf die Anzeige.

Der Frequenzgang beider Röhrengleichrichter ist im Bild 8 dargestellt.

5.3. Die Gleichrichtung

Vier niederohmige Germaniumdiode (4 × OA 182 beim „RV 55“ und 4 × OA 150 beim „RV 56“) in Brückenschaltung dienen bei beiden Röhrengleichrichtern zur Gleichrichtung des Signals. Während beim „RV 56“ die gleichgerichtete Spannung über den

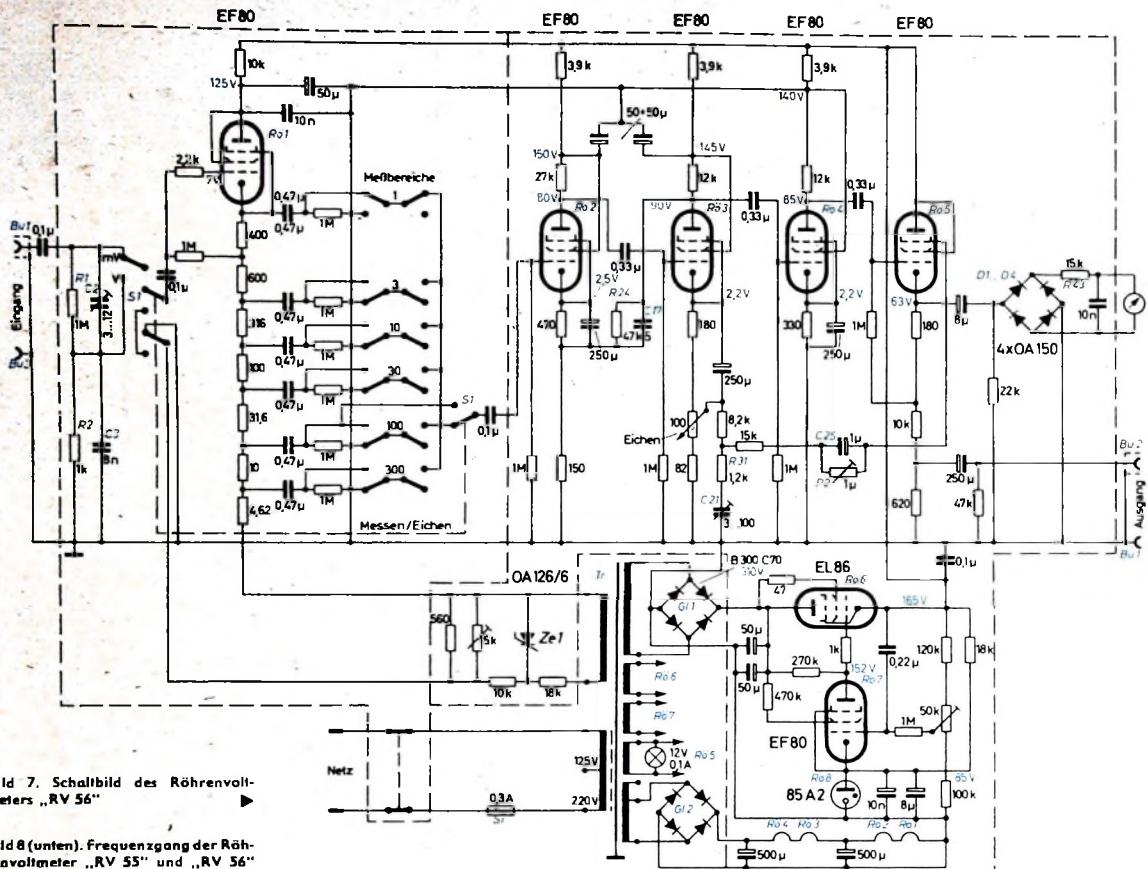
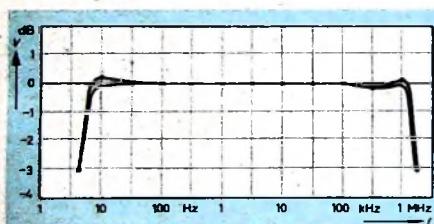


Bild 7. Schaltbild des Röhrenvoltmeters „RV 56“

Bild 8 (unten). Frequenzgang der Röhrenvoltmeter „RV 55“ und „RV 56“



Vorwiderstand R_{43} direkt dem Meßinstrument zugeführt wird, zeigt das Schaltbild des „RV 55“ (Bild 6) die zur Erzeugung der parabelförmigen Kennlinie erforderliche Schaltung. Bei kleinen Spannungen arbeitet lediglich die Kombination R_{64} , C_{37} , R_{61} , die den ersten Teil der Kennlinie bildet, während die Dioden D_5 und D_6 hochohmig und damit gesperrt sind. Steigt die Spannung an, dann wird der Spannungsabfall an R_{64} und damit an D_5 größer. Die Diode wird leitend und schaltet den Widerstand R_{60} parallel zu R_{64} , wodurch der zweite Teil der Kennlinie gebildet wird. Wird darüber hinaus die Spannung noch höher, dann öffnet die am Spannungssteiler liegende Diode D_6 und schaltet R_{58} hinzu. Die Kennlinie wird abermals nach oben abgeknickt.

Über den Umschalter S_2 wird die Spitzenwertgleichrichtung eingeschaltet. Das gleichgerichtete Signal lädt den Kondensator C_{39} auf, dessen Entladung über den Widerstand R_{62} in Reihe mit dem Instrument erfolgt. Wegen der relativ großen Ladekapazität von $8 \mu\text{F}$ ist die Entladzeitkonstante etwa 500 ms und gewährleistet damit gute Ablesbarkeit des Meß-

wertes. Die Aufladezeitkonstante von etwa 3 ms ist im Hinblick auf die ballistischen Eigenschaften des Meßinstrumentes ein ausreichender Wert.

5.4. Eichung

Zur Eichung der Meßgeräte dient eine 50-Hz-Rechteckspannung. Sie wird an der Zenerdiode Ze_1 abgenommen, die über einen Vorwiderstand von $18 \text{ k}\Omega$ an einer 100-V-Wicklung des Netztransformators T_r angeschlossen ist. Ein parallel zur Diode liegender Spannungssteiler reduziert die Spannung auf 100 mV und führt diese über den Schalter S_1 der Eingangsrohre R_6 zu. Ein zweiter Kontaktsatz schaltet gleichzeitig den entsprechenden Meßbereich (100 mV) ein. Beim „RV 55“ wird über einen Umschaltkontakt von S_2 zusätzlich die Eichspannung für Effektivwert- und Spitzenwertanzeige umgeschaltet.

5.5. Netzeil

Bei beiden Röhrenvoltmetern erfolgt die Betriebsspannungsversorgung aus einem elektronisch stabilisierten Netzteile. Dieser enthält mit Vergleichsspannungsverarbeitung, Regelverstärker und Längsröhre die heute üblichen Baugruppen. Da die Belastung des Netzteiles weitgehend konstant ist, wurde besonderer Wert auf eine kräftige Vorwärtsregelung gelegt. Zu dem Zweck werden die Schirmgitter- und die Anodenspannung der Regelröhre R_6 vom Ladekondensator abgenommen. Dadurch ist es möglich, eine Netzzspannungsdifferenz von $\pm 10 \%$ fast vollständig auszuregeln und die Schaltung mit konstanter Betriebsspannung zu versorgen. Zur Vermeidung von Brummeinstreuungen werden R_6 bis

R_4 mit Gleichstrom geheizt. Die Heizung der übrigen Röhren erfolgt aus dem Netztransformator. Gemäß den Bestimmungen VDE 0411, Schutzklasse II, sind die Primärwicklung des Netztransformators sowie alle netzseitigen Bauelemente und Leitungen für 4 kV Spannungsfestigkeit isoliert und geprüft.

6. Mechanischer Aufbau

Wie Bild 9 („RV 55“) zeigt, wurde aus räumlichen Gründen die vertikale Bauweise gewählt. An dem vorderen Chassis (Frontplatte) sind Instrument, Netztransformator, Gleichträger, Tastensätze und die Buchsen montiert. Das hintere Chassis trägt die Leiterplatte und dient gleichzeitig zur Abschirmung. Die seitlich abgekanteten Aluminiumchassis haben neben der Gewichtersparnis noch den Vorteil, daß sie magnetische Kraftlinien nicht leiten, so daß Einstreuungen vom Netz-

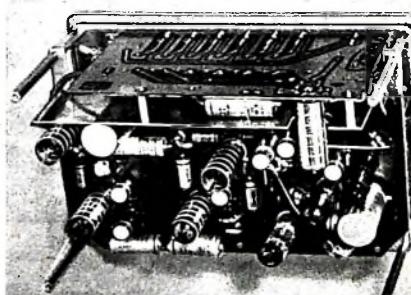


Bild 9. Die Innenansicht des „RV 55“ läßt die raumsparnde Vertikalausbau erkennen

Technische Daten der Röhrenvoltmeter

	RV 55	RV 56
Meßbereiche	0...1/3/10/30/100/300 mV 0...1/3/10/30/100/300 V — 90... + 50 dBv — 90... + 52,5 dBm	0...1/3/10/30/100/300 mV 0...1/3/10/30/100/300 V — 90... + 50 dBv — 90... + 52,5 dBm 10 Hz...1 MHz
Frequenzbereich	20 Hz...200 kHz \leq 3% v. E. 10 Hz...1 MHz \leq 5% v. E.	20 Hz...100 kHz \leq 5% v. E.
Meßfehler bei Sinusspannungen	bei Rechteckimpulsen bis Taserverhältnis 1:10 bei beiden Gleichrichtungsarten	1 M Ω 30 pF
Eingangsimpedanz	etwa 500 ms	etwa 1,5 s
Einstellzeit bei Effektivwertgleichrichtung		
Betriebsart „Schnell“	entsprechend	
Betriebsart „Träge“	DIN 45405	
Dynamische Eigenschaften bei	elektr. Zeitkonstanten	
Spitzengleichrichtung	um Faktor 5 erhöht	
Betriebsart „Schnell“		
Betriebsart „Träge“		
Stromversorgung	125, 220 V \pm 10%, 50...60 Hz, etwa 40 VA Schutzklasse II nach VDE 0411	296 x 197 x 165 mm
Abmessungen		etwa 6,5 kg
Gewicht		

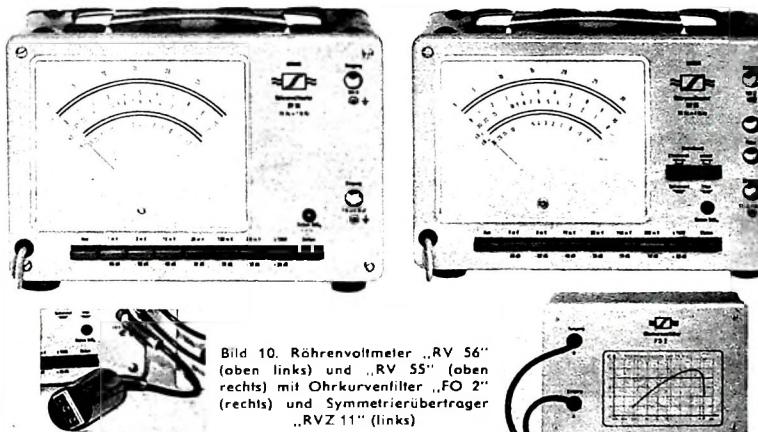


Bild 10. Röhrenvoltmeter „RV 56“ (oben links) und „RV 55“ (oben rechts) mit Ohrkurvenfilter „FO 2“ (rechts) und Symmetrieverstärker „RVZ 11“ (links)

transformator in die Schaltung weitgehend vermieden werden.

Zahlreiche Kühlslitze in dem Gehäuse gestalten eine ausreichende Wärmeabfuhr. Weitere Vorkehrungen ermöglichen es, mehrere Geräte dieser Baugröße rutschsicher übereinanderzustellen.

Aus fertigungstechnischen Gründen wurde die Schaltung in gedruckter Technik ausgeführt, deren Vorteile hinreichend bekannt sind. Die Eingangsstufe mit den Teilen sitzt auf einer separaten Leiterplatte, die direkt am Tastensatz angelötet ist. Dadurch ergeben sich kürzeste Verbindungen und geringste kapazitive Beeinflussungen. Eine dritte, zwischen den Chassis angeordnete und ebenfalls direkt mit dem Tastensatz verlötete Leiterplatte enthält die Gleichrichterschaltungen des „RV 55“.

Bild 10 zeigt die äußere Ansicht der beiden Röhrenvoltmeter mit dem Ohrkurvenfilter „FO 2“ und dem Symmetrieverstärker „RVZ 11“. Der Eingangswiderstand mit diesem Übertrager ist 15 000 Ohm, die Übersprechdämpfung einer unsymmetrischen Komponente > 60 dB.

Die Anzeigegeräte der Röhrenvoltmeter tragen zwei Spannungsskalen, die in der Reihenfolge der Meßbereiche abwechselnd benutzt werden, so daß der abgelesene Wert nur mit Zehnerpotenzen zu multiplizieren ist. Die außerdem vorhandenen dB-Skalen ermöglichen in Verbindung mit der genau 10 dB betragenden Staffelung der Meßbereiche eine bequeme Pegelmessung. Die dB-Werte sind wie üblich auf 0,775 V (entsprechend 1 mW an 600 Ohm) bezogen. Da es inzwischen auch üblich ist, die Spannungspegel auf 1 V zu beziehen, ist auch eine dBv-Skala vorhanden.

Schrifttum

- [1] Boucke, H.: Ein neuartiger Effektivwertgleichrichter mit verminderter Kurvenformfehler. Archiv der elektr. Übertragung Bd. 4 (1950) S. 267-270
- [2] Schmidt, O.: Grundlagen linearen Effektivwertgleichrichters. Archiv der elektr. Übertragung Bd. 5 (1951) S. 241-247, und Zur Theorie des Effektivgleichrichters. Archiv der elektr. Übertragung Bd. 5 (1951) S. 459-463
- [3] Wahrmann, C. G.: A true R. M. S. instrument. B & K Technical Rev. (1958) Nr. 3

PERSÖNLICHES

A. Boom 25 Jahre bei Graetz



Dipl.-Ing. Alexander Boom studierte Elektrotechnik an der TH Berlin. Seine besondere Liebe galt der Hochfrequenztechnik, der Mathematik und der Wirtschaftswissenschaft. Nach seinem Studium sammelte er die ersten Erfahrungen in der Industrie bei einigen Firmen unserer Branche im In- und Ausland. 1938 trat er in das Haus Graetz in Berlin-Treptow ein und leitete dort die Rundfunk-Entwicklung. Ab 1947 war er Entwicklungsleiter bei der neu gegründeten Graetz KG in Altena und hatte ab 1962 die Gesamtleitung der Entwicklung und Fertigung. Nach der Übernahme der Mehrheitsanteile der Graetz KG durch die Standard-Elektrik-Lorenz AG übernahm A. Boom im Rahmen der Zentralen Technischen Leitung der SEL Koordinierungsauflagen auf dem Fernseh- und Rundfunksektor.

Seit mehr als zehn Jahren ist der jetzt 54jährige Jubilar Vorsitzender der Technischen Kommission des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI.

G. Schwarz, kaufmännischer Geschäftsführer der Blaupunkt-Werke, trat in den Ruhestand



Am 31. 12. 1962 trat der kaufmännische Geschäftsführer der Blaupunkt-Werke GmbH, Dr. Georg Schwarz, in den Ruhestand. Seit 1930 gehört er dem Bosch-Firmenverband an und übernahm 1948 die kaufmännische Geschäftsführung der Blaupunkt-Werke, an deren Wiederaufbau er maßgeblich beteiligt war. Unter seiner Leitung wurde auch der Zweigbetrieb in Salzgitter-Lichtenberg geschaffen.

W. Grube †

Direktor Dr.-Ing. Willi Grube, Mitglied des Vorstandes der Standard Elektrik Lorenz AG (SEL) und Leiter ihrer Mix & Genest-Werke, Stuttgart-Zuffenhausen, ist am 8. Dezember, dem Tage seines 63. Geburtstages, völlig unerwartet verschieden. Dr. Grube wurde bereits 1952 in den Vorstand der Mix & Genest AG, einer der Stammfirmen der SEL, berufen. Bei der Gründung der SEL im Jahre 1958 wurde Dr. Grube zum Vorstandsmitglied bestellt und übernahm die Leitung ihrer Mix & Genest-Werke.

Vorstand der Braun AG erweitert

Der Vorstand der Braun AG (Frankfurt) wurde am 1. Januar 1963 erweitert. Zu Vorstandsmitgliedern neben Dr. Rudolf Gros und Dipl.-Kaufm. Albrecht Schultz wurden Karl Buresch, Hagen Gross und Ernst Krull bestellt. Artur Braun übernahm den Vorstandsvorsitz an Dr. Rudolf Gros und wurde stellvertretender Aufsichtsratsvorsitzender.

Die neuen Vorstandsmitglieder sind für Artikelbereiche verantwortlich, in denen sie bereits seit längerer Zeit tätig sind und die jetzt vertikal gegliedert wurden.

»STS 322« – ein Stereo-Abtaster für Studiozwecke

Technische Daten des Stereo-Abtasters ELAC „STS 322“	
Frequenzbereich	20...20000 Hz ± 2 dB
Empfindlichkeit bei 1000 Hz	1 mV/cm s ⁻¹
Empfindlichkeitsdifferenz zwischen beiden Kanälen	
bei 1000 Hz	< 1,5 dB
Übersprechdämpfung	
bei 1000 Hz	> 26 dB
bei 10000 Hz	> 20 dB
Ohmscher Widerstand je Kanal	etwa 1000 Ohm
Induktivität je Kanal	650 mH
Empföhler Abschluß- widerstand	33...51 kOhm
Auflagekraft	1,5...3,0 p
Statische Rückstellkonstante	0,8 · 10 ⁻⁸ p/µm
Nachgiebigkeit (Compliance)	1,2 · 10 ⁻⁸ cm/ dyn
Intermodulationsverzerrung	< 2%
400/4000 Hz (12 dB), Meßschallplatte	
DGG 68450 A in Kunststoff- ausführung, bei 2,5 p Au- flagekraft und 24 cm/s ² (spurse)	
Schnelle Masse einschließlich Haltebügel	11 g

Die Entwicklung der Technik der Stereo-Schallplatte zeigt in eindrucksvoller Weise, wie schnell heute einschneidende technische Neuerungen in die Praxis umgesetzt werden. Zwar lagen die Grundgedanken dieser neuen Technik mit den Arbeiten von Blumlein bereits um 1930 fest, aber das Wie der technischen Realisierung war noch vor wenigen Jahren, als die eigentliche Entwicklung begann, für alle Fachleute mit vielen Rätseln verbunden. Heute, fünf Jahre nach den ersten vorsichtigen Demonstrationen der Stereo-Schallplatte, hat die Stereo-Technik bereits eine gesicherte Grundlage, und die wesentlichen Daten der Schallplatte, der Schneide- und der Abtasttechnik sind in Normen festgelegt. Darüber hinaus liegen inzwischen manche Erfahrungen vor über die schwierigen Fragen der Stereo-Aufnahmetechnik und über das andere Ende der technisch-akustischen Kette, die Lautsprechertechnik im Wiedergaberaum. Die Entwicklung der Stereo-Schallplattentechnik ist jedoch mit der Fixierung von Normen noch keineswegs zur Ruhe gekommen oder gar abgeschlossen, sondern es wird in den maßgebenden Laboratorien ständig an allen Teilproblemen weitergearbeitet. Von besonderer Bedeutung sind hierbei die Bemühungen um die Verfeinerung der Abtasttechnik, die außer durch die steife Steigerung der elektroakustischen Anforderungen durch immer kleinere Auflagekräfte gekennzeichnet ist. Im folgenden seien an Hand des neuen Stereo-Abtasters „STS 322“ der ELAC einige Probleme der Abtasttechnik erörtert.

1. Probleme der Abtastung

Die gewünschte lange Spielzeit von etwa 25 Minuten für eine 30-cm-Platte, was einer Informationsdichte von etwa 3 Sekunden Musik je Quadratzentimeter Plattenoberfläche entspricht, bringt es mit sich, daß die Abmessungen der Rille mikroskopisch klein sind. Die Grabenbreite darf entsprechend der Normung (EIA Standard RS-211-A, August 1959) zwischen 25 und 138 µm schwanken, so daß auf der Platte etwa 8 Rillen je Millimeter untergebracht werden können. Hierdurch ist der Radiusbereich des Abtaststiftes bestimmt, der zwischen 13 und 18 µm, im Mittel bei 15 µm liegt. Wäre die Rillenwand unendlich hart, so würden sich die Abtastspitze, die die Form einer Kugel hat, und die Rillenwand auf beiden Rillenflanken in je einem Punkt berühren. Der Flächendruck wäre, selbst bei geringsten Auflagekräften, theoretisch unendlich groß. Tatsächlich ist die Rillenwand nicht unendlich hart. Unter dem Einfluß der Auflagekraft drückt sich die Kugel der Abtastspitze ein wenig in die Rillenwand ein, die bei den bisher üblichen Auflagekräften eine elastische und eine plastische Deformation erleidet (Bild 1). Eine erstmalig abgespielte Rille ist deshalb nicht mehr dieselbe wie vor der ersten Abtastung, sie wird „formiert“. Der Prozeß des Eindrückens kommt bei einer bestimmten Eindringtiefe zum Stehen, da mit wachsender Eindringtiefe die Berührungsfläche größer wird und damit der Flächendruck so weit absinkt, bis ihn die Rillenwand ohne wei-

Um diese hohe mechanische Beanspruchung der Rillenwand so klein wie möglich zu halten, ist es notwendig, die Auflagekraft so weit wie möglich zu reduzieren. Diesem Bestreben ist jedoch eine Grenze gesetzt durch eine Reihe von Forderungen, die zum Teil vom Tonarm, zum Teil von dem eigentlichen Abtasten der Modulation der Schallrille herrühren.

1. Die Auflagekraft muß wesentlich größer sein als die vertikale Reibungskraft des Tonarmes. Wäre diese Reibungskraft größer als die Auflagekraft, so würde der Tonarm bei einem gelegentlichen Plattschlag hochgehoben werden und in der Luft stehenbleiben. Die Auflagekraft muß diese Reibungskraft überwinden können und die Nadelspitze sicher in der Rille zur Auflage bringen. Das Verhältnis von Auflagekraft zu Reibungskraft sollte deshalb mindestens 5:1 betragen. Das ist kein Problem, solange man mit Auflagekräften von mehreren Pond arbeitet. Diese Bedingung kann jedoch kritisch werden, sobald man mit Auflagekräften in dem Bereich von 1 p arbeitet. Sie erfordert deshalb eine sorgfältige Dimensionierung der Tonarmlagerung.

2. Die Auflagekraft muß größer sein als die Kräfte, die infolge der Beschleunigung des Tonarmes bei dem oft auftretenden vertikalen Plattschlag und bei der Bewegung der Nadelspitze in den Auslaufrillen hervorgerufen werden können. Diese Beschleunigungen sind in der Größenordnung von einem Hundertstel der Erdbeschleunigung¹⁾, was bei einer effektiven Tonarm-Masse von 30 g einer Beschleunigungskraft von 0,3 p entspricht, um die sich die wirksame Auflagekraft vermindern kann. Die Tonarm-Masse kann andererseits zur Herabsetzung dieser Kräfte nicht beliebig verkleinert werden mit Rücksicht auf die Resonanz zwischen Tonarm-Masse und Elastizität der Nadel, die bei Betrachtung der Frequenzkurve des Übertragungsmaßes noch zu erörtern sein wird und die möglichst außerhalb des Übertragungsbereiches unter 15 Hz liegen soll. Auch diese Bedingung setzt der Verminderung der Auflagekraft eine Grenze.

3. Eine weitere Bedingung für die Auflagekraft ergibt sich daraus, daß sie größer sein muß als die Auslenkkräfte der Nadelspitze. Diese sind bei tiefen Frequenzen, etwa im Bereich zwischen 10 und 500 Hz, gegeben durch das Produkt aus Auslenkung *L* und Rückstellkonstante *R* oder den Quotienten aus Auslenkung und Nachgiebigkeit *C* (Compliance). Berücksichtigt man, daß entsprechend Bild 1 bei einer Auflagekraft von *A* Pond senkrecht zur Rillenwand auf jeder Seite die Kraft 0,7 *A* wirkt, so ergibt sich die Bedingung

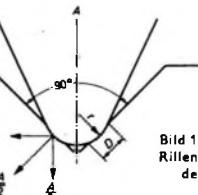


Bild 1. Belastung der Rillenwand durch den Abtaststift

tere Deformation aufzunehmen vermag. Dieser Druck liegt bei Erreichen des plastischen Bereiches bei etwa 20 kp/mm². Bei einer Auflagekraft *A* von beispielsweise 1 p und einem Flächendruck *P* von 20 kp/mm² ergibt sich der Durchmesser *D* der Berührungsfläche *F* zwischen Abtaststift und Rillenwand, die annähernd die Form von Kreisen haben, aus der Beziehung

$$P = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{1}{F}} = 0,71 \cdot \frac{A}{F}$$

$$D = \sqrt{\frac{4F}{\pi}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{0,71A}{P}} = 6,7 \mu\text{m}$$

Eine Abtastspitze mit $r = 15 \mu\text{m}$ würde sich hierbei um etwa $0,4 \mu\text{m}$ in die Rillenwand eindringen. Im Bild 1 sind die auf die Rillenwand einwirkenden Kräfte und die Einsenkung des Abtaststiftes in die Rillenwand schematisch dargestellt.

wobei *A* die Auflagekraft (Pond, p), *R* die Rückstellkonstante (p/µm), *L* der Scheitelwert der Modulation (µm) senkrecht zur Rillenwand ist.

1) Hunt, F. V.: The rational design of phonograph pickups. J. Audio Eng. Soc. Bd. 10 (1962) Nr. 4, S. 274-289

Rückstellkonstante R (μm) und Compliance C (cm/dyn) hängen zusammen durch die Beziehung

$$C = \frac{10^{-6}}{R \cdot 9,81} \text{ cm/dyn}$$

Es gibt bei Berücksichtigung der Füllschrift leider keine verbindliche Grenze für die maximal auftretenden Auslenkungen in der Rille, obwohl eine solche Festlegung ein dringendes Bedürfnis wäre. Nimmt man eine sehr große vertikale maximale Auslenkung von $L = 50 \mu\text{m}$ an, so würde sich bei einer Rückstellkonstante R von $10^{-2} \mu\text{m}$ eine vertikale Auslenkkraft von $0,5 \text{ p}$ ergeben, die der Auflagekraft entgegenwirkt. Da eine solche niederfrequente Modulation praktisch stets gleichzeitig von hochfrequenten Anteilen überlagert ist und wegen der Masse und der Reibung des Tonarmes weitere Kräfte an der Nadelspitze wirksam werden, wird man die Auflagekraft in diesem Beispiel mindestens dreimal größer wählen müssen als die ihr entgegenwirkende Auslenkkraft, also bei $R = 10^{-1} \mu\text{m}$ und $L = 50 \mu\text{m}$

$$A > 1,5 \text{ p.}$$

4. Bei hohen Frequenzen überwiegen die Beschleunigungskräfte, die sich aus der schwingenden Bewegung der effektiven Masse der Nadelspitze ergeben. Nimmt man beispielsweise eine bereits schwer realisierbare schwingende Masse m von 1 mg an, so ergibt dies bei einer vertikalen Beschleunigungskomponente von dem 500fachen Wert der Erdbeschleunigung b , wie sie bei hohen Frequenzen in der Rille vorkommen können, eine der Auflagekraft entgegenwirkende Massenkraft $G = m \cdot 500 b$.

$$G = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 981 = 0,5 \cdot 981 \text{ dyn} = 0,5 \text{ p}$$

Wirken die beiden Anteile dieser Beispiele, die niederfrequenten und hochfrequenten, gleichzeitig, so würden sie zusammen bereits mit $1,0 \text{ p}$ der Auflagekraft entgegenwirken. Wählt man die Auflagekraft zu $1,5 \text{ p}$, so würde der Rest von $0,5 \text{ p}$ als Reserve zur Verfügung stehen für die Beschleunigungskräfte, die durch die Masse des Tonarmes bedingt sind, und für die Überwindung der Tonarmreibung.

Man erkennt aus diesen überschläglichen Betrachtungen, daß die Herabsetzung der Auflagekraft eine ganze Reihe von Problemen mit sich bringt und, abgesehen von anderen Einflüssen, gleichzeitig eine Herabsetzung der Tonarm-Masse, der Tonarmreibung, der Rückstellkonstante und der schwingenden Nadelmasse erfordert. Erst wenn und in dem Maße, wie alle diese Bedingungen gleichzeitig erfüllt sind, kann man die Auflagekraft herabsetzen.

Die genannten vier Forderungen bestrafen zunächst nur die Probleme der Haf- tung der Abtastspitze in der Rille, also die Begrenzung der zwischen Rille und Abtaster wirksamen Kräfte. Darüber hinaus muß ein hochwertiger Abtaster noch eine ganze Reihe weiterer Forderungen erfüllen.

5. Er soll einen linearen Frequenzgang haben, der im ganzen Tonfrequenzbereich von $15 \dots 16000 \text{ Hz}$ frei von störenden Resonanzen ist.

6. Die Verzerrungen, gemessen als harmonischer Kluifaktor oder als Intermodulationsfaktor, sollen so klein wie möglich sein.

7. Der Übersprechabstand von einem erregten Kanal auf den anderen nichterreg-

ten Kanal soll möglichst groß sein und in einem weiten Frequenzbereich 20 dB nicht unterschreiten.

8. Die Ausgangsspannung soll möglichst hoch sein, eine Bedingung, die der oben genannten Forderung nach geringster schwingender Masse entgegenwirkt. Diese Forderung hängt zusammen mit der Bedingung, daß der Abtaster unempfindlich sein soll gegenüber dem elektromagnetischen Störfeld, das wegen des Motors und der elektrischen Leitungen auf dem Chassis steht vorhanden ist.

9. Die Nadel, das empfindlichste Organ des Abtasters, soll leicht auswechselbar sein, um den Diamantstift nach Abnutzung erneuern zu können.

10. Der Abtaster soll insgesamt klein und leicht sein, damit er in alle Tonarme einsetzbar ist und damit die Tonarm-Masse in den zulässigen Grenzen bleibt.

Der Entwickler eines hochwertigen Stereo-Abtasters sieht sich also einem ganzen

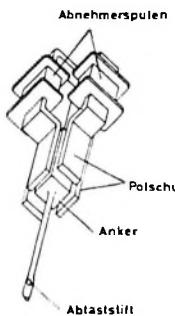


Bild 2. Anordnung der magnetischen Kreise und des Ankers im „STS 322“



Bild 3 (unten). Stereo-Abtaster „STS 322“

Bündel von Forderungen gegenüber, bevor er seine Arbeit beginnt. Dabei muß er darauf achten, daß es sinnlos ist, besonders hohe Gütewerte für eine Forderung zu erreichen, wenn dies nur auf Kosten einer oder mehrerer anderer Forderungen geschehen kann. Erst die sorgfältige Abstimmung aller Forderungen aufeinander, die Bildung eines vernünftigen Kompromisses zwischen allen Daten des Abtasters, kann ein befriedigendes Endresultat gewährleisten. Diese Gesichtspunkte standen bei der Entwicklung des Stereo-Abtasters „STS 322“ der ELAC im Vordergrund.

2. Aufbau des Stereo-Abtasters „STS 322“

Der „STS 322“ ist ein elektromagnetisches Abtastsystem mit permanentmagnetischem Anker, der sich zwischen den Polschuhen von zwei um 90° versetzten magnetischen Kreisen, die je eine Abnehmerspule tragen, bewegt. Der Aufbau ist im Bild 2 schematisch dargestellt. Der schwingende, in seiner Längsrichtung magnetisierte Anker ist in einem Kunststoffring in dem quadratischen Raum zwischen den Polschuhen allseitig frei drehbar gelagert. Er trägt an seiner vorderen Stirnseite einen leichten Hebel, an dessen freiem Ende sich der Abtaststift mit einer Diamantspitze von $13 \dots 15 \mu\text{m}$ Abrundungsradius befindet. Alle beweglichen Teile sind sehr leicht und klein gehalten, um eine möglichst kleine schwingende Masse zu haben. Der Anker mit seiner elastischen Lagerung befindet sich zwischen den Polschuhen in einer Hülse von annähernd quadratischem Querschnitt, die leicht nach vorn herausgezogen werden kann, so daß ein Nadelwechsel einfach durch Einschieben

einer neuen Hülse erfolgen kann. Die magnetischen Kreise mit den Abnehmerspulen sind mit einem Mu-Metall-Mantel umgeben, der sie gegen magnetische Störfelder schützt. In der Ruhestellung liegt der Anker symmetrisch zwischen den Polschuhen, und aus Symmetriegründen ist der Fluß durch die magnetischen Kreise Null. Sobald der Anker sich jedoch infolge der Bewegung der Nadelspitze in der Rille in einer schrägen Lage relativ zu einem der Polschuhpaare befindet, tritt ein magnetischer Fluß in dem den Kreis schließenden Joch auf, das durch die Abnehmerspule hindurchgeführt. In der Spule wird dann eine Spannung induziert, die der zeitlichen Änderung dieses Fluxes entspricht, so daß die Ausgangsspannung der Schnelle der Abtastspitze, die der Rillenmodulation folgt, proportional ist. Da beide Polschuhpaare senkrecht zueinander stehen, nimmt jede Spule nur die Komponente der Bewegung auf, die in die Ebene ihres Jochkreises fällt, während bei Bewegungen senkrecht hierzu keine Spannung in dieser Spule auftritt.

Im Bild 3 erkennt man die Hülse mit der darin befindlichen Nadel. Am hinteren Ende befinden sich die vier Kontaktstifte, von denen die Nutzspannung beider Kanäle abgenommen wird. Die Halterung und die Gesamtabmessungen entsprechen den Normen, die eine Verwendung in allen entsprechend genormten Tonarmen ermöglichen.

3. Messungen

An Hand einer Reihe von Messungen seien jetzt die interessanten Eigenschaften dieses neuen Abtasters diskutiert.

3.1. Frequenzgang

Da bei dem elektromagnetischen Wandlerprinzip die Ausgangsspannung proportional der Schnelle ist, wäre bei Erregung der Abtastspitze mit konstanter Schnelle eine konstante Ausgangsspannung über den ganzen Frequenzbereich zu erwarten. Dieser Verlauf kann jedoch empfindlich gestört werden durch mechanische Resonanzen, die an verschiedenen Stellen des Frequenzbereiches auftreten können und die durch die Wechselwirkung zwischen Abtaster und Tonarm einerseits und Abtaster und Platte andererseits bedingt sind. Man kann deshalb nicht von einem Frequenzverlauf des Abtasters allein sprechen, sondern muß stets den Tonarm und die Schallplatte miteinbeziehen.

Der erste Gefahrenbereich liegt unterhalb 100 Hz , wo die Resonanz zwischen der Elastizität der Nadelauflaufhängung und der effektiven Masse des Tonarmes eine Überhöhung der Ausgangsspannung bei Erregung mit konstanter Schnelle bewirken kann. Die Resonanzfrequenz er-

gibt sich aus $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{M/C}}$, wo M die effektive Masse des Tonarmes und C die Nachgiebigkeit der Nadelauflaufhängung bedeutet. Bei einer Masse des Tonarmes von 30 g und einer Nachgiebigkeit des „STS 322“ von $C = 1,2 \cdot 10^{-5} \text{ cm/dyn}$ liegt f_0 bei etwa 8 Hz , also genügend weit außerhalb des Tonfrequenzbereiches, so daß diese Resonanz nicht störend in Erscheinung treten kann.

Weitere Resonanzen, die auf Torsions- oder Biegewellenschwingungen des Tonarmes beruhen, können im Bereich zwischen 100 und 500 Hz auftreten, während störende Resonanzüberhöhungen im Frequenzbe-

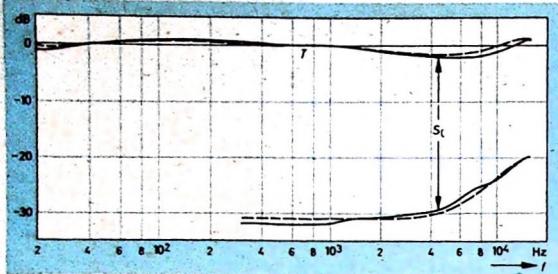


Bild 4. Frequenzverlauf des Übertragungsmaßes T und des Übersprechabstandes S_1 bei Erregung des Abtaststiftes mit konstanter Schnelle (Meßschallplatte: Telefunken TP 286/287, unterhalb 50 Hz: CBS STR 100; Auflagekraft 1,8 p; Abschlußwiderstand $R_a = 50 \text{ k}\Omega$; $\rho = 17^\circ$, $\alpha = 0^\circ$, $\delta = 0^\circ$; — rechter Kanal, linker Kanal)

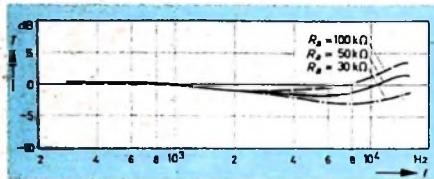


Bild 5. Einfluß des Belastungswiderstandes R_a auf den Frequenzverlauf des Übertragungsmaßes (T) (Meßschallplatte: TP 286/287; Auflagekraft 1,8 p)

Bild 6. Einfluß der Meßschallplatte auf den Frequenzverlauf des Übertragungsmaßes im oberen Frequenzbereich. Die Erregung des Abtaststiftes wurde auf konstante Schnelle umgerechnet (Abtaster: ELAC „STS 322“; Auflagekraft 1,8 p; Abschlußwiderstand 50 kOhm; — Westrex 1 A, --- DGG 99 101, DGG 99 105; TP 286/287)

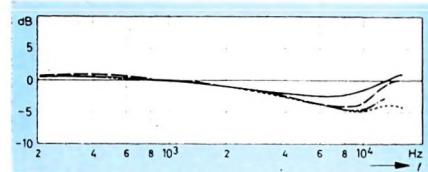
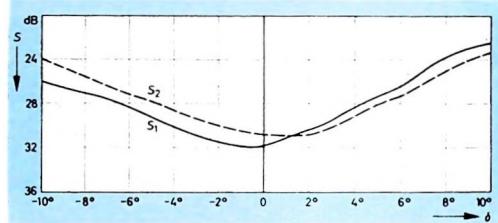


Bild 7. Übersprechabstand S in Abhängigkeit vom Tangentenfehlwinkel δ (Meßschallplatte: TP 286/287, 1000 Hz, $v = 8 \text{ cm/s}$; Auflagekraft 1,8 p; $\beta = 17^\circ$, $\alpha = 0^\circ$)



reich 500 ... 3000 Hz oft auf Losen des Abtasters in seiner Lagerung (Klappersitz) zurückzuführen sind. Beides läßt sich durch sorgfältige Ausbildung des Tonarmes und der Lagerung vermeiden.

Oberhalb 10 kHz liegen die mechanische Resonanz zwischen effektiver Nadelmasse und Elastizität der Rillenwand sowie die elektrische Resonanz, die durch die Induktivität der Abnehmerspulen des Abtasters und die Kapazität der Zuleitung bedingt ist.

Bild 4 zeigt oben den Frequenzverlauf des Übertragungsmaßes T beider Kanäle des „STS 322“ mit einem rohrförmigen Tonarm von 22 cm Länge und einer effektiven Masse von 40 g auf den Meßschallplatten TP 286/287 von Telefunken und CBS STR 100. Der Abschlußwiderstand R_a war 50 kOhm, die Auflagekraft 1,8 p.

Man erkennt, daß der Frequenzgang fast dem theoretischen Verlauf entspricht und daß die Ausgangsspannung von 20 Hz bis 16 kHz um nicht mehr als $\pm 2 \text{ dB}$ schwankt. Die untere Tonarmresonanz sowie die hochfrequenten Resonanzen liegen außerhalb des sich über 10 Oktaven erstreckenden Übertragungsbereiches. Beide Kanäle stimmen im ganzen Frequenzverlauf weitgehend überein. Bild 5 zeigt den Einfluß des Belastungswiderstandes, der im wesentlichen durch die Serienschaltung der Spuleninduktivität von 650 mH mit dem obigen Abschlußwiderstand gebildet wird. Durch entsprechende Wahl dieses Widerstandswertes kann man also den Frequenzgang bei hohen Frequenzen beeinflussen, um einen gewünschten Frequenzverlauf zu erhalten.

Bemerkenswert ist der Einfluß des Plattenmaterials auf den Frequenzgang des Übertragungsmaßes, das infolge unterschiedlichen elastischen und plastischen Verhaltens die Lage der oberen Resonanzfrequenz und die Dämpfung der Resonanzüberhöhung beeinflußt. Bild 6 gibt, auf konstante Schnelle umgerechnet, die Ausgangsspannung desselben Abtasters auf verschiedenen Meßschallplatten bei 1,8 p Auflagekraft wieder. Man erkennt eine starke Streuung der Ausgangsspannungen im oberen Frequenzbereich, die durch die Verschiedenheit des Plattenmaterials bedingt ist. Streuungen im oberen Frequenzbereich kann man oft bereits bei mehreren Exemplaren der gleichen Meßschallplatte beobachten. Obwohl diese Unterschiede des Plattenmaterials sich auf die Wiedergabegüte einer Stereo-Anlage noch nicht entscheidend auswirken werden, da alle Wiedergabeinrichtungen eine Handkor-

rektur des Frequenzganges erlauben, wäre es wünschenswert, die mechanischen Eigenarten der Platten durch geeignete Meßverfahren einheitlich zu kontrollieren und sie zu standardisieren. Bei dem gegenwärtigen Stand der Technik muß man diese Wechselwirkung zwischen Platte und Abtaster als wesentliche Tatsache in Rechnung stellen.

3.2. Übersprechen

Die Schneideeinrichtung und der Abtaster haben ein Problem gemeinsam. Während in der akustischen Kette von der Aufnahme im Konzertsaal bis zur Wiedergabe im Heim die beiden Stereo-Kanäle vor dem Schneidprozeß und nach dem Abtastprozeß völlig getrennt verlaufen, müssen sie im Cutter und im Abtaster jeweils von ein und demselben elektrisch-mechanischen Bauelement verarbeitet werden. Beide Kanäle müssen von einem Schneidstichel geschnitten werden und beide in der gemeinsamen Rille von einer Abtastspitze abgetastet werden. Nach dem Abtasten sollen beide Informationen dann wieder so getrennt sein, als ob sie nie miteinander in Berührung gekommen wären. Es gehört zu den erstaunlichen Tatsachen der Stereo-Schallplattentechnik, daß dieser komplizierte Prozeß in modernen Bauelementen mit hoher Vollkommenheit beherrscht werden kann.

Da die Informationen beider Stereo-Kanäle in den Flanken der Stereorille unter 90° zueinander geschnitten wurden, muß jede der beiden Systemhälfte des Abtasters für die Modulation der ihr zugehörigen Flanke die volle Empfindlichkeit haben, bei Erregung des Abtaststiftes durch die andere, hierzu senkrechte Flanke jedoch die Empfindlichkeit Null. Diese Forderung ist nicht vollkommen erfüllbar. Wird Kanal 1 erregt, so gibt nicht nur die zugehörige Spule 1 eine Spannung U_{11} ab, sondern auch die Spule 2 des anderen Kanals gibt eine niedrige Spannung U_{12} ab,

die von der Modulation des Kanals 1 herrührt. Wird Kanal 2 erregt, so sind die entsprechenden Spannungen U_{22} und U_{21} . Das Verhältnis von U_{11} zu U_{21} und von U_{22} zu U_{12} , gemessen in Dezibel, wird als Übersprechabstand S_1 beziehungsweise S_2 bezeichnet.

$$S_1 = 20 \lg \frac{U_{11}}{U_{21}}$$

$$S_2 = 20 \lg \frac{U_{22}}{U_{12}}$$

Erfahrungsgemäß ist der Stereo-Effekt bei der Wiedergabe nicht beeinträchtigt, wenn der Übersprechabstand für beide Seiten mindestens 20 dB ist.

Das Problem des Übersprechens ist zu einem wesentlichen Teil ein geometrisches Problem. Die Richtung des Abtastorgans, bestehend aus Anker, Nadelhebel und Abtastspitze, ist gekennzeichnet durch die gerade Verbindungslinie von der Abtastspitze zum Zentrum der elastischen Aufhängung des Ankers zwischen den Polschuhen. Diese Linie liegt meistens weder exakt parallel zur Schallplattenebene noch zur Richtung der Rille. Der Abtaster ist grundsätzlich um drei Achsen drehbar: um eine vertikale (Tangentenfehlwinkel δ), um eine horizontale in Richtung der Rille (Taumelwinkel α) und um eine horizontale Achse quer zur Rille (Anstellwinkel β). Man kann berechnen und experimentell nachweisen, daß der Übersprechabstand ebenso wie die Verzerrungen von der Winkelstellung des Abtasters gegenüber diesen drei Achsen abhängt. Naturgemäß ist die Kenntnis der optimalen Winkelstellungen für den Benutzer des Abtasters von besonderem Interesse. Die optimale Winkelstellung des Abtasters hinsichtlich des Anstellwinkels hängt von der entsprechenden Winkelstellung des Schneidorgans ab, mit dem die jeweils vorliegende Platte geschnitten wurde. Die Ebene, in der die Bewegungen der Nadelspitze stattfinden, steht im allgemeinen weder beim Schneiden noch beim Abtasten senkrecht zur Schallplatte. Sie ist gegenüber der Senkrechten um einen bestimmten Anstellwinkel geneigt, für dessen Wert es zur Zeit leider noch keine verbindliche internationale Norm gibt. Man darf jedoch erwarten, daß er zukünftig, wie in der deutschen Norm, bei 15° festgelegt werden wird.

Bild 7 zeigt die Abhängigkeit des Übersprechabstandes S vom Tangentenfehlwinkel δ für den „STS 322“ bei bestimmt-

ten Werten des Anstellwinkels β und des Taumelwinkels α . Der Tangentenfehlwinkel ist der Winkel zwischen der Tangente an die jeweils abgespielte Rille im Abtastpunkt und der auf die Plattenebene projizierten Komponente der Richtung des Abtastorgans. Er ist abhängig von der Geometrie des Tonarmes, und zwar von der Länge des Tonarmes, von dessen Kröpfungswinkel und vom Abstand zwischen vertikaler Tonarmlagerechte und Mittelpunkt der Schallplatte. Bei guten Tonarmkonstruktionen läßt sich ein Tangentenfehlwinkel innerhalb des in Frage kommenden Abspielbereiches auf der Schallplatte von $\delta < \pm 2^\circ$ einhalten. Wie man aus dem Kurvenverlauf im Bild 7 sieht, ist in diesem Winkelbereich nur ein geringer Einfluß des Tangentenfehlwinkels auf den Übersprechabstand vorhanden.

Die steilere Abhängigkeit des Übersprechabstandes S vom Taumelwinkel α , gemessen bei 1000 Hz auf der Telefunkenschallplatte TP 286/287, zeigt Bild 8. Das Maximum liegt, wie zu erwarten, in der Nähe von $\alpha = 0^\circ$. Innerhalb eines Bereiches von $\alpha = \pm 1^\circ$, der als Fertigungstoleranz bei guten Tonarmkonstruktionen in der Praxis eingehalten werden kann, ist der Übersprechabstand in beiden Kanälen über 26 dB, während das gemessene Op-

timum für beide Kanäle, das dem Schnittpunkt der S_1 - und S_2 -Kurve entspricht, bei $\alpha = 0^\circ$ mit 32 dB liegt. Das absolute Maximum der Einzelwerte S_1 und S_2 tritt unter den hier vorliegenden Meßbedingungen nicht exakt bei denselben Winkelwerten auf und erreicht Werte von 35 dB. Den Einfluß des Anstellwinkels β auf den Übersprechabstand S gibt Bild 9 wieder mit einem Optimalwert bei dem kleinsten konstruktiv möglichen Anstellwinkel von $\beta = 17^\circ$. Faßt man die vorstehenden Ergebnisse zusammen, so ergeben sich günstigste Übersprechdaten in der Nähe der Winkelwerte $\alpha = 0^\circ$, $\delta = 0^\circ$ und $\beta = 17^\circ$. Der diesen Werten entsprechende Übersprechabstand sei mit S_0 bezeichnet. Bild 4 zeigt den Frequenzverlauf von S_0 als Differenz zwischen der oberen Kurve des Übertragungsmaßes und der unteren Kurve der gemessenen Übersprechspannung. Man erkennt den günstigen Verlauf des Übersprechens des „STS 322“ bis zu hohen Frequenzen, wobei die S_0 -Werte auch bei 15 kHz noch über 20 dB liegen. Damit ist eine sehr gute Trennung beider Kanäle bei der stereophonen Wiedergabe bis in den Bereich der höchsten Frequenzen gewährleistet.

3.3. Verzerrungen

Die folgenden Bilder 10 bis 12 zeigen den Verlauf des harmonischen Klirrfaktors K und des Intermodulationsfaktors J in Abhängigkeit vom Tangentenfehlwinkel δ , vom Taumelwinkel α und vom Anstellwinkel β , gemessen auf der Meßschallplatte DGG 68 450 (Kunststoff) mit Seitenschriftmodulation. Die Klirrfaktormessung erfolgte bei 1000 Hz und einem Scheitelwert der Schnelle von 11,6 cm/s. Die Intermodulationsmessung bei gleicher Schnelle und bei den Frequenzen 400/4000 Hz, wobei die Schnelle der 4000-Hz-Komponente 12 dB niedriger ist als die der 400-Hz-Komponente. Die Auflagekraft war 1,8 p. Die Abhängigkeit beider Größen von δ und α zeigt einen flachen, muldenförmigen Verlauf mit einem Minimum in der Nähe von $\delta = \alpha = 0^\circ$. Die Abhängigkeit vom Anstellwinkel β (Bild 12) verläuft ähnlich wie das Übersprechen (Bild 9), wobei die günstigsten Werte bei dem kleinsten Anstellwinkel ($\beta = 17^\circ$) auftreten. Bemerkenswert sind die geringen Werte der Verzerrungen K_0 und J_0 bei den optimalen Winkelstellungen, wobei der Gesamtklirrfaktor unter 1% und der Intermodulationsfaktor etwas über 1% liegt. Der Verlauf von K_0 und J_0 in Abhängigkeit von der Aussteuerung geht zu Maximalwerten von 22,5 beziehungsweise 24 cm/s bei sonst gleichen Bedingungen ist Bild 13 zu entnehmen. Auch bei den höchsten Aussteuerungen liegen beide Werte im Bereich zwischen 1 und 2%.

3.4. Rillenhaftung

Zur Beurteilung der Sicherheit der Rillenhaftung auch bei größten Amplituden hat

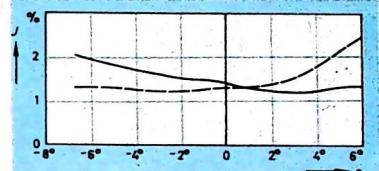
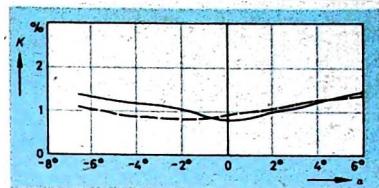


Bild 11. Klirrfaktor K (oben) und Intermodulationsfaktor J (unten) in Abhängigkeit vom Taumelwinkel α (Meßbedingungen wie bei Bild 10; $\delta = 0^\circ$, $\beta = 17^\circ$; — linker Kanal, rechter Kanal)

man in den USA Testplatten für den niederfrequenten und mittelfrequenten Bereich geschnitten, deren Amplituden hoch über der normalen Beanspruchung liegen (torture test). Es handelt sich um die Cook-Platte Nr. 60 mit einer Amplitudenaufzeichnung von über 150 μm bei 32 Hz und die Fairchild-Platte Nr. 101 mit einer 1000-Hz-Modulation von etwa 50 μm . Demgegenüber liegen die maximalen Amplituden normaler Meßschallplatten im Bereich unter 100 Hz bei etwa 20...40 μm und um 5...15 μm bei 1000 Hz. Die minimale Auflagekraft, mit der diese Testplatten abgespielt werden können, ohne daß die Abtastnadel aus der Rille springt, ist ein scharfes Kriterium für die Abtastsicherheit des Abtasters auch bei extremer Überbeanspruchung. Das Ergebnis dieser Versuche zeigen die Photos von den Oszil-

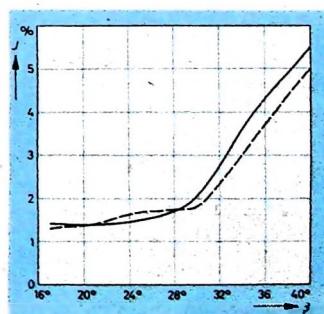
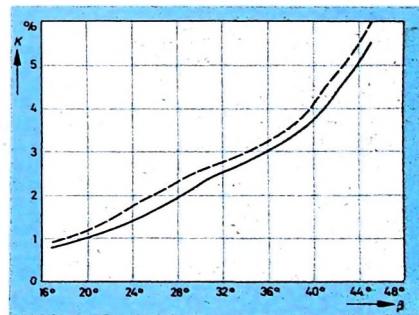


Bild 12. Klirrfaktor K (oben) und Intermodulationsfaktor J (unten) in Abhängigkeit vom Anstellwinkel β (Meßbedingungen wie bei Bild 10; $\delta = 0^\circ$, $\alpha = 0^\circ$; — linker Kanal, rechter Kanal)

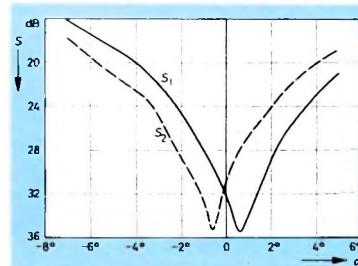


Bild 8. Übersprechabstand S in Abhängigkeit vom Taumelwinkel α (Meßplatte: TP 286/287, 1000 Hz, $\hat{v} = 8 \text{ cm/s}$; Auflagekraft 1,8 p; $\beta = 17^\circ$, $\delta = 0^\circ$)

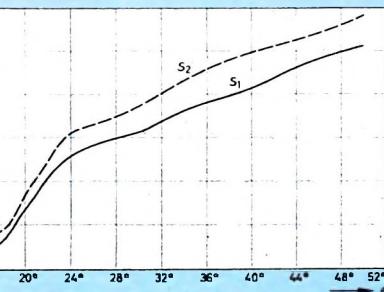


Bild 9. Übersprechabstand S in Abhängigkeit vom Anstellwinkel β (Meßschallplatte: TP 286/287, 1000 Hz, $\hat{v} = 8 \text{ cm/s}$; Auflagekraft 1,8 p; $\alpha = 0^\circ$, $\delta = 0^\circ$)

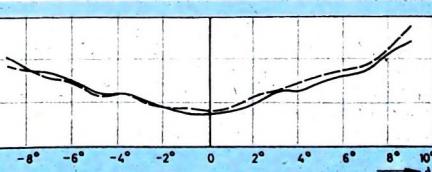
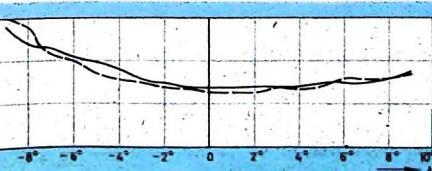


Bild 10. Klirrfaktor K (oben) und Intermodulationsfaktor J (unten) in Abhängigkeit vom Tangentenfehlwinkel δ . Klirrfaktormessung: $f = 1000 \text{ Hz}$, $\hat{v} = 11,6 \text{ cm/s}$; Intermodulationsfaktormessung: $f_1 = 400 \text{ Hz}$, $f_2 = 4000 \text{ Hz}$, Amplitudenverhältnis 4:1, $\hat{v} = 11,6 \text{ cm/s}$ (Meßschallplatte: DGG 68 450; Auflagekraft 1,8 p; $\alpha = 0^\circ$, $\beta = 17^\circ$; — linker Kanal, rechter Kanal)



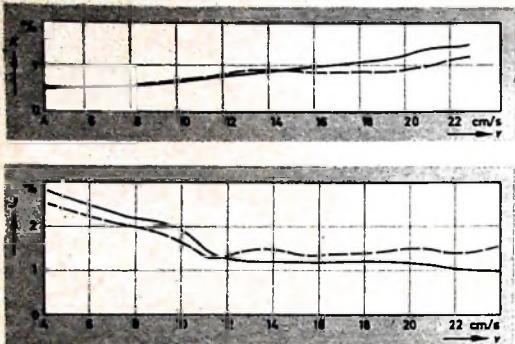


Bild 13. Klirrfaktor K (oben) und Intermodulationsfaktor J (unten) in Abhängigkeit von der Aussteuerung (Meßbedingungen wie bei Bild 10, jedoch Schnelle v variabel; $\alpha = \delta = 0^\circ$, $\beta = 17^\circ$: — linker Stereo-Kanal, rechter Stereo-Kanal)

rogrammen der Ausgangsspannung beim Abspielen dieser Platten (Bild 14). Der Oszillografenverstärker war breitbandig von 10 Hz ... 30 kHz. Ein Springen aus der Rille würde sich durch starke Verzerrungen mit vertikalen Kurvenabschnitten bemerkbar machen. Man erkennt (Bild 14a), daß die Abtastnadel auf der Cook-Platte noch bei 2 p Auflagekraft einwandfrei in der Rille geführt wird, was auf eine außergewöhnlich gute Rillenhaftung selbst bei derartigen Überbeanspruchungen schließen läßt. Die Abtastung der Fairchild-Platte mit 1,8 p Auflagekraft zeigt Bild 14b. Bei dieser Platte mit einer aufgezeichneten Schnelle von 30 cm/s bei 1000 Hz kann die Auflagekraft unter 1 p gesenkt werden, ohne daß ein Springen aus der Rille auftritt. Bemerkenswert ist wiederum der relativ geringe Klirrfaktor bei dieser extremen Aussteuerung, der bei 1,8 p erst 6 % beträgt und bei 1 p noch unterhalb der 10-Prozent-Grenze liegt.

*

Die Entwicklung der Stereo-Schallplatten-technik ist - wie viele ähnliche moderne

technische Entwicklungen - eine Team-Arbeit, bei der die einzelnen Mitarbeiter des Teams über die Grenzen hinweg in den weit auseinander liegenden Laboratorien verschiedener Länder zusammenarbeiten. Ein wesentliches Hilfsmittel zur sinnvollen Zusammenkopplung aller dieser Kräfte ist die internationale Normung, die bereits bei der Geburt der Stereo-Schallplatte Pate gestanden hat und die auch für die gleichmäßige Weiterentwicklung auf allen Teilgebieten dieser Technik besondere Bedeutung hat. In diesem Rahmen ist das ELAC-Stereosystem „STS 322“ ein Beitrag zur Weiterentwicklung der Abtasttechnik. Die angeführten Messungen zeigen, in welchem Maße das Ziel der Entwicklung, gleichmäßig gute Daten in allen Eigenschaften anzustreben, erreicht wurde. Der Abtaster zeichnet sich durch geradlinigen Frequenzgang, hohen Übersprechabstand in einem breiten Frequenzbereich, sichere Rillenhaftung bei geringsten Auflagekräften und geringe harmonische und Intermodulationsverzerrungen aus und erfüllt damit Ansprüche, wie sie nur an Studiogeräte gestellt werden können.

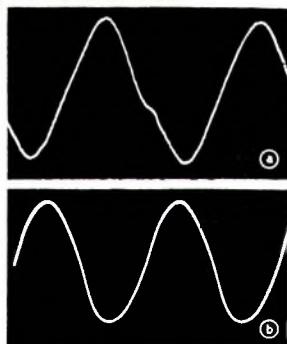


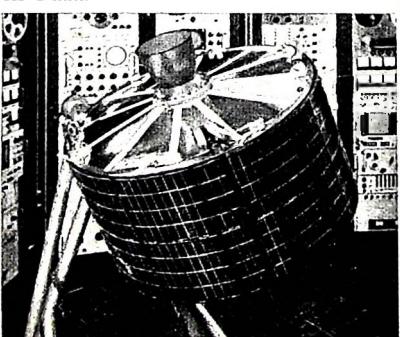
Bild 14. Oszillosgramme der Ausgangsspannungen beim Torture-Test, a) Cook Nr. 60 (32 Hz, 150 µm, A = 2 p), b) Fairchild Nr. 101 (1000 Hz, 50 µm, A = 1.8 p)

Die Stromversorgung erfolgt aus Nickel-Cadmium-Batterien, die über ein System von 3960 Solarzellen, die die ganze Außenseite des Satelliten bedecken, aufgeladen werden. Die einzelnen Gruppen der Solarzellen und der Ladeeinrichtungen für die Batterien sind durch Dioden gegeneinander verriegelt, so daß beim Ausfall eines Teils der Systeme der Betrieb mit den verbleibenden Solarzellen und Batterien möglich ist. Ein Vorteil für die Stromversorgung ist weiterhin, daß der Satellit in der großen Höhe nur etwa 1 Prozent der Zeit im Erschatten ist. Während des größten Teils der Betriebszeit kann deshalb die Stromversorgung aus den Solarzellen erfolgen. Eine Temperaturregelung ist ebenfalls überflüssig, weil der Satellit nur für ganz kurze Zeit in der extremen Kälte der Schattenseite ist. Man kommt deshalb mit weniger Batterien aus und spart erhebliches Gewicht ein. Außerdem ist der Satellit in dieser Höhe weit oberhalb des gefährlichen van-Allen-Strahlungsgürtels, so daß die sehr schweren Abschirmungen für die elektronische Ausrüstung und die Solarzellen nicht notwendig sind.

Das elektronische System des „Syncrom“ umfaßt je ein System für die Nachrichtenübertragung, die Steuerkommandos und die Telemetrie. Das Nachrichtenverbundsystem arbeitet nach dem Prinzip des aktiven Wiederholers mit Frequenzumsetzung. Die von einer oder zwei Bodenstationen aufgenommenen Signale (Frequenz etwa 7400 MHz) werden von zwei Empfängern aufgenommen, von denen jeweils nur einer arbeitet, der durch ein Kommando ausgewählt wird. Wenn eine Station sendet, wird das Grundgeräusch des nichtbenutzten Kanals unterdrückt. Die Trägerfrequenz für die Verbindung vom Satelliten zur Erde liegt bei etwa 1800 MHz. Der 1800-MHz-Ausgang der Empfänger steuert die Eingänge eines Verzweigungsnetzwerks, dessen Ausgänge mit den beiden Sendern, die mit Travelling-Wave-Röhren bestückt sind, verbunden sind. Die Ausgangsleistung ist mindestens je zwei Watt. Man erwartet, daß selbst beim Ausfall der Batterien ein praktisch ununterbrochener Betrieb während der Umlaufzeit möglich ist, ausgenommen die kurze Zeit, während der der Satellit sich im Erdschatten befindet.

Als Sendeantennen dienen Schlitzantennen, als Empfangsantennen Dipole und vier Antennen in Schmetterlingsanordnung für die Kommandos und die Telemetrie. Die Achse des Strahlungsdiagramms der Sendeantenne liegt senkrecht zu Rotationsachse des Satelliten; es hat etwa 25 Grad Breite für 3 dB Abfall. Der Telemeter-Sender gibt zwei Watt im 136-MHz-Band an die Antenne ab. Er überträgt die Werte der Temperatur der elektronischen Einrichtungen, der Batteriespannung und des entnommenen Stroms, der Intensität der aufgenommenen und ausgesandten Signale sowie des Drucks in den Behältern für Wasserstoffperoxyd und Stickstoff. Die beiden Kommandoempfänger sind identisch und arbeiten parallel. Jede Einheit hat eine Mischstufe, einen ZF-Vorstärker und einen AM-Detektor. Sie sind mit der Antenne für das Telemetrie-System über eine Weiche verbunden.

„Syncrom“ wird durch eine dreistufige Delta-Rakete hochgeschossen. Das eingebaute Korrektursystem bringt den Satelliten auf seine genaue Synchron-Umlaufbahn, nachdem der Satellit ungefähr die Umlaufbahn erreicht hat. Die dritte Stufe der Delta-Rakete erteilt dem Satelliten eine Rotation von etwa 165 U/min.



¹⁾ Steinhardt, R.: Künstliche Erdsatelliten als Nachrichtenrelais. Funk-Techn. Band 17 (1962) Nr. 16, S. 535-538

Der vollständig bestückte Nachrichtensatellit „Syncrom“ bei der Prüfung in den Raumfahrtlaboratorien der Hughes Aircraft Company in Culver City

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche – Variables Bandpaßfilter

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 1, S. 10

Wie die Rechnung zeigt, ist der gewünschte Dämpfungsverlauf mit einem derartigen RC-Halbglied durchaus realisierbar. In der Praxis ergeben sich aber große Schwierigkeiten, vor allem bei der Bemessung des Hochpaß-Filters, infolge der bei niedrigen Grenzfrequenzen notwendigen großen Werte für L und C . Nimmt man zum Beispiel einen Kapazitätswert von $C = 10 \mu\text{F}$ als gerade noch tragbar an, so erhält man bei der niedrigsten geforderten Grenzfrequenz $f_g = 20 \text{ Hz}$ (s. Abschnitt 2.1.3.) mit $\omega_g = 2 \pi f_g = 125.6 \text{ s}^{-1}$ eine erforderliche

$$\text{Induktivität von } L = \frac{1}{\omega_g^2 C} = \frac{1}{125.6^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} =$$

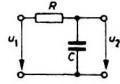
$= 6.4 \text{ H}$, ein Wert, der sich nicht mehr durch eine Luftspule mit vernünftigen Abmessungen realisieren lässt. Gegen die Verwendung von Eisenkernspulen in NF-Kreisen sprechen aber folgende Nachteile: Hystereseverluste, Nichtlinearität, Empfindlichkeit gegen magnetische Felder und – besonders in transistorisierten Geräten – nicht zuletzt die großen räumlichen Abmessungen, das große Gewicht und der hohe Preis (von erstklassigen Ausführungen).

Für die Realisierung eines Filters der geforderten Art scheint daher ein LC-Filter nicht geeignet zu sein. Die einzige noch verbleibende Möglichkeit ist die Verwendung von Filtern, die nur ein frequenzabhängiges Element je Halbglied enthalten. Dabei kann zwischen zwei prinzipiell gleichwertigen Varianten, nämlich dem RC -Glied und dem RL -Glied, gewählt werden. Da auch hier von der Verwendung von Induktivitäten abgesehen werden soll, verbleibt als einzige Möglichkeit das RC -Glied.

3.4.2. RC-Halbglied, Tiefpaß

Auch hier soll wieder ein Tiefpaß-Halbglied untersucht werden. Die Berechnung des dualen Hochpaß-Halbgliedes erfolgt analog und führt zur frequenzreziproken Lösung.

Bild 6.
RC-Halbglied, Tiefpaß



Aus Bild 6 ergibt sich die Übertragungsfunktion des Tiefpaß-Halbgliedes zu

$$G(p) = \frac{u_2(p)}{u_1(p)} = \frac{\frac{1}{pC}}{R + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{1 + pRC}. \quad (12)$$

Wie zu erwarten war, weist dieses Netzwerk mit nur einer Reaktanz eine lineare Übertragungsfunktion auf. Der mit einem einfachen RC -Glied erreichbare Dämpfungsanstieg im Sperrbereich ist bekanntlich nur 6 dB/Oktave .

Es liegt nun nahe, die gewünschte quadratische Übertragungsfunktion durch Ketten schaltung von zwei identischen RC -Halb-

gliedern zu realisieren (Bild 7; auf die tatsächliche Durchführung der Ketten schaltung sei zunächst noch nicht näher eingegangen). Dabei multiplizieren sich

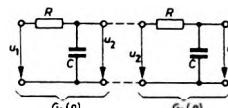


Bild 7. Ketten schaltung von zwei RC-Halbgliedern

die Übertragungsfunktionen $G_1(p)$ und $G_2(p)$. Die Übertragungsfunktion des gesamten Systems ist dann

$$G_{\text{ges}}(p) = \frac{u_3(p)}{u_1(p)} = \frac{u_3(p)}{u_2(p)} \cdot \frac{u_2(p)}{u_1(p)} = G_1(p)G_2(p).$$

Sind beide Halbglieder gleich aufgebaut, so ergibt sich

$$G_1(p) = G_2(p) = G(p), \quad G_{\text{ges}}(p) = G^2(p)$$

und nach Einsetzen von Gl. (12)

$$G_{\text{ges}}(p) = \frac{1}{(1 + pRC)^2}. \quad (13)$$

Damit wäre also eine Anordnung mit einer brauchbaren Übertragungsfunktion zweiten Grades gefunden. Für gewöhnliche positive Frequenzen erhält man

$$G_{\text{ges}}(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega RC)^2}.$$

Die Grenzfrequenz des Filters wird von der Zeitkonstante $\tau = RC$ des RC -Gliedes bestimmt

$$\omega_g = \frac{1}{RC}.$$

Man erhält damit in normierter Schreibweise die Übertragungsfunktion

$$G(j\eta) = \frac{1}{(1 + j\eta)^2} \quad \left(\eta = \frac{\omega}{\omega_g} \right) \quad (14)$$

und das Dämpfungsmaß

$$a = 20 \lg |1 + 2j\eta - \eta^2| \quad [\text{dB}]. \quad (15)$$

Wie gefordert, weist der Dämpfungsverlauf nach Gl. (15) zwei verschiedene Bereiche auf:

a) Durchlaßbereich ($\eta < 1, \eta^2 \ll 1$)

$$a \approx 20 \lg 1 = 0,$$

b) Sperrbereich ($\eta > 1, \eta^2 \gg 1$)

$$a \approx 40 \lg \eta \quad [\text{dB}].$$

Der Dämpfungsverlauf eines derartigen Filters würde also den gestellten Bedingungen entsprechen. Wie jedoch leicht einzusehen ist, lässt sich dieser erstrebenswerte Fall nicht durch direkte Ketten schaltung der beiden Halbglieder realisieren. In diesem Fall würde nämlich der Eingangswiderstand des zweiten Halb gliedes der Querimpedanz Z_q des ersten parallel liegen, und dadurch würde sich die Übertragungsfunktion $G_1(p)$ stark verändern.

Wie schon aus der Definition hervorgeht, gilt die Übertragungsfunktion

$$G(p) = \frac{u_1(p)}{u_3(p)}$$

nur bei Spannungsanpassung, das heißt bei Speisung des Netzwerks aus einer Spannungsquelle mit dem Innenwider stand Null und sekundärseitigem Leerlauf. Bei der Ketten schaltung der beiden Halb glieder muss man also einen Trennverstärker verwenden, der den Eingangswider stand $r_i = \infty$ (um das erste Halbglied nicht zu belasten), den Ausgangswider stand $r_o = 0$ (damit die Eingangsspannung des zweiten Halb gliedes frequenzunabhängig bleibt) und die Spannungsverstärkung $v_u = 1$ hat. Die Übertragungsfunktion des im Bild 8 dargestellten Systems hat die

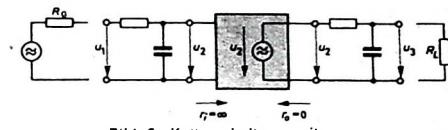


Bild 8. Ketten schaltung mit Hilfe eines Trennverstärkers

gewünschte Form von Gl. (14), vorausgesetzt, daß der Lastwiderstand der gesamten Anordnung $R_L = \infty$ und der Generatorwiderstand $R_G = 0$ ist. Da das aber im normalen Betriebsfall mit Sicherheit nicht zutreffen wird und in dem hier vorliegenden speziellen Fall der Eingang und auch der Ausgang der gesamten Einheit mit $R_G = R_L = 600 \Omega$ angepasst abgeschlossen werden sollen, muß man sowohl am Eingang als auch am Ausgang des Filters weitere Verstärker anordnen, die bei einer Spannungsverstärkung von $v_u = 1$ die gewünschten Abschlußimpedanzen haben (Bild 9). Wegen

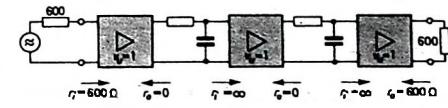


Bild 9. Blockschaltbild des entwickelten „passiven“ Tiefpaßfilters

des bereits beträchtlichen Aufwandes liegt es nahe, die Verwendbarkeit eines aktiven Filters zu untersuchen, das bei gleichem Aufwand verschiedene sehr vorteilhafte Eigenschaften aufweist.

3.5. Aktive Filter

Läßt man zum Aufbau eines Filters außer passiven Schaltelementen auch aktive zu, beispielsweise Verstärker, so kann man die gewünschten Filtereigenschaften mit Hilfe eines oder mehrerer Rückkopplungszweige erreichen. Dabei werden nicht nur im Rückkopplungszweig, sondern auch im direkten Signalweg frequenzabhängige Glieder angeordnet. Auf diese Weise lassen sich Übertragungsfunktionen realisieren, die mit passiven Systemen nicht zu erhalten sind.

Wie aus theoretischen Überlegungen zu erwarten ist, genügt für eine quadratische

Übertragungsfunktion eine Anordnung mit zwei Reaktanzen, wobei auch hier Induktivitäten auszuschließen sind. Tiefpaß und Hochpaß sollen wieder getrennt behandelt werden.

3.5.1. Aktiver Tiefpaß

Bild 10 zeigt das Prinzipschaltbild für den einfachsten Fall eines aktiven Tiefpaßfilters. Um die Berechnungen zu vereinfachen, soll zunächst angenommen werden, daß die Trennverstärker die frequenzunabhängige Spannungsverstärkung $v_v = 1$, den Eingangswiderstand $r_i = \infty$ und den Ausgangswiderstand $r_o = 0$ haben. Diese idealisierten Eigenschaften lassen sich mit einem einstufigen Transistorverstärker sehr gut annähern.

Zur Untersuchung der Übertragungseigenschaften wird wieder die Übertragungsfunktion

$$G(p) = \frac{u_3(p)}{u_1(p)}$$

benutzt. Obwohl die Vierpol-Rechnung vielleicht etwas eleganter ist, führt eine einfache Auswertung der Systemgleichungen schneller zum Ziel.

3.5.1.1. Übertragungsfunktion

Systemgleichungen:

$$u_3 = u_2 \frac{1}{1 + p R_1 C_1} \quad (r_o = 0, r_i = \infty) \quad (16)$$

$$u_2 = u_1 - i_1 R_1 \quad (17)$$

$$u_1 = i_1 \left(R_1 + \frac{1}{p C_1} \right) + u_3 \quad (18)$$

Gl. (18) zeigt deutlich die Notwendigkeit der Voraussetzungen $R_G = 0$ und $r_i = \infty$. Aus diesen drei Gleichungen läßt sich die Übertragungsfunktion berechnen. Aus Gl. (18) ergibt sich

$$i_1 = \frac{u_1 - u_3}{R_1 + \frac{1}{p C_1}} \quad (18a)$$

Setzt man Gl. (18a) in Gl. (17) ein, so erhält man

$$u_2 = u_1 - \frac{u_1 - u_3}{R_1 + \frac{1}{p C_1}} R_1$$

$$u_2 = u_1 \frac{1}{1 + p R_1 C_1} + u_3 \frac{p R_1 C_1}{1 + p R_1 C_1}$$

und damit aus Gl. (18)

$$u_3 = u_1 \frac{1}{1 + p R_1 C_1} \frac{1}{1 + p R_2 C_2} + \\ + u_3 \frac{p R_1 C_1}{1 + p R_1 C_1} \frac{1}{1 + p R_2 C_2}$$

$$\frac{u_3}{u_1} = \frac{1}{p^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + p R_2 C_2 + 1} = G(p) \quad (19)$$

Es läßt sich zeigen, daß Gl. (19) die Übertragungsfunktion eines Tiefpaßfilters mit der oberen Grenzfrequenz

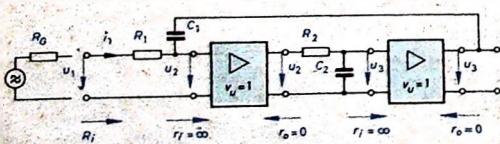


Bild 10. Aktiver Tiefpaß

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (20)$$

und dem Dämpfungs faktor

$$\varrho_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \quad (21)$$

ist man kann also schreiben

$$G_{TP}(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 p \varrho_0 \omega_0 + \omega_0^2} \quad (22)$$

oder für gewöhnliche Frequenzen mit $p = j \omega$ und $\eta_0 = \frac{\omega}{\omega_0}$ in normierter Schreibweise

$$G_{TP}(j \eta) = \frac{1}{1 + 2 j \eta_0 \varrho_0 - \eta_0^2} \quad (23)$$

Wie erwartet, hat die Übertragungsfunktion des aktiven Tiefpasses den gewünschten quadratischen Verlauf.

3.5.1.2. Dämpfungsmaß

Setzt man den Betrag von Gl. (23)

$$|G_{TP}(j \eta)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta_0^2)^2 + 4 \eta_0^2 \varrho_0^2}}$$

in Gl. (5) ein, so ergibt sich das Dämpfungsmaß zu

$$a_{TP} = 10 \lg [(1 - \eta_0^2)^2 + 4 \eta_0^2 \varrho_0^2] [\text{dB}] \quad (24)$$

Der Dämpfungsverlauf läßt sich hier in drei verschiedene Bereiche unterteilen:

a) $\eta_0 < 1$

Für genügend kleine Werte von η_0 gilt $\eta_0^2 \ll 1$ und damit

$$a_{TP} \approx 10 \lg 1 = 0 \quad (\text{Durchlaßbereich}) \quad (24a)$$

b) $\eta_0 = 1$

Bei der Grenzfrequenz $\eta_0 = 1$ erhält man

$$a_{TP} = 20 \lg 2 \varrho_0 \quad [\text{dB}] \quad (24b)$$

Wie aus dieser Formel ersichtlich, hängt das Dämpfungsmaß bei der Grenzfrequenz nur vom Verhältnis der Zeitkonstanten der beiden RC-Glieder ab. Bild 11 zeigt, daß Werte von $\varrho_0 < 0,5$ eine negative Dämpfung ergeben.

c) $\eta_0 > 1$

Für genügend große Werte von η_0 überwiegt η_0^2 , und man erhält

$$a_{TP} \approx 40 \lg \eta_0 \quad [\text{dB}] \quad (\text{Sperrbereich}) \quad (24c)$$

Der Dämpfungsverlauf des entworfenen aktiven Tiefpaßfilters entspricht also sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich den gestellten Forderungen. Der Übergang zwischen diesen beiden Bereichen wird durch den Wert des Dämpfungs faktors ϱ_0 bestimmt. Im Bild 11 ist das Dämpfungsmaß a_{TP} als Funktion der normierten Kreisfrequenz η_0 für verschiedene Werte des Parameters ϱ_0 dargestellt. Im Gegensatz zu passiven Filtern läßt sich hier durch geeignete Wahl von ϱ_0 der Übergang zwischen Durchlaß- und Sperrbereich in der gewünschten Weise beeinflussen.

3.5.1.3. Stabilität des Systems

Während Netzwerke aus passiven Schaltelementen zwangsläufig auch stabil sind, kann das von aktiven Systemen nicht ohne weiteres angenommen werden. Die Übertragungsfunktion $G_{TP}(p)$ ist daher auf ihre Stabilität zu untersuchen.

Nach der Definition der Stabilität darf ein stabiles System keine anklingenden Eigenschwingungen haben. Das heißt, die Übertragungsfunktion $G(p)$ muß für $\text{Re}(p) > 0$ regulär sein, oder, mit anderen Worten, alle Nullstellen und Pole der Übertragungsfunktion müssen in der linken abgeschlossenen p -Halbebene liegen.

Für die Übertragungsfunktion

$$G_{TP}(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 p \varrho_0 \omega_0 + \omega_0^2}$$

des aktiven Tiefpasses ergeben sich:

Nullstellen bei $p = \infty$

und Pole bei $p^2 + 2 p \varrho_0 \omega_0 + \omega_0^2 = 0$

$$p = -\omega_0 \varrho_0 \pm \sqrt{\omega_0^2 \varrho_0^2 - \omega_0^2}$$

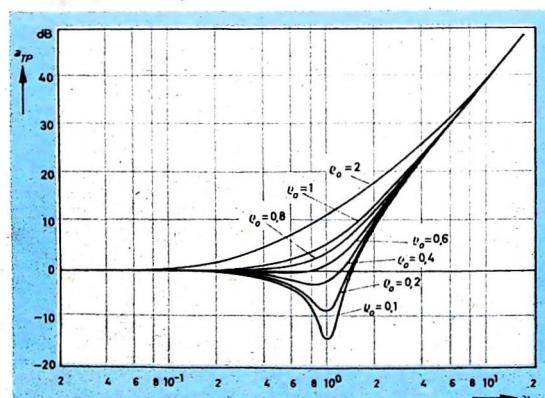
$$p = -\omega_0 \varrho_0 \pm \omega_0 \sqrt{\varrho_0^2 - 1}$$

Die Lage der Pole wird durch die Größe des Dämpfungs faktors ϱ_0 bestimmt. Grundsätzlich lassen sich vier verschiedene Fälle unterscheiden:

a) $\varrho_0 > 1$

$$p = -\omega_0 \varrho_0 \pm \omega_0 \sqrt{\varrho_0^2 - 1}$$

Hier existieren zwei Pole auf der reellen Achse in der linken p -Halbebene. Da in jedem Fall $\sqrt{\varrho_0^2 - 1} < \varrho_0$ gilt, ist der Realteil $\text{Re}(p)$ für beide Lösungen der Gleichung negativ. Das System ist überkritisch gedämpft, was man sowohl aus dem Impulsverhalten (Bild 12b) als auch aus dem Frequenzgang (Bild 11) erkennen kann.



b) $\varrho_0 = 1$; $p = -\omega_0$

Dieser Pol liegt auf der negativen ω -Achse, das System ist kritisch gedämpft. Wie Bild 12c zeigt, tritt noch kein Überschwingen der Impulse auf.

c) $\varrho_0 < 1$

$$p = -\omega_0 \varrho_0 \pm j \omega_0 \sqrt{1 - \varrho_0^2}$$

Hier treten zwei konjugiert komplexe Pole in der linken p -Halbebene auf. Das System zeigt also abklingende Eigenschwingungen mit der Frequenz $\omega_0 \sqrt{1 - \varrho_0^2}$ und der Abkling-Zeitkonstante $\tau_a = \frac{\omega_0}{\omega_0 \varrho_0}$.

Dadurch ergeben sich ein Höcker im Frequenzgang (Bild 11) und ein mehr oder weniger starkes Überschwingen bei der Übertragung von Rechteckimpulsen (Bilder 12d-12g).

d) $\varrho_0 = 0$; $p = \pm j \omega_0$

In diesem Fall erhält man zwei konjugiert komplexe Pole auf der imaginären Achse der p -Ebene und vollkommen ungedämpftes Resonanzverhalten des Systems bei der Frequenz ω_0 .

Wie diese Untersuchung zeigt, ist das System in allen Fällen stabil, da alle möglichen Pole und Nullstellen der Übertragungsfunktion $G_{HP}(p)$ in der linken abgeschlossenen p -Halbebene liegen.

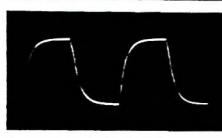
3.5.1.4. Impulsverhalten

Wird eine Sprungfunktion oder ein Rechteckimpuls mit einem System übertragen, dessen Bandbreite begrenzt ist, so tritt eine Verzerrung der Impulsform auf. Diese Verhältnisse können sehr elegant mit der Fourier- oder LaplaceTransformation behandelt werden. Untersucht man auf diese Weise den Einfluß der Übertragungsfunktion $G_{HP}(p)$ des aktiven Tiefpaßfilters auf einen Rechteckimpuls, so zeigt sich, daß das Einschwingverhalten der Anordnung von der Dämpfungskonstante ϱ_0 abhängt. Die Steigung der Impulsflanken wird von der Grenzfrequenz ω_0 des Filters bestimmt, während die Impulsdächer unverändert bleiben.

Weit anschaulicher als durch eine Rechnung werden diese Verhältnisse jedoch durch Oszillogramme (Bild 12) des Eingangsimpulses (Rechteck, Tastverhältnis 0,5, Folgefrequenz 1000 Hz) und der Ausgangsimpulse eines aktiven Tiefpasses mit der Grenzfrequenz $f_0 = 7500$ Hz für verschiedene Werte von ϱ_0 dargestellt. Wie schon die Betrachtungen über die Stabilität zeigten, ist das System für Werte von $\varrho_0 > 1$ überkritisch gedämpft (Bild 12b), der Wert $\varrho_0 = 1$ (Bild 12c) ergibt kritische Dämpfung. Für $\varrho_0 < 1$ (Bilder 12d-12g) erhält man immer steilere Impulsflanken und ein durch die Eigenschwingungen des Systems bedingtes Überschwingen über die Soll-Impulshöhe. Aus den Oszillogrammen läßt sich deutlich die Übereinstimmung mit den vorausberechneten Werten für die Frequenz und die Abkling-Zeitkonstante der Eigenschwingung erkennen. Die zu den einzelnen Oszillogrammen gehörenden Frequenzgänge des aktiven Filters können dem Bild 11 entnommen werden. Im Bild 13 ist die Amplitude \hat{u} des Überschwingens (in Prozent der Höhe des Eingangsimpulses) als Funktion von ϱ_0 dargestellt. Im Gegensatz zu passiven Filtern kann man hier durch Wahl von verschiedenen Zeitkonstanten der beiden RC-Glieder des Filters die Form des Ausgangsimpulses weitgehend beeinflussen.



a) Eingangsimpuls
 $f = 1000$ Hz



b) Ausgangsimpuls
 $\varrho_0 = 2,0$



c) $\varrho_0 = 1,0$



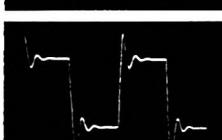
d) $\varrho_0 = 0,8$



e) $\varrho_0 = 0,6$



f) $\varrho_0 = 0,4$



g) $\varrho_0 = 0,2$

Bild 12. Impulsverhalten eines aktiven Tiefpaßfilters ($f_0 = 7,5$ kHz)

3.5.2. Aktiver Hochpaß

Die Schaltung des aktiven Hochpaßfilters (Bild 14) ist analog der des Tiefpasses. Bezuglich des Generatorwiderstandes R_G und der Trennverstärker gelten die im Abschnitt 3.5.1. vorausgesetzten idealisierten Annahmen. Auch die Berechnung der Übertragungsfunktion und des Dämpfungsverlaufes werden genauso durchgeführt wie beim Tiefpaß.

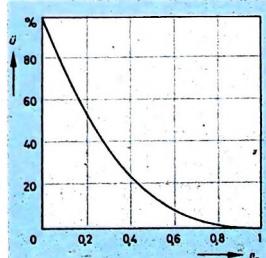


Bild 13. Überschwingen in Abhängigkeit vom Dämpfungs faktor ϱ_0

Bild 14. Aktiver Hochpaß

3.5.2.1. Übertragungsfunktion

Aus Bild 14 ergeben sich folgende Systemgleichungen:

$$u_3 = u_2 \frac{R_4}{R_4 + \frac{1}{p C_4}} \quad (r_o = 0, r_t = \infty) \quad (25)$$

$$u_1 = u_3 + \frac{1}{p C_3} \quad (26)$$

$$u_1 = u_1 \left(R_2 + \frac{1}{p C_2} \right) + u_2 \quad (R_o = 0, r_t = \infty) \quad (27)$$

Daraus läßt sich die Übertragungsfunktion

$$G_{HP}(p) = \frac{u_1(p)}{u_1(p)}$$

berechnen. Aus Gl. (27) ergibt sich

$$i_1 = \frac{u_1 - u_3}{R_3 + \frac{1}{p C_3}}.$$

Setzt man diesen Ausdruck in Gl.(26) ein, so wird

$$u_1 = u_3 + \frac{u_1 - u_3}{R_3 + \frac{1}{p C_3}} \frac{1}{p C_3},$$

$$u_2 = u_1 \frac{p R_3 C_3}{1 + p R_3 C_3} + u_3 \frac{1}{1 + p R_3 C_3}.$$

Damit erhält man aus Gl. (25)

$$u_3 = u_1 \frac{p R_3 C_3}{1 + p R_3 C_3} - \frac{p R_4 C_4}{1 + p R_4 C_4} + \frac{1}{1 + p R_3 C_3} \frac{p R_4 C_4}{1 + p R_4 C_4},$$

$$\frac{u_1}{u_1} = \frac{p^2 R_3 C_3 R_4 C_4}{1 + p R_3 C_3 + p^2 R_3 C_3 R_4 C_4} = G_{HP}(p).$$

Mit der Grenzfrequenz

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{R_3 C_3 R_4 C_4}} \quad (29)$$

und dem Dämpfungs faktor

$$\varrho_u = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3 C_3}{R_4 C_4}} \quad (30)$$

ergibt sich

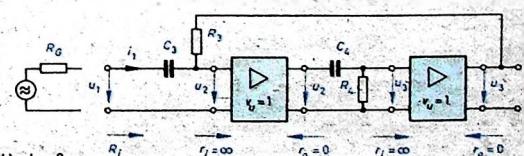
$$G_{HP}(p) = \frac{p^2}{p^2 + 2 p \omega_a \varrho_u + \omega_a^2} \quad (31)$$

und für gewöhnliche Frequenzen mit $p = j \omega$ und $\eta_u = \frac{\omega}{\omega_a}$ in normierter Schreibweise

$$G_{HP}(j \eta_u) = \frac{\eta_u^2}{\eta_u^2 - 2 j \eta_u \varrho_u - 1}. \quad (32)$$

Wie zu erwarten war, ist diese Funktion frequenzreziprok zu der Übertragungsfunktion Gl. (23) des Tiefpasses.

(Wird fortgesetzt)



NF-Verstärker mit Leistungsendstufe

Die konventionelle Amplitudenmodulation wird – unbeschadet der stetig steigenden Anwendung des SSB-Verfahrens – im Amateurfunk selbst noch in ferner Zukunft angewendet werden. Der Grund dafür liegt nicht allein in der schwierigen Technik, sondern es spielen da auch die leidigen finanziellen Mittel der meisten Amateure eine bedeutsame Rolle. SSB-Stationen erfordern Spezialbauteile, die wegen ihres hohen Preises nicht von jedem erstanden werden können. Dazu kommt noch, daß beim Bau solcher Stationen entsprechende Meßmittel zur Verfügung stehen müssen, eine Voraussetzung, die nicht von jedem Amateur erfüllt werden kann.

Nun, dieser Beitrag wendet sich an Funkamateure, die nach wie vor mit der Verbesserung ihrer konventionellen AM-Stationen beschäftigt sind und die eine Befriedigung darin finden, aus ihrem selbstgebauten AM-Sender ein Optimum an Leistung „herauszukitzeln“.

Für die weiteren Betrachtungen gelten folgende Voraussetzungen: Von der auszustrahlenden Sendung wird keine Rundfunkqualität verlangt. Man begnügt sich mit einem zu übertragenden NF-Band von 300 ... 3400 Hz. Eine Vorkehrung zur Kompression der Nachricht (zum Beispiel ein Sprach-Clipper mit nachgeschaltetem Tiefpass) sei bereits im Modulator vorhanden.

NF-Treiberstufe mit Gegenkopplung

Die Prinzipschaltung einer NF-Treiberstufe mit Gegenkopplung zeigt Bild 1. Für die Röhre 1 kommen beispielsweise die 6J6 oder eine Hälfte des Systems der 6SN7.

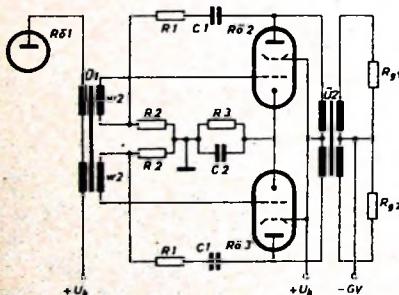
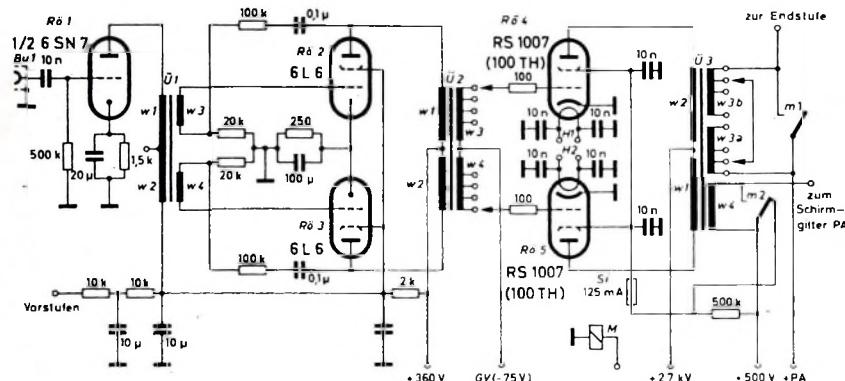


Bild 1. NF-Gegentakt-Treiberstufe mit Gegenkopplung

in Frage. In der Anodenleitung der Röhre 1 liegt ein Ausgangsübertrager \mathcal{U}_1 mit geteilter Sekundärwicklung, der gleichzeitig Eingangsübertrager der Treiberstufe ist. Die NF-Spannung gelangt auf die Gitter der Treiberröhren (R_6 1 beziehungsweise R_6 2, Verwendung können hier zum Beispiel zwei 6L6 finden), wird verstärkt und dem Ausgangsübertrager \mathcal{U}_2 zugeleitet. Die Serienenschaltungen C_1 , R_1 besorgen die Gegenkopplung eines Bruchteils der verstärkten NF-Spannung, wobei die Kondensatoren C_1 eigentlich nur die Aufgabe haben, die Anodenpotentiale von den Gittern der Röhre 1 und der Röhre 2 fernzuhalten. Die Bemessung der Höhe der gegengekoppelten Spannung geschieht durch die Spannungsteiler R_1 , R_2 .



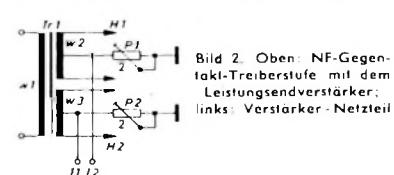
Die Blindwiderstände der Kondensatoren C_1 im Sprachfrequenzbereich sind gegenüber dem ohmschen Widerstand $R_1 + R_2$ sehr klein; sie gehen deshalb nur unwesentlich auf die Spannungsteilung ein. Der Widerstand $R_1 + R_2$ muß mindestens 10mal größer sein als der Arbeitswiderstand der beiden Röhren. Die Gegenkopplungsspannungen an den Widerständen R_2 werden den Gittern über die aufgeteilten Sekundärwicklungen des Übertragers \mathcal{U}_1 zugeführt. Die Ansteuerung der Treiberröhren erfolgt leistungslos. Die prozentuale Gegenkopplung ist

$$n = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 100\%.$$

Sie beeinflußt den an den Ausgangsklemmen erscheinenden Innenwiderstand R_i der Schaltung, und zwar wird dieser mit wachsendem n kleiner. Wird n zu groß gewählt, so ist es möglich, daß die über den Übertrager \mathcal{U}_1 eintretende Spannung der gegenphasig rückgekoppelten Spannung dermaßen geschwächt wird, daß die zum Aussteuern der Gegentaktstufe erforderliche Steuerspannung nicht mehr aufgebracht werden kann. Es ist in diesem Fall nicht ratsam, die Röhre 1 kräftiger auszusteuern, da sich dadurch der Klirrfaktor und die Verzerrungen erhöhen würden.

Die Röhren 2 und 3 arbeiten im A-B-1-Betrieb, ihre Vorspannungserzeugung erfolgt automatisch. Beim Einsatz der eingangs erwähnten 6L6 wird der wirksame Außenwiderstand $R_{au} = 9000$ Ohm. Findet für die Röhre 1 die 6J6 Verwendung, so soll der Übertrager \mathcal{U}_1 ein Übersetzungsverhältnis von 2:1 haben (ganze Primärwicklung auf die halbe Sekundärwicklung). Die Schaltung kann dann mit $n = 30\%$ betrieben werden, ohne daß die 6J6 übersteuert wird. Praktische Erfahrungen zeigen aber, daß eine Gegenkopplung von $n = 20\%$ vollauf genügt.

Die Verminderung des Innenwiderstandes R_i infolge der Anwendung der Gegenkopplung bewirkt eine größere Unabhängigkeit von der Generatorquelle. Diese Unabhängigkeit ist viel geringer, wenn keine Gegenkopplung verwendet wird. Geschieht die Aussteuerung der Treiberstufe nicht leistungslos, fließt also ein Gitterstrom, so sinkt der Gitter-Katoden-



Widerstand R_{hk} . Die Gegenkopplungsspannung liegt dann nicht mehr allein am Widerstand R_2 an, sondern an der Parallelschaltung $R_2 || w_2$, R_{hk} , R_3 . Der Gesamtwiderstand dieser Parallelschaltung ist natürlich kleiner als der Widerstand von R_2 allein, und die Gegenkopplungsspannung fällt deshalb entsprechend. Die Schaltung nach Bild 1 ist also nicht für A-B-2-Betrieb geeignet.

Treiber mit Leistungsverstärker

Bild 2 zeigt die ausgeführten Schaltungen des Treibers und des Leistungsendverstärkers. Die Stufen mit den Röhren 1, 2 und 3 wurden nach den genannten Gesichtspunkten ausgelegt. Der Übertrager \mathcal{U}_3 ist so gewickelt, daß Übersetzungsverhältnisse \bar{u} von 2:1, 2,24:1, 2,5:1 und 3:1 möglich sind (bezogen von der ganzen Primärwicklung auf die halbe Sekundärwicklung). Gelangen Leistungstrioden, beispielsweise die 811a oder die 100 TH, zum Einsatz, so soll das Übersetzungsverhältnis $\bar{u} = 2:1$ sein; finden dagegen Tetroden (zum Beispiel die RS 1007) Verwendung, so soll das Übersetzungsverhältnis \bar{u} zwischen 2,24:1 und 2,5:1 liegen. Beim Fehlen geeigneter Meßmittel liegt man mit der Wahl eines Übersetzungsverhältnisses von $\bar{u} = 2,24:1$ bei den genannten beiden Röhrentypen immer einigermaßen richtig.

Richtwerte für die Arbeitspunkte der Röhren können aus den Röhren-Datenblättern der Lieferfirma entnommen werden. Beim Einsatz zweier RS 1007 wurde folgender Arbeitspunkt gewählt: U_a gleich 2,7 kV, $U_{g1} = 500$ V, $U_{g2} = -75$ V. Es ergibt sich dann ein wirksamer Außenwiderstand $R_{au} \approx 20$ kOhm. In den Gitterzuleitungen liegen sogenannte UKW-Schutzwiderstände. Die HF-Abblockung der Schirmgitter erfolgt mittels hochwertiger Glimmerkondensatoren, die Heizung wird mit keramischen Rohrkondensatoren abgeblockt.

Zur Vermeidung einer Überschreitung der zulässigen Schirmgitter-Verlustleistung infolge zu starker NF-Aussteuerung und zum Schutz gegen Überschläge ist die Feinsicherung S_1 (125 mA) vorhanden. Den Heizstrom liefert der Netztransformator T_1 . An den Reglern P_1 und P_2 läßt sich der Heizstrom einstellen. Zwei RS 1007 ziehen einen Heizstrom von je 7,5 A. Die Herausführung der Testpunkte I_1 und I_2 kann bei einer etwaigen späteren Fehlersuche von Nutzen sein.

Ein kritisches Element bei der Modulation ist der Übertrager U_3 . Er wurde so ausgelegt, daß Übersetzungsverhältnisse U von 1,28 : 1, 1,45 : 1 und 1,76 : 1 abgreifbar sind. Soweit es die Amateurlizenz zuläßt, können dadurch Röhren wie die RS 1002, RS 1007, die QB3 300, die 813 oder ähnliche Typen verwendet werden. Die Wicklung w_4 des Übertragers U_3 dient zur Mit-Modulation des Schirmgitters der Senderendstufe. Bei Anoden-Schirmgitter-Modulation mit höheren Betriebsspannungen ist es unwirtschaftlich, die kleinere Schirmgitterspannung, wie sonst üblich, durch einen Vorwiderstand aus der modulierten Hochspannung auf den erforderlichen Wert herabzusetzen. Bei Telegrafie - der Verfasser ist der Meinung, daß in der letzten Zeit die Morsetaste zu kurz kommt - müssen die Wicklungen w_4 , w_{3a} und w_{3b} kurzgeschlossen werden. Dies übernimmt das Relais M . Sehr gut eignet sich hier das Antennenrelais des Senders „BC 610“.

Aufbau

Der Aufbau der beschriebenen Verstärkerstufen ist selbstverständlich von der Bauweise der vorhandenen Station abhängig. Das Chassis sollte nicht aus Alu-

minium, sondern besser aus verkupfertem 1,5-mm-Eisenblech sein. Für den NF-Eingang wird eine abgeschrägte Buchse vorgesehen. Um die anderen Bauelemente vor den Streuungen des Transformators T_1 zu schützen, erhält letzterer seinen Platz unterhalb des Chassis. Für die Verdrahtung der Endstufe kann die Silikon-Kautschuk-Litze SiAF 1 × 0,75 mm² (Siemens) Verwendung finden. Der Übertrager U_3 muß spannungsfest sein. Es ist deshalb vorteilhaft, seine Wicklungen zu tränken. Genügt dies nicht, so kann er in eine Ölwanne eingebaut werden. Die Wicklungsanschlüsse müssen dann über Hochspannungsisolatoren herausgeführt werden.

Tonfrequenzgenerator

Zur Erleichterung der Fehlersuche und zur schnelleren Einstellung der Betriebswerte ist es zweckmäßig, in den Modulator einen Tonfrequenzgenerator einzubauen. Im Bild 3 ist die Schaltung eines Tonfrequenzgenerators für die Testfrequenzen 400 Hz, 750 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz und 2000 Hz angegeben. Zur Vermeidung einer Klirrfaktor erhöhung infolge mechanischer Resonanz wurde für L_1 eine Spule ohne Eisenkern eingesetzt. Die den Kondensatoren parallel geschalteten Widerstände gewährleisten eine ungefähr gleiche Ausgangsspannung bei allen Frequenzen.

Bei der Einstellung des Tonfrequenzgenerators wird die Anodenspannung so weit herabgesetzt, bis auf dem Bildschirm eines an den Ausgangsklemmen angeschlossenen Oszilloskopen keine Verzerrung mehr zu erkennen ist. Der Klirrfaktor ist dann im allgemeinen kleiner als 5 %. Mit Hilfe des Potentiometers P_1 läßt sich die Ausgangs-

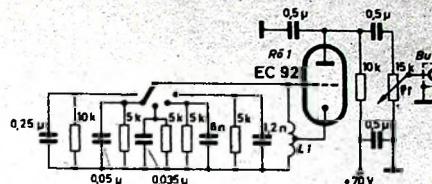
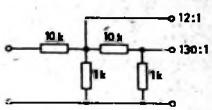


Bild 3. Festfrequenz-Generator für die Frequenzen 400 Hz, 750 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz und 2000 Hz

Bild 4. Dämpfungs-glied



spannung regeln; ein hinter den Tonfrequenzgenerator geschaltetes Dämpfungs-glied (Bild 4) gestattet eine zusätzliche Spannungsuntersetzung von 12 : 1 beziehungsweise 130 : 1.

Prüfung und Abgleich

Die für Prüfung und Abgleich erforderliche Zusammenschaltung zeigt Bild 5. Der NF-Generator 1 speist über das Dämpfungs-glied 2 den Modulationsverstärker 3.

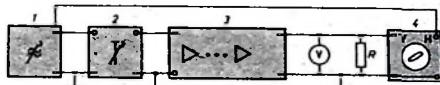


Bild 5. Meßschaltung mit NF-Generator 1, Dämpfungs-glied 2, Modulationsverstärker 3 und Oszilloskop 4

Der Widerstand R bildet den Eingangs-widerstand der folgenden Stufe nach. Die spannungsführende Ausgangsklemme des Modulationsverstärkers wird mit dem Eingang der Vertikal-Ablenkseinheit eines Oszilloskopen verbunden. Verbindet man nun außerdem die Ausgangsklemme des NF-Tongenerators mit dem Eingang der Horizontal-Ablenkseinheit des Oszilloskopen, so lassen sich aus den auf dem Bildschirm erscheinenden Figuren Schlüsse über Verzerrungen und Phasendrehungen ziehen. Jede Spannung für sich bewirkt eine strichförmige Ablenkung des Elektronenstrahls. Bedingt durch die Dämpfung des Meßobjekts, ist die Vertikala blenkung geringer als die Horizontalablenkung (bei gleicher Verstärkung). Durch Erhöhung der Verstärkung der vertikalen Ablenkspannung lassen sich die beiden geschriebenen Striche auf dieselbe Länge bringen. Sind keine Verzerrungen oder Phasendrehungen vorhanden, so addieren sich die beiden Striche vektoriell zu einer unter 45° geneigten Geraden. Besteht eine geringe Phasenverschiebung, so wird eine schrägstehende schmale Ellipse sichtbar. Bei einer größeren Phasendrehung nähert sich die Ellipse der Form eines Kreises; bei einer Phasenverschiebung von 90° geht sie schließlich in einen Kreis über. Sind die Verzerrungen im Modulator eine Folge geradzahliger Oberwellen der Testfrequenz, so erscheint eine an einem Ende leicht gekrümmte Ellipse. Im Falle ungeradzahliger Oberwellen ergibt sich eine an beiden Enden leicht gekrümmte Ellipse. Werden bei der Messung Verzerrungen oder Phasenverschiebungen festgestellt, so läßt sich der Fehler durch wiederholte Anwendung des Meßverfahrens auf die einzelnen Stufen einkreisen. Die Fehler können meistens mit Hilfe einer neuen Wahl des Arbeitspunktes der Röhren, und zwar unter Berücksichtigung des minimalen Klirrfaktors, beseitigt werden.

Wickeldaten der Spulen und Übertrager

	Wicklung	Wdg. [Anzahl]	Draht-Ø [mm]	Kern, Wickelkörper
L_1		8000 (3000 + 3000)	0,2 CuL	HP IV-Rohr, Außen-Ø 18 mm, Länge 50 mm, Wickellänge 45 mm
Tr_1	w_1	520 (494 + 13 + 13)	0,65 CuL	Kern M 102b, Dynamoblech III, Blechdicke 0,5 mm, etwa 103 Bleche in wechselseitiger Schichtung, Unterlage 4 × 0,05 Hostaphan, Lagensolation jede sechste Lage 1 × 0,05 Hostaphan, Wicklungsleitung 6 × 0,05 Hostaphan (zwischen w_1 und w_2 beziehungsweise w_2 und w_3), Abdeckung 4 × 0,05 Hostaphan
	w_2	12 (6 + 6)	2,2 CuL	
	w_3	12 (6 + 6)	2,2 CuL	
U_1	w_1	3000	0,11 CuL	Kern M 42, Dynamoblech IV, einseitig geschichtet, Luftspalt 0,5 mm, 2 Wickelkammern, w_3 über w_1 in Kammer 1, w_4 über w_2 in Kammer 2, Unterlage 2 × 0,1 Triafol, Wicklungsleitung 2 × 0,1, Triafol (zwischen w_1 und w_2 beziehungsweise w_2 und w_4), Abdeckung 2 × 0,1 Triafol
	w_2	3000	0,11 CuL	
	w_3	3000	0,08 CuL	
	w_4	3000	0,08 CuL	
U_2	w_1	1650	0,22 CuL	Kern M 85, Dynamoblech IV, einseitig geschichtet, Luftspalt 0,5 mm, 2 Wickelkammern, w_3 über w_1 in Kammer 1, w_4 über w_2 in Kammer 2, Unterlage 3 × 0,1 Triafol, Wicklungsleitung 3 × 0,15 oder 4 × 0,1, Triafol (zwischen w_1 und w_3 beziehungsweise w_2 und w_4), gleichmäßig wickeln, da wenig Wickelraum
	w_2	1650	0,22 CuL	
	w_3	1650 (1100 + 200 + 180 + 170)	0,15 CuL	
	w_4	1650 (1100 + 200 + 180 + 170)	0,15 CuL	
U_3	w_1	1100	0,5 CuLL	Kern EI 170a, Dynamoblech III, Blechdicke 0,5 mm, einseitige Schichtung, Luftspalt 2 mm, 1 Wickelkammer, Reihenfolge der Wicklungen: w_1 , w_3a , w_4 , w_3b , w_2 , Unterlage 5 × 0,1 Hostaphan, Wicklungsleitung mit perforiertem, gefedertem Hostaphan: w_1 gegen w_3a 10 × 0,1, w_3a gegen w_4 10 × 0,1, w_4 gegen w_3b 15 × 0,1, w_3b gegen w_2 25 × 0,1, Abdeckung 10 × 0,1, nicht bis an die Flanschenlöcher heranwickeln, mindestens 10 mm einwickeln, Wicklungen gut abbinden, Drahtenden verstärken (SiAF 1 × 0,75 mm ²), Spannungsfestigkeit 8 kV (w_1 , w_2 , w_3a , w_3b gegen Kern, Sprühen darf nicht auftreten)
	w_2	1100	0,5 CuLL	
	w_3a	800 (625 + 135 + 100)	0,6 CuLL'	
	w_3b	800 (625 + 135 + 100)	0,5 CuLL'	
	w_4	1350	0,2 CuLL	



U. PRESTIN, Nordmende, Bremen

Kundendienst an Tonbandgeräten

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 1, S. 28

3. Die Fehlerdiagnose bei wirklichen Funktionsfehlern

Hat die erste Wartungskontrolle ergeben, daß die im Tonbandgerät aufgetretene Störung nicht mit den im Absatz 2.3. dieser Folge angeratenen „Soforthilfen“ zu beseitigen ist, dann muß der Fehler mit den üblichen aus der Rundfunk- und Fernsehgerätepraxis bekannten Methoden lokalisiert werden.

Selbstverständlich geht man im Normalfall von der Beanstandung des Gerätbesitzers aus und versucht zunächst, den Fehler mit dem vom Kunden selbst aufgenommenen Band zu rekonstruieren. Aber dies muß nicht unbedingt weiterhelfen. Mit einem blockierten Wickelteller nutzt ein probeweises Abspielen einer vorhandenen Aufzeichnung ebenso wenig wie beim wiederholten Durchschlagen der Netzabsicherung. Insofern lassen sich keine festen Regeln für die Fehlersuche aufstellen. Offensichtliche Fehler wie in diesen beiden Beispielen bereiten dem Reparaturtechniker in der Praxis jedoch die geringsten Schwierigkeiten. In der Mehrzahl der Fälle ist das Bandgerät bedingt funktionsfähig, so daß meist diese Arbeitsfolge vorteilhaft ist: 1. Prüfen der Laufwerkseigenschaften, 2. Prüfen von Wiedergabe und Aufnahme.

Der Ausdruck „Prüfen“ an Stelle von „Messen“ soll besagen, daß das Lokalisieren des Fehlers nicht gleich mit einem großen Meßgerätepark erfolgen muß. Selbstverständlich kann man darüber streiten, ob nicht nach der groben Überprüfung (auf die im ersten Absatz beschriebenen Standardfehler hin) gleich exakt gemessen werden sollte. Wer jedoch einmal eine in der Regel sehr ausführlich gehaltene Kundendienstanleitung sorgfältig von Anfang bis Ende durchgelesen hat, wird bestätigen, daß die dort beschriebenen mechanischen und elektrischen Einzelmessungen zu viel Zeit in Anspruch nehmen, als daß man sie sämtlich bei der Fehlerortung in jedem zur Reparatur angelieferten Gerät ausführen könnte. Selbst ein geübter Reparaturtechniker wäre mit den Meßarbeiten im Durchschnitt etwa zwei Stunden beschäftigt. Es ist rationeller, den Fehler mit einfachen und zeitsparenden Prüfmaßnahmen einzukreisen und die genaue Ursache dann anschließend durch genaue Messungen, die in den Abschnitten 4. und 5. beschrieben werden sollen, zu ermitteln.

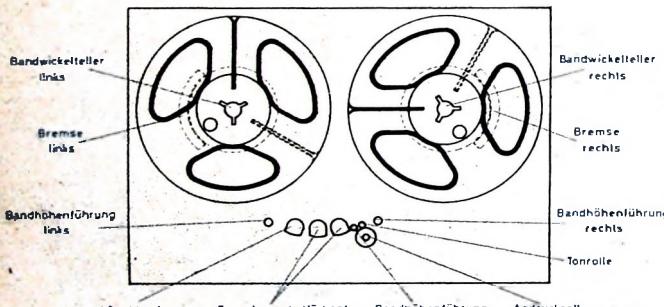


Bild 18. Aufriss eines Tonbandgeräts mit den für die Bandführung wichtigsten Teilen

3.1. Prüfen der Laufwerkseigenschaften

Zum Prüfen der Laufwerkmechanik benutzt man am besten ein älteres Band hoher Zerreißfestigkeit, um nicht neue Bänder oder wertvolle Aufzeichnungen, wie etwa die später noch eingehend behandelten DIN-Bezugsbänder, den zunächst unbekannten Belastungen auszusetzen. Das für den mechanischen Test gewählte Band darf nicht etwa stark deformiert sein, damit sich nicht noch zusätzliche Fehler einschleichen. Die gewünschte hohe Zerreißfestigkeit weisen die aus vorgerecktem Polyesterträger (PE-Band) hergestellten Langspielbänder auf. Zu empfehlen ist als mechanisches Testband eine volle Bandspule des maximal vom Gerät aufnehmbaren Spulendurchmessers, mit der die folgenden in

Stichworten angegebenen Versuche durchzuführen sind (Bezeichnungen wie im Bild 18).

3.1.1. Prüfen des normalen Vorlaufs (Schaltstellung „Wiedergabe“)

Zunächst einige Meter vorspulen lassen, dabei Bandzug links und rechts der Tonwelle durch Eindrücken mit dem Finger oder mit einem Hilfsstab nach Gefühl grob testen. Das Band muß sich ohne Schwierigkeiten eindrücken lassen. Anfängern mit noch nicht gut ausgeprägtem Fingerspitzengefühl sei der Vergleich mit einem anderen, gut funktionsfähigem Gerät empfohlen. Nach dem Wegnehmen des Fingers muß das Band zügig, aber ohne Geräusch in die Normallage zurückfedern.

3.1.2. Prüfen des Schnellstops

Nach Betätigung des Schnellstops muß das Band sofort ohne Schlaufenbildung zum Stillstand kommen. Abheben der Andruckrolle kontrollieren. Bewegt sich das Band nach dem Abheben der Andruckrolle weiter in Richtung Aufspulteller, dann ist das Vorlauf-Drehmoment zu hoch. Umgekehrt kann bei Geräten mit getrenntem Wickelmotor auch langsamer Rücklauf einsetzen (vor allem bei kleinem Wickeldurchmesser); in diesem Fall ist das Gegendrehmoment des linken Bandtellermotors zu groß. Bildet sich eine Schlaufe beim Nachschieben der linken Spule, so ist die linke Bremse defekt.

Anschließend erneut auf „Wiedergabe“ umschalten. Das Band muß kurzfristig wieder die normale Bandgeschwindigkeit erreichen. Die Anlaufzeit darf bei guten Geräten 2,5 s, bei älteren Typen 3...4 s nicht überschreiten. Vor dem rechten Wickelteller darf sich nach anfänglich geringfügigem Schlenken keine Schlaufe bilden, sonst ist das rechte Wickel-Drehmoment zu niedrig.

Nach diesem Test Bandwickel links und rechts vertauschen, so daß jetzt der kleine Wickeldurchmesser links und der große rechts liegt. Erneut „Wiedergabe“ einschalten und Bandzugkontrolle sowie Schnellstop-Prüfung wiederholen. Der Bandzug darf sich nicht verändert haben, sonst liegt ein Fehler der linken oder der rechten Kupplung vor.

3.1.3. Prüfen der Umspuleigenschaften

Abschließend sind die Umspuleigenschaften des Geräts zu prüfen. Zweckmäßigerweise spult man das Band zweimal bis dreimal im Schnellvor- und Schnellrücklauf um. Es ist auf Flattererscheinungen zu achten, die oft Kennzeichen einer gestauten Bandkante an einer Führungsrille oder an einem Führungsstift sind.

Danach Umspulbetrieb kurzzeitig vor Erreichen des vollen Bandwickels unterbrechen. Bei plötzlichem „Halt“ darf die volle Spule nicht „nachschieben“. Außerdem muß der kleine wie auch der große Bandwickel beim erneuten Einschalten des Schnellvor- oder Schnellrücklaufs stets wieder anlaufen.

3.1.4. Prüfen der absoluten Bandgeschwindigkeit

Das mechanische Testband sollte auch einen Abschnitt zum Bestimmen der absoluten Bandgeschwindigkeit enthalten. Zu empfohlen ist ein mit weißem Vorspannband markierter Abschnitt von genau 5,718 m Länge und ein weiterer von genau 11,43 m Länge. Der erste Abschnitt benötigt 1 Minute bei 9,5 cm/s, der zweite 1 Minute bei 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit, so daß eine Kontrolle leicht möglich ist. Nach DIN 45 511 (Entwurf November 1960) sind Abweichungen von 2% bei beiden Geschwindigkeiten zulässig, das heißt, die gestoppte Zeit für den Meßabschnitt darf zwischen 58,8 s und 61,2 s schwanken.

Die Abschnitte lassen sich auch für die noch niedrigeren Bandgeschwindigkeiten 4,75 und 2,4 cm/s verwenden, nur muß die Meßzeit dann 2 beziehungsweise 4 s betragen, da die Sollwerte der genormten Bandgeschwindigkeiten im ganzzahligen Verhältnis zueinander stehen. In der Praxis kommen bis auf wenige Ausnahmen nur Fälle zu geringer Bandgeschwindigkeit vor, die durch zu starkes Bremsmoment des linken Wickeltellers oder durch Schlupf an der Tonwelle verursacht sein können.

3.2. Prüfen von Wiedergabe und Aufnahme

Das Überprüfen der sonstigen mechanischen und elektrischen Eigenschaften geschieht am besten mit einem weiteren Testband, das ausgesuchte Musikaufnahmen enthält. Besonders geeignet sind Klavier-, Akkordeon- und auch Violin-Solo-Aufzeichnungen, die abwechselnd mit vollen Orchesteraufnahmen – wobei großer Wert auf Dynamik und auf in den hohen Frequenzanteilen anspruchsvolle Musikstücke (Schlagzeug) zu legen ist – enthalten sein sollen.

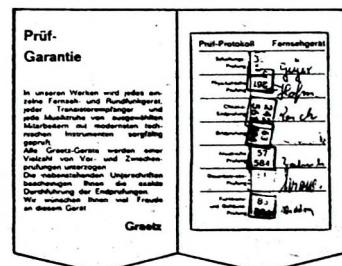
Vor allem Klavieraufnahmen haben sich sehr bewährt, da sie auf Anhieb Gleichlauffehler erkennen lassen. Die Ursachen der als Jaulen, Wimmern oder „Rauhigkeit“ hörbaren Gleichlauf-

Der Erfolg unserer neuen Prüf-Methodik

Nur Qualität verkauft sich auf die Dauer. Ansprüche wachsen. Man ist kritischer geworden. Deshalb stellt Graetz alle Überlegungen und Maßnahmen kompromißlos unter die Formel: Qualität. So entwickelte sich in unseren Werken eine neue Prüf-Methodik: Bis zu 100 verschiedene Prüfungen werden bei jedem unserer Geräte durchgeführt! Wir haben uns auf diese Prüfungen sorgfältig vorbereitet und die dafür entscheidenden Probleme gelöst.

- Gewissenhafte Auslese der Prüfenden nach strengstem Maßstab.
- Intensive fachliche Schulung, auch über den eigentlichen Prüfbereich hinaus.
- Weitgehende Ausschaltung menschlicher Schwächen durch Vervollkommnung der Prüfgeräte.

- Erhöhung der Zahl der Zwischen- und Endprüfungen. Um diese neue Prüf-Methodik vorzubereiten und durchzuführen, waren erhebliche Investitionen notwendig. Wir leisteten sie gern, denn wir sind der Meinung, daß gerade an der Qualität nicht gespart werden darf. Woran erkennen Sie nun Geräte, die diesen scharfen Prüfungen unterworfen waren? Alle neuen Graetz-Geräte tragen künftig als sichtbares Qualitäts-Kennzeichen die Prüf-Garantie-Karte. Unterschriften bescheinigen die exakte Durchführung der Endprüfungen. Damit haben Sie die Gewähr, Erzeugnisse zu verkaufen, die mit äußerster Sorgfalt gefertigt wurden.



Graetz
Vertriebsgesellschaft mbH



Begriff des Vertrauens

fehler können oft sofort ermittelt werden. Aus diesem Grunde empfiehlt es sich, der Gleichlaufprüfung etwas mehr Zeit zu widmen. Die vier hauptsächlich auftretenden Fehlerquellen sind: a) Radialschlag der Tonwelle¹⁾ oder einer mithreibenden Bandführung, b) Längsschwingungen des Tonbands, c) ungenügendes und unregelmäßiges Bremsmoment des Abwickelmotors oder d) Übertragung mechanischer Vibrationen auf die Tonwelle.

Die Ursachen für b) und c) sind stark vom Bandzug abhängig, so daß dessen genaue Messung ratsam ist. Ein probeweises zusätzliches Bremsen des Bands, zum Beispiel durch Andrücken mit einem Filzstück an eine Bandführung, hilft häufig weiter bei der Suche nach der Ursache. Sehr schwierig ist die Beurteilung des Radialschlags der Tonwelle, weil das Augenmaß bei Fehlern in der Größenordnung von $10^{-3} \dots 3 \cdot 10^{-3}$ mm selbstverständlich versagt. Sofern eine mitlaufende Bandführung verdächtigt wird, kann man die Probe schnell durch kurzfristiges Anhalten der Führungsräder machen. Der dabei auftretende höhere Bandzug verursacht in der Regel keine Beschädigung des Tonträgers.

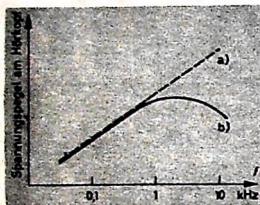


Bild 19. Charakteristische Frequenzkurve eines Hörkopfs:
a) Spannungsverlauf nach dem Induktionsgesetz, b) Spannungsverlauf unter Berücksichtigung der Fe-Cu-Verluste und der endlichen Breite des Spaltes

Bleibt offensichtlich nur die Tonwelle als Fehlerquelle übrig, sollte man überlegen, ob nicht ein probeweiser Austausch der Tonwelle (bei direktem Antrieb Austausch des Tondruckers, bei indirektem Antrieb Austausch der fast immer mit der Tonwelle starr verbundenen Schwungmasse) die günstigste Lösung ist. Sofern eine Ersatz-Tonwelle zur Verfügung steht, läßt sich durch einen probeweisen Einbau viel Zeit sparen, denn bei deutlich hörbaren Tonhöhenschwankungen ist sie beziehungsweise ihr Lager in neun von zehn Fällen die Fehlerursache. Der letzte der zehn Fälle hat es allerdings „in sich“, denn eine genaue Messung kann den Techniker in der Service-Werkstatt nicht durchführen. Der Anschaffungspreis des dazu erforderlichen Gleichlauf-Meßgeräts liegt für den reinen Reparaturbetrieb zu hoch. Im später folgenden Abschnitt 5.2. sollen jedoch Hinweise für eine überschlägliche Bestimmung des Gleichlauffehlers mit einfachen Mitteln aufgezeigt werden.

Mitunter bereitet es Schwierigkeiten, mechanische und elektrische Fehlerquellen voneinander zu unterscheiden, wie zum Beispiel bei „rauber“ Tonwiedergabe, die sowohl von Tonhöhenschwankungen im Bereich der Schwankungsfrequenz über 40 Hz als auch von elektrischen Fehlern (falsche Vormagnetisierung oder zu hoher Klirrfaktor infolge Übersteuerung) verursacht sein kann. Auch dem geübten Techniker gelingt das Unterscheiden nach der Abhörprüfung nicht immer; im Zweifelsfall ist es daher besser, anschließend die ja leicht zu beherrschenden elektrischen Eigenschaften genau nachzumessen.

Überhaupt muß man der jetzt folgenden Abhörkontrolle im Vergleich zu den sonstigen Prüfungen relativ geringen Wert beimessen und sie nur als grobe Orientierungshilfe betrachten. Durch Geräusche in der Umgebung, unterschiedliche akustische Abstrahlbedingungen der Endverstärker-Lautsprecher und dergleichen ist eine Beurteilung der linearen und nichtlinearen Verzerrungen sowie der Dynamik sehr erschwert, und das Ergebnis der Prüfung fällt entsprechend oberflächlich aus. Man beherrscht – wie im Abschnitt 4. beschrieben – die wichtigen elektrischen Eigenschaften mit den DIN-Bezugsbändern und anderen Meßbändern bei relativ geringem Geräte- und Zeitaufwand so gut, daß auf die Abhörkontrolle schon deswegen nur wenig Wert gelegt werden muß.

Auch die Überprüfung der Aufnahmeeigenschaften kann man auf das Nötigste beschränken; es genügt zunächst, zu untersuchen, ob die Aussteuerungsanzeige arbeitet, ob sich die Umschalter mechanisch einwandfrei betätigen lassen und ob das Gerät die alte Aufzeichnung löscht.

Als Ergebnis der in den Abschnitten 3.1. „Prüfen der Laufwerk-eigenschaften“ und 3.2. „Prüfen von Aufnahme und Wiedergabe“

¹⁾ Nach den im DIN-Blatt 45 510 festgelegten Begriffserläuterungen müßte hier der Ausdruck Tonrolle (wie auch im Bild 18) an Stelle der Bezeichnung Tonwelle benutzt werden. Zum besseren Unterscheiden von der „Andruckrolle“ wird jedoch hier und auch im weiteren Teil des Aufsatzes der Ausdruck Tonwelle bevorzugt.

durchgeföhrten Kontrollen muß der Techniker jetzt – sinnbildlich gesprochen – einen „Meßplan“ vor Augen haben, nach dem er die zweifelhaften und die mit Sicherheit als fehlerhaft arbeitend erkannten Funktionen nunmehr genau nachmessen kann.

4. Elektrische Messungen

4.1. Wiedergabepegel und Wiedergabefrequenzgang

4.1.1. Grundlagen

Die als Magnetflußmodulation im Tonband gespeicherte Schallinformation wird mit dem Hörkopf abgetastet und im Wiedergabeentzerrer verstärkt und entzerrt. Die Entzerrung ist erforderlich, weil das Umwandeln der Magnetflußmodulation in Strombeziehungsweise Spannungsschwankungen den physikalischen Gesetzen entsprechend beim herkömmlichen Abtastprinzip mit dem Spalt eines Magnetkopfs nicht frequenzlinear erfolgen kann. Die linearen Verzerrungen entstehen hauptsächlich durch a) den sogenannten Omega-Gang (induzierte Spannung steigt mit der Frequenz nach dem Induktionsgesetz), b) die Eisen- und Kupferverluste des Hörkopfs, die sich bei höheren Frequenzen stärker auswirken und durch c) die „Spaltfunktion“, da der Spalt nicht unendlich klein gegenüber der höchsten aufgezeichneten Frequenz sein kann.

Der resultierende Frequenzgang eines Hörkopfs geht aus dem Bild 19 hervor. Unter der Voraussetzung einer frequenzlinearen Bandmodulation müßte der Frequenzgang des Wiedergabeentzerrers spiegelbildlich zu dem des Hörkopfs (Bild 19) verlaufen. Tatsächlich wählt man jedoch eine etwas abweichende Frequenzgangkorrektur, da die aufnahme- und wiedergabeseitigen Fehler summarisch betrachtet werden müssen und sich im Hinblick auf andere wichtige Eigenschaften (zum Beispiel Dynamik) eine optimale Summenentzerrung ergibt. Aus diesem Grund sind in den Normen des DIN Richtlinien für sogenannte DIN-Bezugsbänder im DIN-Blatt 45 513 aufgestellt worden, die eine einheitliche Wiedergabeentzerrung und damit eine Austauschbarkeit der Aufzeichnungen von Gerät zu Gerät ermöglichen. DIN-Bezugsbänder sind für die genormten Bandgeschwindigkeiten der Klassen 76, 38, 19 und 9,5 erhältlich. Für die Geschwindigkeit 4,75 cm/s ist neuerdings eine Vornorm (Stand Juni 1962) erstellt worden.

(Wird fortgesetzt)

Für Werkstatt und Labor

Kontaktbelegungen genormter Phono-Steckverbindungen

Wie aus den Skizzen 1 bis 8 der untenstehenden Tabelle ersichtlich, wurden bisher die Buchsenanschlüsse für Tonbandgeräte und Plattenspieler verschieden beschaltet. In Verstärkern oder Rundfunkempfängern waren deshalb zwei getrennte Anschlußbuchsen erforderlich. In Zukunft sollen jedoch die Plattenspielerstecker nach den Skizzen 9 oder 10 und die Anschlußbuchse monophoner Verstärker nach Skizze 13 beschaltet werden; man kommt dann mit einer gemeinsamen Buchse für den Phono- und den Magnetonanschluß aus. Mono-Verstärker mit Anschluß nur für Plattenspieler erhalten eine Belegung nach Skizze 11.

Stereo-Verstärker sollen jedoch für eine Übergangszeit noch eine besondere Phonobuchse mit Beschaltung nach Skizze 12 erhalten, um auch den Anschluß von Plattenspielern mit alter Steckbelegung zu ermöglichen.

(nach Hirschmann-Unterlagen)

	Plattenspieler		Tonbandgerät	
	monophon	stereophon	monophon	stereophon
Stecker	1 Null 2 1 3	2 Null 1 3 links	3 Null 1 3 Aufnahme Wiedergabe	4 Null redts redts links 1 2 3 links Aufnahme Wiedergabe
Buchsen	5 Null 2 1 3	6 Null redts 1 3 links	7 Null blind 2 1 3 Aufnahme Wiedergabe	8 Null redts links 1 3 links Aufnahme Wiedergabe
Stecker	9 Null 2 1 3 blind	10 Null redts 1 3 links	wie 3 2 1 3 wie 4	wie 8 2 1 3 wie 4
Buchsen	11 Null 2 1 3 blind	12 Null redts 1 3 links	13 Null blind 2 1 3 Aufnahme Wiedergabe	wie 8 2 1 3 wie 4

Für den Tonbandamateur

Umbau eines Tonbandgerätes auf Vollspurbetrieb

In Ausnahmefällen möchten manche Tonbandfreunde mit Vollspur arbeiten. Vollspur-Tonbandgeräte sind aber – abgesehen von sehr teuren Studiomaschinen des Rundfunks – nicht auf dem Markt. Es sei daher auf eine Möglichkeit verwiesen, ein hochwertiges Halbspur-Schulotonbandgerät (Grundig „TK 41“) in ein Vollspurgerät umzändern. Hierzu werden lediglich die Halbspurköpfe gegen entsprechende Grundig-Vollspurköpfe ausgetauscht. Bild 1 zeigt die Kopfanordnung des „TK 41“.

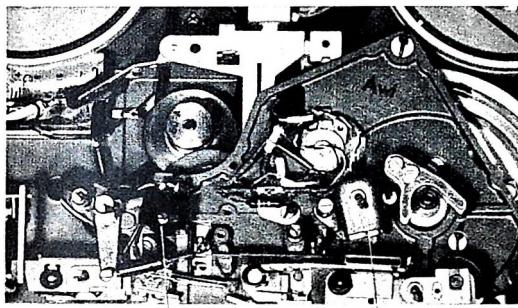


Bild 1. Anordnung des Aufnahme- und Wiedergabekopfes b sowie des Löschkopfes a im Gerät „TK 41“

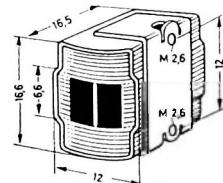


Bild 2: Maßskizze des Grundig-Vollspur-Ferrit-Löschkopfes „7489-020“ mit kleinem Halbewinkel ►

An Stelle des Halbspurkopfes „7489-38“ tritt der Vollspurkopf „7489-036“, der äußerlich gleiche Abmessungen hat, also genau in die Mu-Metall-Abschirmhaube paßt. Die Daten dieses Vollspurkopfes sind: Spurhöhe 6,3 mm, Spaltbreite 4 µm, Induktivität 260 mH, Gleichstromwiderstand 120 Ohm, günstigste Vormagnetisierungs-Hochfrequenz 75 kHz, Litzenfarbe grau/weiß.

Als Löschkopf verwendet man bei dieser Umstellung den Vollspur-Ferrit-Löschkopf „7489-020“ von Grundig mit folgenden Daten: Spurhöhe 6,6 mm, Spaltbreite 0,2 mm, günstigste Hochfrequenz 75 kHz, Löschstrom 40 mA (bei 75 kHz), Löschdämpfung 70 dB bei 1 kHz und 40 mA HF, maximale Löschdämpfung 76 dB.

Dieser Kopf muß wegen seiner gegenüber dem vorhandenen Halbspur-Ferrit-Löschkopf anderen äußeren Abmessungen (Bild 2) mit einem kleinen Metallwinkel befestigt werden.

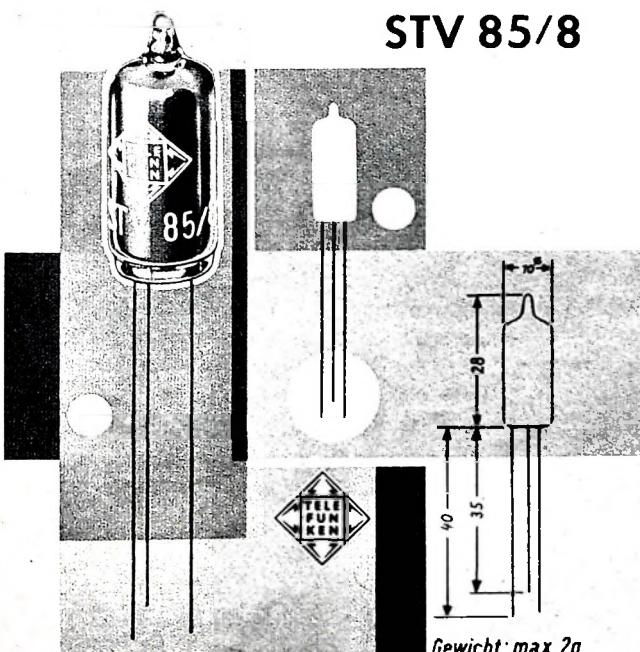
An Stelle der Grundig-Vollspurköpfe lassen sich prinzipiell auch Köpfe anderer Fabrikats verwenden, zum Beispiel von Bogen. Es eignet sich besonders der Bogen-Vollspur-Kombikopf „UK 102“. Seine Daten sind: Spurhöhe 6,3 mm, Spaltbreite 3 µm, Induktivität 550 mH, Gleichstromwiderstand 130 Ohm, NF-Strom für Bezugspegel 160 mM Bandfluß 60 µA, Wiedergabepiegel bei 160 Hz und 160 mM Bandfluß 1,60 mV, maximaler Wiedergabepiegel bei 2 kHz 17 mV, Löschfarbe gelb/weiß.

Bei Verwendung des Bogen-Kopfes muß natürlich die Kopfhalterung am Gerät geändert werden.

Es sei noch erwähnt, daß der HF-Generator des „TK 41“ mit der genannten Frequenz von 75 kHz arbeitet. Der Vormagnetisierungsstrom muß nach dem Umbau erneut sorgfältig eingestellt werden (Lösch- und Vormagnetisierungstrom lassen sich beim „TK 41“ getrennt einstellen). Man wählt als Arbeitspunkt den maximalen Wiedergabepiegel bei der Bandgeschwindigkeit 19 cm/s. Somit wird eine hohe Dynamik und Verzerrungsfreiheit erreicht; alleramt ergibt sich bei 4,75 cm/s ein verringelter Frequenzumfang.

Die Gleichlaufeigenschaften des „TK 41“ entsprechen voll und ganz den Anforderungen für Studiogeräte nach DIN 45 511. Ein weiteres Merkmal dieses großen Gerätes ist die Gegentakt-Endstufe mit 7 W Ausgangsleistung. -n-

STV 85/8



STV 85/8, eine Spannungsstabilisatorröhre in Subminiaturausführung.

Besondere Kennzeichen:

Reinmetallkathode,
Elektrodenanschlüsse zum Einlöten,
hohe Lebensdauer,
hohe Stoß- und Schüttelfestigkeit,
kleinste Einbaugröße,
Sprungstellenfrei,
kleiner Temperaturkoeffizient,
beliebige Parallelkapazität,
durch Hilfselektrode keine Zündspitze.

TELEFUNKEN

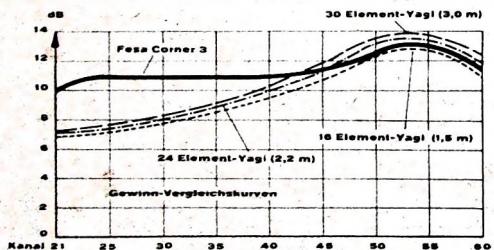
Ein beträchtlicher Fortschritt



Fesa Corner 3

Die neuartige Hirschmann Breitband-Hochleistungsantenne für den ganzen Fernsehbereich IV/V (470 - 790 MHz)

Durch besondere Dipolanordnung vor einem Winkelreflektor erreicht die Antenne über den ganzen Bereich IV/V eine gute Anpassung, einen fast gleichmäßig hohen Gewinn und ein sehr gutes Vor-Rück-Verhältnis. Besonders in den unteren Kanälen bringt die Fesa Corner 3 einen wesentlich günstigeren Gewinn als ein entsprechender Yagi. Das zeigen deutlich die abgebildeten Vergleichskurven. Anschluß: wahlweise an 240- oder 60-Ohm-Kabel in Kabelanschlußdose mit Schnellspannklemme. Schwenkbare Halterung für Mast-Ø bis 54 mm. Die Antenne ist vollständig vormontiert, daher schnelle und einfache Montage. Günstige Verpackungsmaße. DM 88.- (unverb. Empfehlung)



Hirschmann

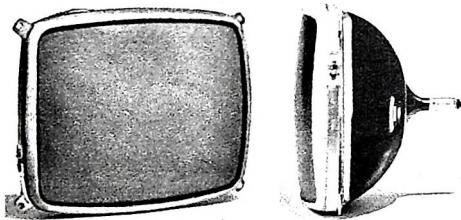
Richard Hirschmann Radiotechnisches Werk Esslingen/N.

Neue Fernseh-Bildröhren

AW 59-91 und A 59-11 W — zwei neue Fernseh-Bildröhren von Valvo

Für die neuen Fernsehempfänger des Jahres 1963 stellt die Valvo GmbH zwei neue Bildröhrentypen zur Verfügung, die mit einem verkürzten Einzellinsensystem ausgerüstet sind und in ihren elektrischen Daten übereinstimmen. Diese neuen Bildröhren sind in ihrem Halslänge um 20 mm kürzer als die Ausführung AW 59-90. Die unmittelbare Nachfolgerin der AW 59-90 ist die neue Bildröhre AW 59-91, die in der bisher üblichen Weise mit einer Schutzscheibe im Gerät montiert wird. Ihre maximale Länge (Bildschirm bis zu Sockelstiften) ist 358 mm ± 8 mm, die Kolbenlänge bis zur sogenannten Bezugslinie 248 mm ± 5 mm.

Dem allgemeinen Wunsch zur Verringerung der Gehäusetiefe kommt als neuer Typ die Röhre A 59-11 W noch weiter entgegen. Diese Bildröhre wird ohne Schutzscheibe verwendet. Damit sind neue Möglichkeiten für die Konstruktion flacher Gehäuse gegeben. Ferner fallen störende Zwischenreflexionen fort, und in Verbindung mit der neutral grauen Einfärbung des Schirmglases ergibt sich eine Verbesserung des Kontrastes. Außerdem kann sich kein Staub mehr zwischen Schutzscheibe und Frontglas absetzen. Der Verzicht auf die Schutzscheibe konnte deshalb erfolgen, weil die unter Zugspannung stehenden Zonen des Kolbens mit einer durch Glasfaser verstärkten Polyesterbeschicht (P-Belag) bedeckt wurden. Die Zuverlässigkeit dieser Anordnung hat sich in zahlreichen Untersuchungen bestätigt. Montagewinkel an den Schirmecken ermöglichen einfache Gehäusekonstruktionen sowie schnellen Einbau und Austausch der Bildröhre. Die maxi-



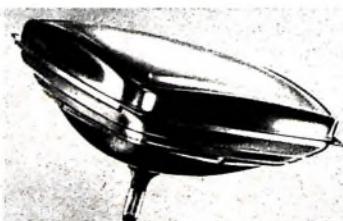
male Länge der A 59-11 W ist 359 mm ± 8 mm, die Kolbenlänge bis zur sogenannten Bezugslinie 249 mm ± 5 mm.

Einige weitere Daten der AW 59-91 und A 59-11 W: Schirmdiagonale ≈ 59 cm, elektrostatische Fokussierung, diagonaler Ablenkinkel 110°, Absorption des Grauglases ≈ 25 % (AW 59-91) beziehungsweise ≈ 47 % (A 59-11 W); Betriebswerte: $U_f = 6.3$ V, $I_f = 300$ mA, $U_{g1+5} = 18$ kV, $U_{g1} = 0 \dots 400$ V, $U_{g2} = 400$ V ($-U_{g1} = 40 \dots 77$ V) oder 500 V ($-U_{g1} = 50 \dots 93$ V); Kapazitäten: $C_{g1} \approx 6$ pF, $C_k \approx 5$ pF, $C_{g3+5/m} = 1700 \dots 2500$ pF.

A 59-12 W — die neue Fernseh-Bildröhre von Telefunken

Die jetzt von Telefunken in das Lieferprogramm aufgenommene Bildröhre A 59-12 W benötigt keine Schutzscheibe aus Glas oder Kunststoff. Die Röhre ist in den wichtigen Teilen des Kolbens mit einem Stahlblechmantel umkleidet. Durch ein Füllmittel wird eine feste Verbindung zwischen diesem Mantel und dem Glaskolben erreicht.

Die A 59-12 W kann so in das Gehäuse eingebaut werden, daß der Kolben etwas nach vorn übersteht und dadurch an Gehäusetiefe gespart wird. An der Ummantelung der Bildröhre befindliche Flanschen erlauben es, die Röhren leicht zu befestigen; das bisher notwendige Spannband entfällt.



Betriebswerte		
U_f	6.3	V
I_f	300	mA
U_a	18	kV
U_{g1}	0 ... 400	V
U_{g2}	400	500
$-U_{g1}$	40 ... 77	50 ... 93

Kapazitäten		
C_{am}	1300 ... 1800	pF
C_{ab}	600 ... 1000	pF

Einige Daten der A 59-12 W: Schirmdiagonale ≈ 59 cm, elektrostatische Fokussierung, diagonaler Ablenkinkel 110°, Absorption des Grauglases ≈ 47 %; Betriebswerte und Kapazitäten s. Tabelle.

Transistor-Stereo-Verstärker

Der Stereo-Betrieb hat sich weitgehend durchgesetzt. Der Phonofreund wird daher an einem netzunabhängigen Stereo-Verstärker interessiert sein, den er überall in Betrieb nehmen kann.

Der Phono-Verstärker besteht aus zwei gleichen dreistufigen Verstärkern mit je einer Vorstufe, einer Treiberstufe und einer Gegenakt-Endstufe und enthält einen Balanceregler zum gleichmäßigen Einstellen der Lautstärke auf beiden Kanälen. Mit dem Regler können Unsymmetrien und Verstärkungsunterschiede zwischen den beiden Kanälen ausgeglichen werden. Der Verstärker läßt sich auch für Mono-Betrieb verwenden; es werden dann beide Verstärker parallel geschaltet, und man erhält doppelte Ausgangsleistung. Für die Stromversorgung des Stereo-Verstärkers genügen zwei 4,5-V-Taschenlampenbatterien.

Schaltung der Vorstufe

Da beide Kanäle gleich aufgebaut sind (Bild 1), wird der Einfachheit halber nur ein Kanal beschrieben.

Vom Plattenwechsler gelangt die NF über den Kopplungskondensator C_1 zur Basis des Vorstufentransistors T_1 . Es wurde hier der Transistor AC 122 (rot) verwendet. Die Basisvorspannung wird mit den

beiden Widerständen R_1 und R_2 erzeugt, die einen Spannungsteiler bilden.

Der Collector von T_1 erhält seine negative Spannung über den Widerstand R_4 . Der Emitter liegt an dem Widerstand R_3 ;

um Verstärkungsverluste zu vermeiden, wird der Elektrolytkondensator C_2 parallel zu R_3 geschaltet. Die in dieser Stufe verstärkte NF gelangt an eine Hälfte des Tandempotentiometers $P_{1a/b}$, das die Lautstärke der beiden Kanäle bestimmt. Das Potentiometer P_{1a} ist über die beiden Elektrolytkondensatoren C_3 und C_4 gleichspannungsfrei angeschlossen. Zwischen den Hälften P_{1a} und P_{1b} des Tandempotentiometers liegt der Balanceregler P_2 ; er ermöglicht den Ausgleich von Unsymmetrien zwischen den beiden Kanälen. R_{25} , R_{26} begrenzen den Regelbereich.

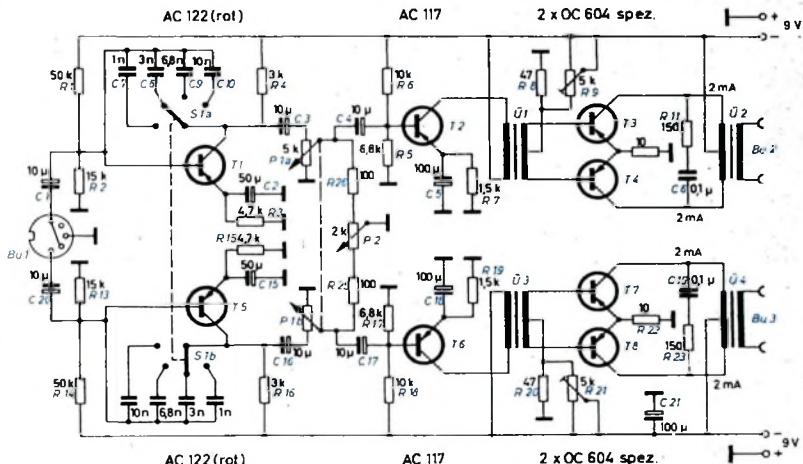


Bild 1. Schaltung des Stereo-Verstärkers



1965

STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG - STUTTGART



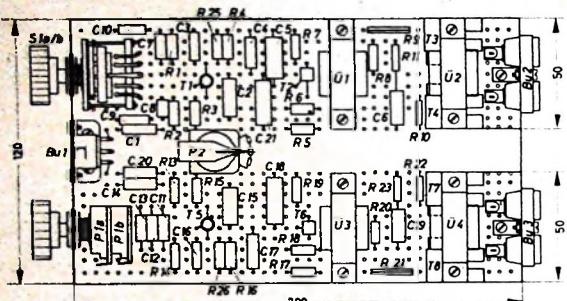


Bild 2. Aufbau- und Maßskizze des Stereo-Verstärkers

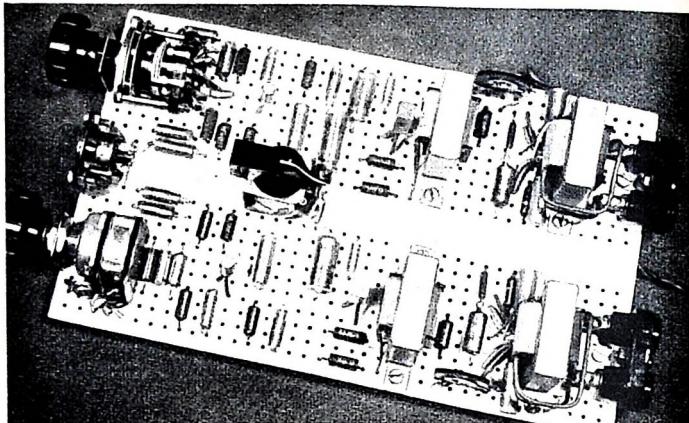


Bild 3. Der Stereo-Verstärker mit seinen Bauteilen auf dem Experimentierchassis

Treiberstufe

Die zweite Stufe, die Treiberstufe, ist mit dem Transistor T 2 (AC 117), einem Typ für Endstufen mittlerer Leistung, bestückt. Auch hier wird wieder die bewährte Methode der Basisvorspannungserzeugung mit einem Spannungsteiler (Widerstände R 5, R 6) angewandt. Die negative Spannung erhält der Collector des Transistors T 2 über die Primärwicklung des Treibertransformators U 1 (Übersetzungsverhältnis 3 : 1).

Gegentakt-Endstufe

Die Gegentakt-Endstufe mit den Transistoren T 3, T 4 (2 × OC 604 spez.) arbeitet in B-Betrieb. Die Transistoren liefern in dieser Schaltung eine für Zimmerlautstärke ausreichende NF-Leistung von etwa 400 mW. Der Arbeitspunkt der Transistoren wird mit dem Regelwiderstand R 9 einmalig eingestellt (Collectorstrom je 2 mA). Das RC-Glied R 11, C 6 zwischen den Collectoren bewirkt eine Höhenabsenkung und verbessert das Klangbild. Die Sekundärimpedanz des Ausgangsübertragers U 2 ist für einen Lautsprecher mit einer Schwingspulenimpedanz von 4 Ohm dimensioniert. Der Elektrolytkondensator C 21 überbrückt NF-mäßig den Innenwiderstand der 9-V-Batterie. Mit dem Schalter S 1a/b ist eine Beeinflussung des Klangbildes möglich. Je nach Schalterstellung liegen die Kondensatoren C 7, C 8, C 9 oder C 10 zwischen Basis und Collector und beschneiden die Höhen mehr oder weniger. Auf diese Weise läßt sich beispielsweise der hohe Rauschpegel älterer Platten unterdrücken.

Die Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers ist etwa 100 mV, die Ausgangsleistung 2 × 400 mW.

Mechanischer Aufbau auf dem Experimentierchassis

Der mechanische Aufbau kann auf dem bewährten Loch-Experimentierchassis (Resopalplatte 20 cm × 12 cm) vorgenommen werden (Bild 2). Die Spalten und Zeilen der Bohrungen haben Abstände von 5 mm. Eine Bahn von 2 cm Breite, die in Längsrichtung auf der Platte freigelassen wurde, trennt die beiden Kanäle. Es sind so zwei Lochstreifen vorhanden. Widerstände und Kondensatoren sind liegend, Regler, Vorstufen- und Treibertransistoren stehend zu montieren. Die Anschlußdrähte der Bauteile lassen sich leicht durch die Bohrung des Experimentierchassis führen und werden unter der Platte miteinander verlötet. Die Verdrahtung ist im wesentlichen unkritisch.

Die Endtransistoren werden zur besseren Wärmeableitung mit Kühlshellen unter den Ausgangsübertragern angeschraubt. Ohne Kühlbleche erwärmen sich die Endtransistoren zu sehr, und der Collectorstrom schaukelt sich auf. Dies kann zur Zerstörung der Endtransistoren führen.

Links sind alle Bedienelemente angebracht. Unten sieht man das Tandempotentiometer (Lautstärkeregulation), darüber, zwischen den beiden Verstärkerkanälen, die 5polige Normbuchse zur Einspeisung der NF und den Balanceregler. Der 2 × 4polige Klangschalter sitzt neben der Normbuchse. Die Stufen des Verstärkers sind in der Reihenfolge Vorstufe - Treiberstufe - Endstufe aufgebaut. Für den Anschluß der Lautsprecher sind die Buchsen Bu 2 und Bu 3 (an der rechten Seite) vorhanden. Lautstärkeregler, Klangschalter, Balanceregler, Normbuchse und die beiden Doppelbuchsen wurden mit kleinen Eisenblechwinkeln von 1 mm Dicke auf dem Experimentierchassis angeschraubt.

Inbetriebnahme und Aufstellung

Nach dem Einstellen des Collectorstroms auf 2 mA kann man mit einer Stereo-Testplatte Seitenrichtigkeit und Polarität der Lautsprechersysteme überprüfen. Die

Neue Bücher

Transistor-Schaltungstechnik. Von H. Lenartz u. W. Taeger. Berlin 1963, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH. 254 S. m. 284 B. DIN A 5. Preis in Ganzleinen geb. 27,- DM.

Die praktische Anwendung des Flächentransistors steht im Vordergrund dieses neuen Buches. Ausgehend von den häufig benutzten Grundschaltungen, wird ihre Weiterentwicklung zu vielen Spezialschaltungen behandelt. Besonderer Wert ist dabei an Hand von Beispielen auf die allgemeinverständlich gehaltene Berechnung der Dimensionierung solcher Schaltungen gelegt.

Einleitend gehen die Verfasser kurz auf die verschiedenen Transistoren (pnp-, npn-, legerierte, gezogene und Mesa-Transistoren) ein. Die gebräuchlichen Transistorschaltungen und die Transistorparameter für die Berechnung des Transistors als aktiver Vierpol werden dann ebenso in einer für den Praktiker nützlichen knappen Form dargestellt wie die Kennlinien und die kennzeichnenden Eigenschaften der Transistoren.

Den weitgezogenen Bogen der behandelten Gebiete lassen schon der Titel der anschließenden Hauptabschnitte erkennen:

Einzelteilliste

2 Treibertransformatoren „Tr 1“	(Engel)
2 Ausgangsübertrager „Tr 2“	(Engel)
Tandempotentiometer .4870“	
(2 × 5 kOhm pos. log.)	(Preh)
Balanceregler .4168“ (2 kOhm lin.)	(Preh)
Normbuchse, 5polig	(Preh)
Drehschalter, 2 × 4polig	(Preh)
Rollkondensatoren	(Wima)
Elektrolytkondensatoren	(Wima)
Widerstände	(Dralowid)
2 Regelwiderstände, 5 kOhm	(Dralowid)
2 Doppelbuchsen	(Dr. Mozart)
2 Dreieckknöpfe	(Dr. Mozart)
Zeigerknopf	(Dr. Mozart)
Transistoren 2 × AC 122 (rot), 2 × AC 117, 4 × OC 604 spez.	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauteile nur über den einschlägigen Fachhandel	

Wiedergabekennlinie der beiden Verstärker läßt sich unter Umständen mit Hilfe eines RC-Generators korrigieren. Die beiden Lautsprecher müssen mindestens zwei Meter voneinander entfernt aufgestellt werden, und es sollten möglichst zwei gleichartige Lautsprechersysteme Verwendung finden.

Der Transistor als Verstärkerelement Gegenkopplungen · Gleichstromverstärker mit Transistoren · Der Transistor als elektronischer Schalter Transistoroszillatoren · Der Transistor in der allgemeinen Elektrotechnik · Der Transistor in der Rundfunkempfangstechnik · Der Transistor in der Fernsehtechnik · Breitbandverstärker · Messungen an Transistoren.

Grundlage des Buches ist eine den Lesern der FUNK-TECHNIK bekannte längere Artikelserie, deren einzelne Fortsetzungen stets sehr schnell vergriffen waren. Die vielseitigen Themen wurden überarbeitet und weiter ausgebaut, so daß ein abgerundetes, den letzten Entwicklungen entsprechendes Werk entstand. Vielen wird es bei ihrer beruflichen Arbeit oder beim Studium ein gern zur Hand genommenes Hilfsmittel zum Verständnis und beim Aufbau von heute die Elektronik weitgehend beherrschenden Transistorschaltungen sein. Die Gestaltung des Buches ist sehr ansprechend; Anordnung und Druck des Textes sowie die zahlreichen Zeichnungen sind klar und übersichtlich.

Atzert-Radio

Berlin 61 · Stresemannstr. 100
Ruf: Sammel-Nr. 181018

bietet an:

Siemens-UHF-Tuner

cpl. mit Röhren PC 86 u.
PC 88 · Einbauanweisung
und Schaltbild
fabrikneu nur DM 37,50
ab 5 Stück nur DM 35,—

Telefunken-UHF- Converter

cpl. mit Röhren EC 86 u.
EC 88 · Betriebsanleitung
und Schaltbild
fabrikneu nur DM 79,50
ab 5 Stück nur DM 77,—

Versand per Nachnahme
Zwischenverkauf vorbehalten

Wir übernehmen stets interessante Industrie-Sonderposten
(Geräte, Aggregate, Zubehör)
gegen sofortige Kasse

Elektronik-Großversand

HACKER
WILHELM HACKER KG

4967-BÜCKEBURG
Postfach 64 B · TEL. 05722/2663

Fordern Sie bitte an:
Röhren-, Halbleiter- und Materialpreisliste

Lieferung nur an den Fachhandel

Tonbänder

Markenfabrikat fabrikneu

360/15 DM 8,95
540/18 DM 11,30

Kostenlose Probe
und Preisliste 20

B. ZARS

Berlin 61, Postfach 54

RX 60



ein Amateur-KW-Empfänger höchster Leistung. Doppelsuper mit Dreifachquarzfilter und quarzgesteuertem Oszillator. Für alle Amateurbänder. Viele Regelmöglichkeiten. DM 990,— Amateurgeräte - Prospekt anfordern!

Max FUNKE KG 5488 Adenau
Fabrik für Röhrenmeßgeräte

FUNK TECHNIK

stets griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen

• Sammelmappen

mit Stabeinhängevorrichtung
für die Hefte des laufenden Jahrgangs
oder in den

• Einbanddecken

für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Halbleinen mit Titelprägung

Preis der Sammelmappe: 5,80 DM zuzüglich Versandspesen

(Versandspesen für Berlin: bis 2 Sammelmappen 40 Pf, bis 4 Sammelmappen 70 Pf; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 70 Pf).

Preis der Einbanddecke: 4,50 DM zuzüglich Versandspesen

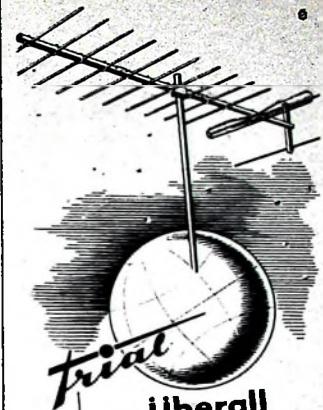
(Versandspesen für Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 6 Einbanddecken 70 Pf; Bundesgebiet: bis 6 Einbanddecken 70 Pf)

- Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 76 64

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde

POSTanschrift: 1 BERLIN 52, Eichborndamm 141-167



... Überall

Für UHF

Nuvistor-UHF-Vergärtner
18db, kpl. mit Netzteil
DM 160,— br.

Frequenz-Umsetzer
für GA-Anlagen
für 1-5 Teiln. DM 210,— br.
für 4-12 Teiln. DM 310,— br.

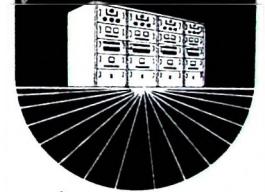
Koaxialkabel
Musterrolle 100 Meter
DM 44,— franko

Filter-Antennen B IV-V
mit eingeb. Koppelfilter
neue Ausführung
besonders preiswert!
Bitte Angebot anfordern

Dr. Th. DUMKE KG · RHEYDT
Postfach 75

METALLGEHÄUSE

für Industrie und Bastler



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-Altona-Clausstr. 4-6

Radio-Elektro- geschäft

zu verpachten

zentrale Lage in
fränkischer Stadt,
ca. 10 000
Einwohner,
Raum Nürnberg

Verst. Jahresumsatz DM 250 000.
Erforderliches Kapital für Warenbestand
und Inventar ca. DM 50 000.

Zuschriften erbeten unter F. R. 8409.

ENGEL-LÖTER

selft-beleuchtend
sofort benutzbar



2 TYPEN
• 100 Meter
• 100 Watt

Verlangen Sie Prospekt

Ing. Erich & Fred Engel
GmbH
Wiesbaden-Schierstein

VALVO Kondensatoren für Rundfunk- und Fernsehgeräte



Keramische Kleinkondensatoren

Gruppe I (nach IEC für

frequenzbestimmende Kreise)

0,5 bis 680 pF;

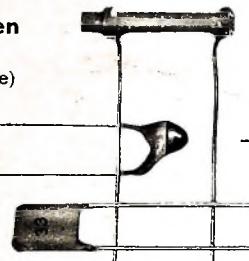
Nennspannung 500 V

Gruppe II (nach IEC für

Kopplung und Entkopplung)

10 bis 22000 pF;

Nennspannung 500 V



Polyester-Kondensatoren

Vorzugsweise für Kopplung und Entkopplung

10 nF bis 1 µF; Nennspannung 125 V-

1 bis 10 nF; Nennspannung 400 V-

Abmessungen: 6,5 mm Ø x 18 mm bis
18,5 mm Ø x 31 mm



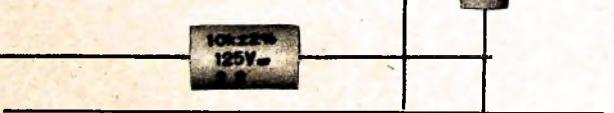
Polystyrol-Kondensatoren

Vorzugsweise für frequenzbestimmende Kreise

1 bis 10 nF;

max. Betriebsspannung 125 V-

Abmessungen: 7,5 mm Ø x 15 mm bis
10,5 mm Ø x 15 mm



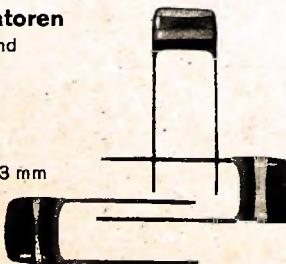
Miniaturl-Flachkondensatoren

Vorzugsweise für Kopplung und Entkopplung in Transistor-schaltungen

10 bis 100 nF;

max. Betriebsspannung 30 V-

Abmessungen: 9 mm x 11 mm x 3 mm



Elektrolyt-Kondensatoren

in freitragender Bauweise:

0,5 bis 1000 µF; Nennspannung 3 bis 350 V

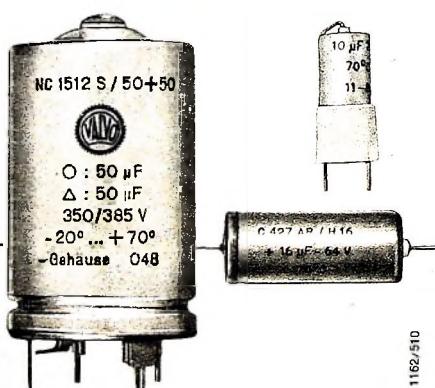
mit Befestigungssockel:

8 bis 200 + 50 + 25 µF;

Nennspannung 250 bis 450 V

Abmessungen:

3,2 mm Ø x 10 mm bis 40 mm Ø x 80 mm



A 1162/510

Trimmer

Lufttrimmer:

Kapazitäten von 4 bis 30 pF

Keramische Rohrtrimmer:

Kapazitäten von 2,5 bis 23,5 pF

Keramische Drahttrimmer:

Kapazitäten von 1,5 bis 575 pF

