

BERLIN

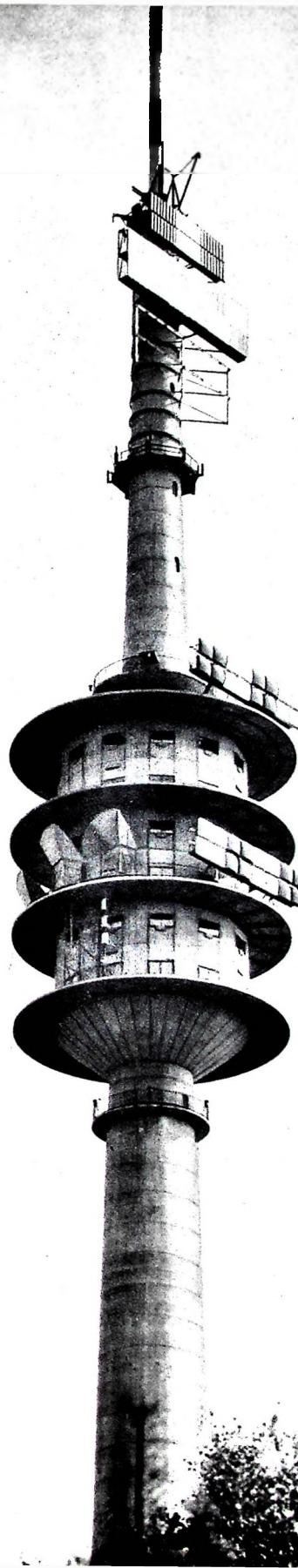
FUNK- TECHNIK

A 3109 D

16 | 1964 +

2. AUGUSTHEFT

mit Elektronik-Ingenieur





NATIONAL

* RF-820 L

Transistorradio mit UKW,
Mittel- und Langwelle
8 Transistoren,
Konzertlautsprecher
Abmessungen: 210x98x45 mm



Neu im Deutschlandprogramm
von NATIONAL

Empfehlen Sie
Ihren Kunden
NATIONAL
Geräte *

... und Sie führen bestimmt
ein gutes Verkaufsgespräch!

Viele Argumente sprechen für NATIONAL:
Qualität, technische Ausstattung, Haltbarkeit und moderne
Formgestaltung.
Und sagen Sie auch das Ihren Kunden:
NATIONAL-Geräte stammen aus dem Hause des größten
Radioherstellers der Welt - von Matsushita-Electric. NATIONAL
bietet Ihnen darum nicht nur eine Bereicherung Ihres Angebotes,
sondern Partnerschaft mit einem gemeinsamen Ziel:
Ein gutes Geschäft mit guter Qualität.

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektrogeräte
MATSUSHITA ELECTRIC

JAPAN

Generalvertretung für Deutschland: TRANSONIC Elektrohandelsges. m. b. H. & Co., Hamburg 1, Schmilinskystraße 22,
Ruf 245252, Telex 02-13418 - HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel, BERRANG & CORNEHL,
Dortmund, Wuppertal-Eberfeld, Bielefeld, HERBERT HÜLS, Hamburg, Lübeck, KLEINE-ERFKAMP & Co., Köln, Düsseldorf,
Aachen, LEHNER & KÜCHENMEISTER KG, Stuttgart, MUFAG GROSSHANDELS GmbH, Hannover, Braunschweig,
WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Breisgau, Mannheim, GEBRÜDER SIE, Bremen, SCHNEIDER-OPEL,
Berlin SW-61, Wolfenbuttel, Marburg/Lahn, GEBRÜDER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg,
München, Augsburg, Landshut

Generalvertretung für die Schweiz: John Lay, Luzern, Himmelreichstr. 6, Telefon (041) 34455 - Generalvertretung für
Österreich: A. Weiner GmbH, Wien 7, Karl-Schweighofer-Gasse 12, Telefon 935229



3. Tagung „Ausbildung in der Elektronik“

Auf der 3. Tagung „Ausbildung in der Elektronik“ in Tuttlingen/Württ. vom 30. September bis 2. Oktober 1964 wird die einheitliche Ausbildung des Nachwuchses auf Bundesebene auf dem Gebiet der Elektronik zum Facharbeiter (Elektronik-Mechaniker), Elektronik-Techniker und Elektronik-Ingenieur behandelt. Veranstalter ist die Interessengemeinschaft Ausbildung auf dem Gebiet der Elektronik, 7992 Tuttlingen, Postfach 80.

Verbesserte Schlechtwetter-Landeradaranlagen für die Flughäfen Frankfurt und Köln-Bonn

Im Auftrage der Bundesanstalt für Flugsicherung rüstet Telefunken die Flughäfen Frankfurt und Köln-Bonn mit verbesserten Schlechtwetter-Landeradaranlagen vom Typ „PAR-4“ aus. Die mit neuen drehbaren Antennen ausgestatteten Anlagen überwachen ferngesteuert bis zu sechs Landerichtungen. Da gleichzeitig auch moderne Sichtgeräte mit 40-cm-Bildröhre (bisher 25 cm) benutzt werden, erreicht man eine wesentlich übersichtlichere Darstellung der Landebahn und des Gleitpfades sowie eine größere Sicherheit bei der Beobachtung der landenden Maschinen.

Allgemeine Genehmigung für das Grundig-Lichtsprechgerät

Für das Grundig-Lichtsprechgerät „Li G3“ hat die Deutsche Bundespost nunmehr die allgemeine Genehmigung erteilt, so daß jetzt jeder gebührenfrei und ohne besondere Genehmigung diese Ge-

räte aufstellen und in Betrieb nehmen kann. Eine komplette Lichtsprechverbindung besteht aus zwei Geräten „Li G3“, die je eine Sende- und Empfangseinrichtung für moduliertes Licht enthalten und Gegensprechverkehr über Entfernungen bis etwa 2 km gestatten. Von besonderem Vorteil ist die verhältnismäßig große Sicherheit gegen unbefugtes Abhören.

Innenraster für Oszilloskopröhren

Um die parallaxefreie Ableitung des Schirmbildes bei Oszilloskopröhren zu ermöglichen, hat Valvo einen Innenraster entwickelt, den man durch Flutlichtbeleuchtung hervorheben kann; ohne Flutlicht ist er nur schwach sichtbar. Zum Beispiel wird die Oszilloskopröhre D 12-1 21 GHz auf Wunsch gegen Aufpreis mit einem Standard-Innenraster mit cm-Teilung geliefert; die x- und y-Achse haben 2-mm-Teilung.

Änderung der ECH 81-Grenzdaten

Seit vielen Jahren wird in der Oszillator-Mischstufe der Rundfunkempfänger fast ausschließlich die ECH 81 verwendet. Auf Wunsch einiger Firmen der deutschen Apparateindustrie wurde jetzt die Anodenverlustleistung des Heptodenröhrens heraufgesetzt, um höhere Mischfrequenzen zu erreichen. Die wichtigsten der neuen Grenzdaten der ECH 81-Heptode sind: $N_a = 2$ W, $N_{g2} = 0.8$ W, $I_k = 18$ mA.

Tonband-Archivkassetten für 11-cm-Spulen

Die Grundig-Archivkassette zur staub sicheren Aufbewahrung von Tonbändern ist jetzt auch in kleinerer Aus-

führung für 11-cm-Spulen erhältlich. Ihre Größe ist so gehalten, daß man sie nach Herausnehmen eines Steges am schwenkbaren Einsatz auch für 13-cm-Spulen verwenden kann. Mit 360 m Tripleband bestückt, liegt sie den Grundig-Batterietonbandgeräten „TK 4“ und „TK 6“ als Erstausstattung bei. Unter der Bezeichnung „GK 11“ wird die neue Kassette auch als Leerkassette geliefert.

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



A U S D E M I N H A L T

2. AUGUSTHEFT 1964

F-T-Kurznachrichten	571
Komfortwünsche — eine Grundlage des Fortschritts	573
Aufwärtsgeregelte Mischstufe mit Transistor	574
Neuartige Aussteuerungsanzeige für Ela-Verstärker	577
Errichtung und Betrieb von Rundfunk-Empfangsantennenanlagen	578
Ohmsche Geber für die Messung nicht-elektrischer Größen	579
Fernmeldeturm Berlin-Schäferberg nahm Betrieb auf	581
Personelles	581
Für den KW-Amateur	
Eine elektronische Taste für den Telegrafiebetrieb mit Punkt-Strich-Speicherung und Pausenprogrammierung	582
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Die Messung von Verzerrungen im NF-Gebiet	585
Technikschulen der Fachrichtung Elektrotechnik	588
Die elektronische Schnalfilm-synchronisation	589
Mikrofon-Signalanlage im Amateurstudio	592
Für Werkstatt und Labor	
Zwei Schaltungen für stabilisierte Netzgeräte	593
Transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter	594
Vom Versuch zum Verständnis	
Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik	596
Aus Zeitschriften und Büchern	
Transistor-Phasenschleibernetzwerk....	599

Rundfunk-Stereophonie



SR (95,5 MHz)

Sonntags 23.00—24.00 Uhr
Wochenseitiges Programm
16.8.1964, 23.00—24.00 Uhr
Sinfoniekonzert; jiddische Lieder
23.8.1964, 23.00—24.00 Uhr
Unterhaltungsmusik
30.8.1964, 23.00—24.00 Uhr
Orchesterkonzert
Versuchssendungen montags bis
freitags 17.00—17.45 Uhr,
sonntags 11.00—12.00 Uhr

WDR

Langenberg (99,2 MHz), Münster (89,7 MHz), Nordhalle (88,1 MHz), Teufelburger Wald (97,0 MHz)
Sonntagsabendfüllendes Programm
16.8.1964, 17.30—22.50 Uhr
Parasol (Oper)
23.8.1964, 20.00—21.30 Uhr
Die Krönung der Poppas (Oper)
Versuchssendungen montags bis
freitags 17.30—18.30 Uhr, sonn-
abends 10.45—11.45 Uhr
Stereo-Testfrequenzsendungen zum
Decoderabgleich montags—sonn-
abends 9.00—9.30 Uhr

Geringe Zuschauerzahlen beim 3. Programm in England

In England hat das 3. Programm (BBC-2) in Konkurrenz mit dem eigenen 1. Programm der BBC und dem 2. Programm der ITA bisher nur sehr kleine Zuschauerzahlen erreichen können. Von rund 500 000 erreichbaren Fernsehteilnehmern sehen bisher nur etwa 80 000 regelmäßig das Programm von BBC-2.

Fernsehempfänger mit erhöhter Bildhelligkeit

Der Fernsehempfänger „Micro 9X“ der Yaow Electric Co. Ltd. (Minami-ohi-Shinagawa-Ku, Tokio) mit 9-Zoll-Bildröhre zeichnet sich durch erhöhte Bildhelligkeit (160 lx) aus, so daß er auch unter ungünstigen Nebenlichtbedingungen, zum Beispiel im Freien, benutzt werden kann.

Unser Titelbild: Der neue Fernmeldeturm Berlin-Schäferberg der Deutschen Bundespost wurde am 17.7.1964 in Betrieb genommen
(s. a. S. 581)

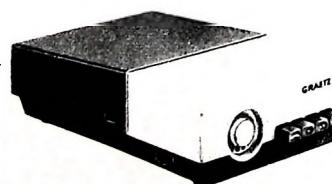
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 570, 572, 595, 600—604 ohne redaktionellen Teil

Wie lang
ist nachts der Weg
nach Dortmund?



Wo Sie auch wohnen, wann Sie auch etwas bestellen wollen: Ihr Weg zum Graetz-Kundendienst nach Dortmund ist kurz. Sehr kurz. Einen Telefonruf lang (Tel.Nr. 80 33 33). Und das sogar abends oder nachts. Weil dann unser Graetz Anruf-Beantworter

Ihre Wünsche entgegennimmt. Ihr Anruf ist uns also jederzeit willkommen! Übrigens: mit dem Graetz Anruf-Beantworter könnten Sie auch Ihrem eigenen Kundendienst noch ein Glanzlicht aufsetzen und vom Telefon unabhängiger werden. Tun Sie's!



Begriff
des
Vertrauens

Graetz

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Komfortwünsche — eine Grundlage des Fortschritts

Auf vielen Gebieten der Technik gibt es Beispiele für die große Rolle, die die Wünsche der Verbraucher bei der Weiterentwicklung spielen. Auch im Bereich Radio — Fernsehen gehen von den Forderungen des Käufers nach höherem Komfort starke Impulse aus. Diese Tatsache läßt sich fast bis zum Beginn der Rundfunkentwicklung zurückverfolgen. Als der Rundfunk seinen Betrieb aufnahm, war man zunächst froh, Geräte fertigen zu können, die überhaupt Empfang liefern. Die Entwicklung wurde in der Frühzeit des Rundfunks daher ausschließlich durch die technische Zweckmäßigkeit bestimmt. Ein typisches Beispiel dafür ist die damalige „Bausteintechnik“, deren bekanntester Vertreter, der „D-Zug“ von Siemens, noch manchem älteren Rundfunkhörer ein Begriff sein wird. Den Grundstock des Empfängers bildete das Audion mit Zylinder- oder Steckspulenkoppler. In weiteren Bauteilen waren der NF-Verstärker und der HF-Verstärker untergebracht. Alle Bedienungselemente — auch die Anschlußbuchsen — lagen an den Frontseiten. Die Geräte ließen sich wahlweise durch Querverbindungen an den Frontplatten zusammenschalten.

Wer ein solches Baustengerät richtig bedienen wollte, mußte von der Technik schon etwas verstehen. Dem Laien konnte man es aber nicht zumuten, sechs verschiedene Heizregler, vier bis fünf Ein-Aus-Schalter sowie drei getrennte Abstimmkondensatoren zu bedienen und außerdem noch beim Übergang auf einen anderen Wellenbereich die Spulen auszuwechseln. Die Forderungen nach höherem Komfort waren also verständlich. Aus der Mehrfachabstimmung entstand die Einknopfabstimmung und aus dem lästigen Batteriebetrieb die einfachere Netzspeisung. Ein weiterer Fortschritt, der Wellenschalter, beseitigte Störquellen verschiedener Art und erleichterte die Stationswahl. Heute sind Rundfunkgeräte so perfektioniert, daß es kaum noch Bedienungsprobleme für den Laien gibt.

Noch wichtiger ist der Bedienungskomfort beim Autosuper. Hier stellt aber nicht allein der Kunde Forderungen. Neue Impulse — sie waren entscheidend für die Weiterentwicklung des Autosupers zu einem „Empfangsautomaten“ — brachte das Problem der Verkehrssicherheit. Der Autosuper durfte, von der Bedienungsseite her gesehen, kein Gefahrenmoment darstellen. Die im Heimempfänger üblichen Bedienungsfunktionen mußten daher durch einfachere abgelöst werden. In konstruktiver Hinsicht war der kompakt gebaute Einblock-Super mit linearer Frontskala ein großer Fortschritt gegenüber den ersten Autoempfängern mit Fernbedienung über Bowdenzüge von der Steuersäule aus. Die später eingeführten, auf beliebige Sender abstimmmbaren Stationsdrucktasten ergeben die wohl zweckmäßigste Lösung des Abstimmproblems beim Autosuper. In den Spitzengeräten findet man schließlich den automatischen Sendersuchlauf. Nach Betätigen eines Hebels an der Steuersäule läuft der Skalenzeiger zum nächsten empfangswürdigen Sender, und die Abstimmautomatik sorgt für die richtige Scharfjustierung. Diese Suchlaufautomatik ist übrigens auch beim Kurzwellenempfang mit einem KW-Konverter wirksam. Man kann sogar verschiedene KW-Sender in beliebigen Bändern auf Stationstasten legen, muß bei diesem Verfahren aber heute noch zwei Drucktasten — eine im Konverter für die Bereichswahl und die zweite im eigentlichen Empfänger — betätigen.

In der Fernsehempfängertechnik erkennt man besonders deutlich, wie stark die Komfortansprüche die technische Entwicklung befruchten. Die ersten Fernsehgeräte hatten viele Drehknöpfe für ebenso viele Nebenfunktionen, die man damals oft nachregeln mußte. Bald stellte sich jedoch

heraus, daß Bedienungsvereinfachungen dringend notwendig waren. Je mehr die Schaltungs- und Konstruktionstechnik des Fernsehempfängers ausreiften, um so erfolgreicher nahm man dieses Problem in Angriff. Die ideale Lösung brachten Automatikschaltungen von der Helligkeitsautomatik bis zur automatischen Abstimmung mit Motorwählern. Statt einer Vielzahl von Bedienungselementen hat der Fernsehteilnehmer heute praktisch nur noch den Netzschalter zu betätigen.

Bei Beginn der Fernsehentwicklung war die Kanalwahl noch unproblematisch; der Kanalschalter brauchte im allgemeinen nur einmal eingestellt zu werden. Bald kamen aber in den Randgebieten Deutschlands zum Empfang des Orts- oder Regionalsenders verschiedene Auslandsender hinzu. Mit der Einführung des zweiten Programms komplizierte die Kanalwahl im UHF-Bereich die Bedienung des Fernsehempfängers. Der Fernsehteilnehmer fand die Übergangslösungen der Zwischenzeit unpraktisch, vor allem, wenn auf VHF noch ein zweiter oder vielleicht sogar dritter Kanal empfangen werden konnte. Mit den neuen Tastentunern dieser Saison ist nun auch diese Schwierigkeit überwunden. Es gibt praktisch keinen Unterschied mehr zwischen VHF-Kanalschalter und UHF-Tuner, sondern nur noch Stationstasten, die auf bestimmte Kanäle abgestimmt sind und verschiedene Programme bringen. Sie sind leicht zu bedienen und erfordern nicht mehr so hohe Befähigungskräfte wie die ersten Konstruktionen. Sogenannte Allbereichskalen in Lineartechnik, horizontal oder vertikal neben den Drucktasten angeordnet, zeigen jeweils den gewählten Kanal an. Von der konstruktiven Seite her gesehen, brachten die neuen Tastentuner beachtliche Fortschritte für Fertigung und Service.

Auch auf dem Gebiet der Klangwiedergabe gibt es ähnliche Probleme. Vor allem die Rundfunkteilnehmer stellen seit Jahren berechtigte Forderungen nach höherer Klangqualität. Als es nur Kopfhörer oder Trichterlautsprecher gab, lehnten häufig die musikalisch Anspruchsvollen den Rundfunk wegen der ungenügenden Wiedergabequalität der Empfänger und der nicht naturgetreuen Übertragung nach dem Einkanalprinzip ab. Zunächst schien es, als ob die Elektroakustik mit der allgemeinen Entwicklung der Empfangstechnik auf dem HF-Sektor kaum Schritt halten könnte. Später fand man leistungsfähige Verstärkerschaltungen sowie hochwertige Lautsprecher und Lautsprecherkombinationen und glaubte, mit der 3-D-Technik einen großen Schritt weitergekommen zu sein. Dann aber zeigte die Stereo-Schallplatte, welche Möglichkeiten die Mehrkanaltechnik bietet. Seit dieser Zeit beschäftigen sich die Labors der Rundfunkanstalten und der Industrie intensiv mit der Zweikanal-Stereo-Übertragung. Die langsam wachsende Gilde der Hi-Fi-Fans mit ihren hohen Ansprüchen an brillanten und lebendigen Klang sprangt nicht nur die Industrie an, die Hi-Fi-Technik weiterzuentwickeln. Das Ergebnis dieser Bemühungen um den naturgetreuen, raumbezogenen Klangindruck ist die Einführung des Stereo-Rundfunks. Schon die ersten UKW-FM-Stereo-Sendungen nach dem Pilottonverfahren bewiesen, welche Klangqualität geboten wird. Empfängerseitig schuf die Industrie alle Voraussetzungen für erstklassigen Stereo-Rundfunkempfang im Hause. Die modernen Stereo-Empfangsanlagen mit getrennten Lautsprecherboxen passen vorzüglich zu neuzeitlichen Wohnungsseinrichtungen und machen eine konzertsaalähnliche Wiedergabe möglich. Der Stereo-Empfänger, mit dem Stereo-Plattenspieler und dem Stereo-Tonbandgerät kombiniert, kann im Gesamtbereich der elektroakustischen Wiedergabemöglichkeiten auch verwöhnte Musikfreunde begeistern.

Werner W. Diefenbach

Aufwärtsgeregelte Mischstufe mit Transistoren

Der Einsatz von Transistoren in Rundfunkgeräten, bei denen auch der Anschluß einer Außenantenne möglich ist, erfordert wegen der hohen Signalspannungen die Regelung der ersten Stufe und Maßnahmen zur Verbesserung der Kreuzmodulations- und Verzerrungseigenschaften. Bei Verzicht auf eine HF-Vorstufe muß dann also die Mischstufe geregelt werden. Dies ist aber bei selbstschwingenden Mischstufen kaum zu verwirklichen, und auch bei Mischstufen mit getrenntem Oszillator treten Schwierigkeiten auf, wenn man die übliche Regelung durch Verstärkungsverminderung bei abnehmendem Emitterstrom anwendet. Es ergeben sich unzulässige Verzerrungen und Kreuzmodulation. Für netzbetriebene Heimempfänger kommen jedoch auch Schaltungen mit Aufwärtsgeregelung in Betracht, weil der damit verbundene höhere Stromverbrauch nicht ins Gewicht fällt. Unter Aufwärtsgeregelung versteht man allgemein die Verminderung der Verstärkung mit zunehmendem Emittergleichstrom. Zunächst bietet es sich an, den Bereich abnehmender Steilheit mit wachsendem Strom auszunutzen, der bei kleinen Collector-Emitter-Gleichspannungen vorhanden ist. Dabei treten jedoch Änderungen der Ausgangsadmittanz auf, die besonders bei Kurzwellenempfang zu untragbaren Verstimmungen des ZF-Kreises führen.

Bei Mischstufen gibt es eine andere prinzipielle Möglichkeit der Regelung durch Verwendung eines nichtüberbrückten Gegenkopplungswiderstandes in der Emitterzuleitung¹⁾. Im folgenden soll dieses Prinzip zusammen mit Meßergebnissen an einer einfachen Musterschaltung mit dem Transistor AF 121 beschrieben werden. Auch der Transistor AF 185 läßt sich hier einsetzen. Bei anderen Typen muß man insbesondere den Wärmewiderstand berücksichtigen, damit die bei Aufwärtsgeregelung auftretende höhere Verlustleistung nicht unzulässige Erwärmungen zur Folge hat.

1. Prinzip der aufwärtsgeregelten additiven Mischstufe unter Verwendung eines Gegenkopplungswiderstandes in der Emitterzuleitung

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung der aufwärtsgeregelten Mischstufe. Die Gleichstromeinstellung erfolgt mit Hilfe der Regelspannung U_R . Für die Wechselspannung an der Emitterdiode gilt

$$u_{eb} = u_{HF0} + u_{osz} - R_M \cdot i_e$$

mit

$$R_M = (1 - \alpha) R_G + R_E \approx R_E + \frac{R_G}{\beta}.$$

(In R_G kann man sich noch den Basisbahn-

¹⁾ Dieses Prinzip wurde zuerst in einem unveröffentlichten Bericht von A. H. H. Nieveen van Dijkum und J. J. Sips angegeben.

widerstand einbezogen denken.) Für Signale, die klein gegenüber der Temperaturspannung U_T sind, ist $i_e = u_{eb} \cdot I_E / U_T$ und daher

$$i_e = \frac{1}{R_M + \left(\frac{U_T}{I_E} \right)} (u_{HF0} + u_{osz}).$$

Die Kleinsignalsteilheiten für das Eingangs- und Oszillatorsignal nehmen mit wachsendem Emittergleichstrom zu, bis der Grenzwert

$$S_{HF} = S_{osz} = \frac{1}{R_M}$$

bei etwa $I_E > 10 U_T / R_M$ erreicht wird. Das ist zum Beispiel mit $U_T = 26 \text{ mV}$ und $R_M = 200 \text{ Ohm}$ bereits bei $I_E = 1,3 \text{ mA}$ der Fall. Bei großen Signalen ergeben sich noch einige Abweichungen.

Ganz anders verhält sich aber das Mischprodukt, das infolge der Nichtlinearität der Kennlinie der Emitterdiode entsteht. Bei sehr niedrigen Emittergleichströmen ist R_M nur wenig wirksam, weil der differentielle Widerstand der Emitterdiode noch groß ist gegenüber dem Widerstand R_M . Bei wachsenden Werten von I_E wird jedoch die Emitterdiode stärker Stromgesteuert, bis schließlich im Grenzfall

$$i_e = \frac{1}{R_M} (u_{HF0} + u_{osz})$$

gilt und wegen der jetzt linearen Beziehung kein Mischprodukt mehr entstehen kann.

Eine Abschätzung für die Mischsteilheit läßt sich aus einer Reihenentwicklung herleiten. Man erhält dann untenstehende Gl. (1) mit

$$\lambda = \frac{R_M \cdot I_E}{U_T} = \frac{I_E}{U_T} \left(R_E + \frac{R_G}{\beta} \right).$$

Mit wachsendem Emittergleichstrom wächst die Steilheit zunächst an, erreicht aber

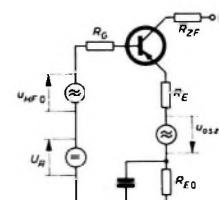


Bild 1. Prinzipschaltung der Aufwärtsgeregelten additiven Mischstufe mit Gegenkopplungswiderstand in der Emitterzuleitung

bei Gegenkopplungswiderständen von $R_M = 100 \text{ Ohm}$ bereits bei Strömen von weniger als 1 mA ein Maximum. Das Maximum der Steilheit in Abhängigkeit vom Emittergleichstrom hängt für $u_{HF0} \ll u_{osz}$ auch noch von u_{osz} ab. Im

Bild 2 sind die Werte von λ_{opt} in Abhängigkeit vom Effektivwert U_{osz} der Oszillatorspannung aufgetragen. Für $U_{osz} = 100 \text{ mV}$ ist zum Beispiel $\lambda_{opt} = 1,45$ und

$$S_{e \max} = \frac{0,32}{R_M} \quad \left(\text{für } I_E = 1,45 \frac{U_T}{R_M} \right). \quad (2)$$

Mit $R_M = 200 \text{ Ohm}$ erhält man dann $I_E = 0,19 \text{ mA}$ und $S_{e \max} = 1,1 \text{ mS}$.

Die maximale Steilheit wächst mit der Oszillatorspannung. Es ist jedoch mit

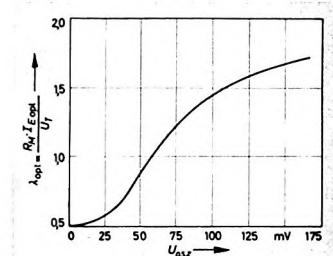


Bild 2. Abhängigkeit des normierten Emittergleichstroms der Mischstufe (für optimale Verstärkung der Schaltung nach Bild 1) von der Oszillatorspannung

Rücksicht auf die Oberwellenbildung des Oszillatorsignals nicht zweckmäßig, eine zu hohe Oszillatorspannung zu wählen.

Der Widerstand R_M bestimmt weitgehend die Abnahme der Steilheit mit dem Emittergleichstrom und damit auch den möglichen Regelbereich. Man wird R_M aber nur so groß wählen, daß sich noch eine hinreichende Stufenverstärkung erreichen läßt.

Bei festgelegtem Widerstand R_M nimmt die Steilheit oberhalb des optimalen Emittergleichstroms mit wachsendem Strom ab.

Für $\lambda \gg 1$ folgt aus Gl. (1)

$$S_e | \lambda \gg 1 = \frac{U_T \cdot u_{osz}}{2 R_M \cdot I_E^2} \times \left(1 + \frac{3}{4} \frac{(u_{osz}^2 + u_{HF0}^2)}{R_M^2 \cdot I_E^2} + \dots \right). \quad (3)$$

Da die Steilheit mit $1/I_E^2$ abnimmt, lassen sich große Regelbereiche erreichen. In dem angegebenen Beispiel erhält man mit $u_{osz} = 142 \text{ mV}$, $U_T = 26 \text{ mV}$, $R_M = 200 \text{ Ohm}$ und $u_{HF0} \ll u_{osz}$ bei einem Emittergleichstrom $I_E = 14 \text{ mA}$ eine Steilheit $S_e = 1,2 \mu\text{S}$, so daß sich das Steilheitsverhältnis

$$\frac{S_{e \max}}{S_e (I_E = 14 \text{ mA})} = 1,33 \cdot 10^4$$

ergibt. Dies entspricht einem Regelbereich von 62 dB. Mit Rücksicht auf die Modulationsverzerrungen und die veränderten Verhältnisse bei großen Eingangssignalen (sowie bei einer infolge Zunahme der

$$S_e = \frac{\frac{u_{HF0}}{u_{HF0} + u_{osz}}}{\frac{u_{HF0}}{u_{HF0} + u_{osz}} + \frac{1}{R_M} \frac{\lambda}{U_T} \frac{u_{osz}}{R_M}} = \frac{1}{2 R_M} \frac{\lambda}{(1 + \lambda)^2} \frac{u_{osz}}{U_T} \left\{ 1 + \frac{3}{4} \left[1 - \frac{10}{3(1 + \lambda)} + \frac{5}{2(1 + \lambda)^2} \right] \frac{1}{(1 + \lambda)^2} \frac{u_{osz}^2 + u_{HF0}^2}{U_T^2} + \dots \right\} \quad (1)$$

Stromverstärkung bedingten Abnahme von R_{V} kommt man auf Regelbereiche von etwa 40 ... 45 dB.

Ein wesentlicher Vorteil der vorliegenden Schaltung ist, daß die an die Emitterdiode des Transistors gelangenden Spannungen bei Regelung viel weniger zunehmen als bei Abwärtsregelung. Als Abschätzung kann gelten

$$u_{\text{eb}} \approx \frac{U_T \cdot u_{\text{HF}0}}{R_M \cdot I_E}.$$

Für konstante Spannung am ZF-Kreis ist annähernd $\frac{u_{\text{HF}0}}{I_E^2} = \text{const}$, so daß

$$u_{\text{eb}} \sim \sqrt{u_{\text{HF}0}}$$

folgt. Daher können höhere Eingangsspannungen für gegebene Kreuzmodulations- und Verzerrungseigenschaften zugelassen werden als bei Abwärtsregelung, bei der $u_{\text{eb}} \sim u_{\text{HF}0}$ ist. Vor allem aber verhalten sich bei zunehmendem Gleichstrom die die Verzerrungen hervorruhenden Mischprodukte viel günstiger. Ein weiterer Vorteil der Schaltung ist die verhältnismäßig konstante Eingangsdammantanz, so daß der Mischtransistor der Eingangskreis bei Regelung nur wenig beeinflußt.

2. Schaltungsbeschreibung

Bild 3 zeigt die Musterschaltung einer AM-Mischstufe (hier nur für den MW-Bereich dargestellt) für eine ZF von 462 kHz. Die Basis von T1 liegt an einer Koppelwicklung, die mit dem Übersetzungsverhältnis t an den Eingangskreis (auf einem Ferritantennenstab) angekoppelt ist. Für die Messungen wurde ein Generator mit

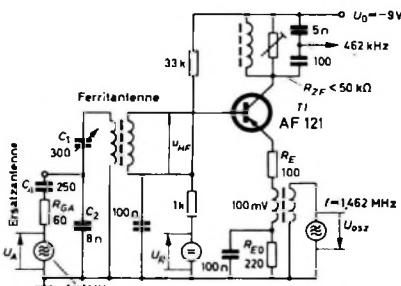


Bild 3. Schaltung einer geregelten AM-Mischstufe mit dem Transistor AF 121 (U_0 ist die Spannungsquelle für die Regelung)

einer Nachbildung der Außenantenne verwendet. Das Oszillatortignal gelangt hier induktiv zum Emitter; es ist jedoch auch kapazitive Einspeisung möglich. Die Regelung erfolgt über die Regelspannungsquelle U_R . Die Dimensionierung der Schaltung, das heißt die Wahl von R_E und I_E , entspricht den im Abschnitt 1. als Beispiel angegebenen Werten.

Der Variationsbereich des Emittergleichstroms für die Regelung hängt von der maximal zulässigen Verlustleistung P_{max} und von der Speisespannung U_0 ab. U_0 wurde mit 9 V vorgegeben. Die maximal zulässige Verlustleistung ist beim Transistor AF 121 mit $\theta_{\text{Jmax}} = 75^\circ\text{C}$ und $\theta_{\text{UBmax}} = 45^\circ\text{C}$ bei einem Wärmewiderstand $K \leq 0,45^\circ\text{C}/\text{mW}$

$$P_{\text{max}} = \frac{\theta_{\text{Jmax}} - \theta_{\text{UBmax}}}{K} = 67 \text{ mW}.$$

Ferner gilt

$$P = [U_0 - (R_E + R_{\text{RL}}) I_C] I_C.$$

Mit $-I_C < 13,5 \text{ mA}$ und $R_E + R_{\text{RL}} = 320 \text{ Ohm}$ wird die maximal zulässige Verlustleistung noch nicht überschritten.

Für die Dimensionierung des Eingangskreises und der Ankopplung der Antenne gibt es zwei Hauptgesichtspunkte. Zunächst will man mit Rauschanpassung arbeiten, so daß der für den Transistor wirksame Generatorwiderstand R_G durch minimales Rauschen festgelegt wird. Dieser Rauschanpassungswiderstand ist von R_E abhängig. Außerdem ergibt aber das Transformationsverhältnis für die Antennenankopplung bei vorgegebenen Verzerrungs- und Kreuzmodulationseigenschaften einen Höchstwert für die Antennenspannung, der möglichst hoch sein soll. Die Rauschzahl des Transistors hängt vom wirksamen Generatorwiderstand ab. Dies ist auch dann der Fall, wenn (wie im Bild 3) eine Gegenkopplung durch einen nichtüberbrückten Emitterwiderstand verwendet wird.

Bild 4 zeigt gemessene Rauschzahlen F in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand R_G . Es wurden 10 Exemplare des Typs AF 121 untersucht, wobei ein nichtüberbrückter Emitterwiderstand $R_E = 100 \text{ Ohm}$ verwendet wurde. Für ein mittleres Exemplar ist der Minimalwert $F = 2,5$,

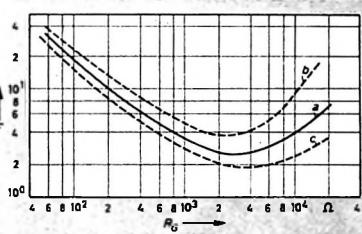


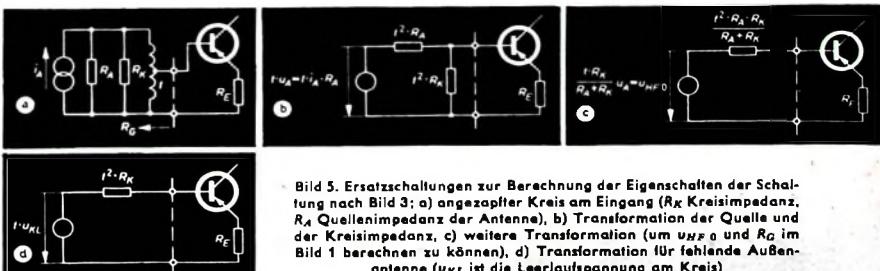
Bild 4. Rauschzahl F des gegengekoppelten Transistors AF 121 in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand R_G ; a) Mittelwerte, b, c Grenzwerte

(beziehungsweise $10 \lg F = 4 \text{ dB}$) bei $R_E = 3 \text{ kOhm}$. Dieser Wert soll als Rauschanpassungswiderstand R_R bezeichnet werden.

In der Ersatzschaltung Bild 5a ist der wirksame Generatorwiderstand

$$R_G = \frac{t^2}{G_A + G_K}.$$

Darin bedeutet G_A den auf den Hochpunkt des Kreises transformierten Antennenleitwert der Außenantenne, G_K den Kreisleitwert und t das Übersetzungsverhältnis (Anzapfungsverhältnis). Für Rauschanpassung der Ferritantenne ist mit $R_G = R_R$ ein Quadrat des Anzapfungsverhältnisses



$t^2 = R_R (G_A + G_K) = t_R^2$ (4)

erforderlich. Bei fehlender Außenantenne (wenn also nur der Ferritantennenstab wirksam ist) ergibt sich mit $G_K = 10 \mu\text{S}$ und $R_R = 3 \text{ kOhm}$

$$t_R = 0,175.$$

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung und Leistungsanpassung dient die Ersatzschaltung Bild 5b, aus der die Schaltung Bild 5c entsprechende Schaltung für fehlende Außenantenne dar. Darin ist u_{KL} die Leerlaufspannung am Kreis. Für den zuletzt genannten Fall (Bild 5d) ergibt sich für R_G im Bild 1 $R_G = t^2 \cdot R_K$, und daher wird

$$R_M = R_E + \frac{t^2 \cdot R_K}{\beta}. \quad (5)$$

Mit Gl. (2) kann man die maximale Spannungsverstärkung angeben. Sie ist

$$v_u \text{ max} = \frac{u_{ZP}}{u_{KL}} = \frac{0,32 t}{\left(R_E + \frac{t^2 \cdot R_K}{\beta} \right) G_{ZP}} \frac{1}{\beta}. \quad (6)$$

Ein Optimum, das zugleich Leistungsanpassung bedeutet, ergäbe sich für

$$t^2 = \beta \cdot R_E \cdot G_K = t_R^2. \quad (7)$$

Leistungsanpassung und Rauschanpassung würden bei $t_{\text{opt}}^2 = t_R^2$ zusammenfallen, wenn

$$R_E = \frac{1}{\beta} R_R \quad (8)$$

gilt. Hier hängen R_R und mittelbar auch β noch von R_E ab. Im vorliegenden Fall ist Gl. (8) annähernd erfüllt. Rechnet man beispielsweise (bei niedrigen Strömen) mit $\beta = 30$ für $I_E = 0,2 \text{ mA}$, dann wird $R_E = 100 \text{ Ohm}$. Im Optimum ist ferner $R_M = R_E + (t^2 \cdot R_K / \beta) = 200 \text{ Ohm}$.

Für die Spannungsverstärkung erhält man nach Gl. (6) mit $G_{ZP} = 20 \mu\text{S}$

$$v_u \text{ max} = \frac{0,32 \cdot 0,175}{200 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 14$$

und für die Leistungsverstärkung, bezogen auf die verfügbare Leistung des Eingangskreises mit $G_K = 10 \mu\text{S}$

$$v_p = v_u \text{ max}^2 \cdot \frac{4 G_{ZP}}{G_K} = 1600 \pm 32 \text{ dB.}$$

Dieser Wert wurde auch gemessen.

Mit Einsetzen der Regelung bei zunehmendem Emitterstrom vergrößert sich die Stromverstärkung, so daß dann R_M kleiner wird. Für die Berechnung kann man mit $R_M = R_E = 100 \text{ Ohm}$ rechnen, so daß sich der mit Gl. (3) berechnete Regelbereich um den Faktor 64 verringert. Man erhält also an Stelle des Regelbereiches von 62 dB nur etwa 45 dB (bei $I_E = 14 \text{ mA}$).

2.1. Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen

Der ausnutzbare Regelbereich hängt von den bei aufwärtsgeregeltem Transistor auftretenden Eingangsspannungen ab, bei denen die Verzerrungen und die Kreuzmodulation noch unterhalb vorgegebener Werte bleiben. Einige Meßergebnisse sind in den Bildern 6, 7 und 8 wiedergegeben. Diese enthalten außerdem die Abhängigkeit der Verstärkung vom Emittergleichstrom (normiert auf den Maximalwert $\nu_{p,0}$) für ZF-Impedanzen von 10 und 230 kOhm. Bei $R_M = 56, 100$ und 220 Ohm sind die Verstärkungen jeweils am größten, wenn der Emittergleichstrom 0,8, 0,4 beziehungsweise 0,25 mA ist. Die Kurven verlaufen etwa so, wie es die Abschätzungen im vorigen Abschnitt angeben.

Für die Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen gibt es ebenfalls von der Theorie her Abschätzungen. Betrachtet wird die Nutzspannung $U_{HF0} = U_N$ eines modulierten Trägers, bei der eine Modulationsverzerrung der zweiten Harmonischen $d_2 = 0,1$ auftritt. Nach einem Pol in der Nähe der maximalen Verstärkung wächst U_N mit

$$U_N = I_E \cdot R_M \sqrt{\frac{4 d_2}{9 m}} \quad (8)$$

Zum Beispiel ergibt sich mit $d_2 = 0,1$, $m = 0,8$ und $R_M = 100$ Ohm

$$U_N = 23,6 I_E$$

(U_N in mV, I_E in mA).

Im Bild 7 sind diese Werte gestrichelt eingezeichnet. Die Spannung U_N wurde an der Basis des Transistors gegen Masse gemessen.

Für die Kreuzmodulation lässt sich ebenfalls ein Näherungsausdruck für die Kurve oberhalb des Pols angeben. Die Spannung U_s eines mit m_s modulierten Störträgers, die auf dem unmodulierten Nutzträger einen Modulationsgrad m_c hervorruft, ist

$$U_s = I_E \cdot R_M \sqrt{\frac{m_c}{6 m_s}} \quad (10)$$

Mit $m_c = 0,01$, $m_s = 1$ und $R_M = 100$ Ohm wird dann beispielsweise

$$U_s = 4,1 I_E \quad (U_s \text{ in mV, } I_E \text{ in mA})$$

Diese Werte sind im Bild 7 ebenfalls eingezeichnet (U_s an der Basis gegen Masse gemessen).

In der Schaltung Bild 3 ist $R_E = 100$ Ohm gewählt. Dafür gelten die Kurven im Bild 7, mit Ausnahme des Optimums der Verstärkung, bei dem R_M etwa auf 200 Ohm anwächst. Bei einem Transformationsverhältnis $t = 1/5,7$ sind die am Kreis liegenden Spannungen jedoch um den Faktor 5,7 höher, so daß für Spannungen am Ende des Regelbereiches von $U_N = 200$ mV die zugehörigen Kreisspannungen 1 V übersteigen.

Bei Rauschanpassung im Fall fehlender Außenantenne ist die Leerlaufspannung am Kreis (für den Signal-Rausch-Abstand Null)

$$U_{KL} = 2 \sqrt{R_K F T \Delta f} \quad (11)$$

Mit den Werten $F = 2,5$, $R_K = 100$ kOhm, $\Delta f = 5$ kHz und $kT = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws wird

$$U_{KL} = 5 \mu V$$

Will man zum Beispiel Leerlaufspannungen von 1 V am Eingangskreis zulassen, dann entspricht dies einem Verhältnis

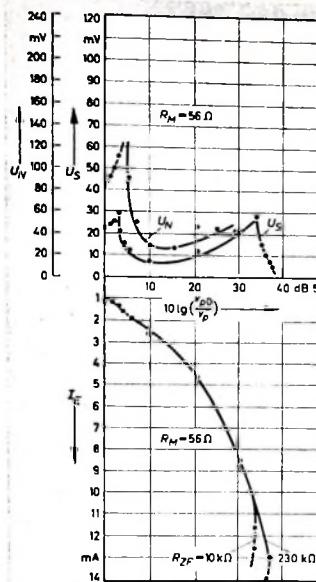


Bild 6. Messung der Kreuzmodulation und der Modulationsverzerrungen in der Schaltung nach Bild 1 für $R_M = 56$ Ohm; der untere Teil des Bildes zeigt die Abhängigkeit der Verstärkungsabnahme vom Emittergleichstrom für zwei ZF-Kreisimpedanzen R_{ZF}

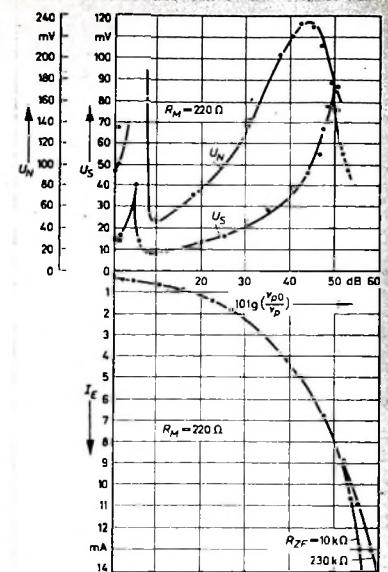


Bild 8. Kreuzmodulation, Modulationsverzerrungen und Verstärkungsabnahme für $R_M = 220$ Ohm

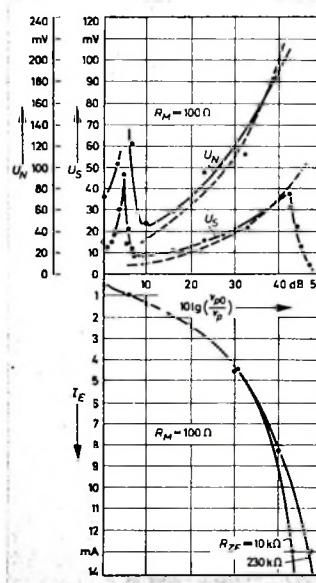


Bild 7. Kreuzmodulation, Modulationsverzerrungen und Verstärkungsabnahme für $R_M = 100$ Ohm (die gestrichelten Kurven sind theoretische Werte für das Gebiet oberhalb des Pols)

von 106 dB. 1 V am Eingangskreis ergibt $U_N = 175$ mV und nach Bild 7 einen Regelbereich von etwa 40 dB für die Mischstufe. Es ist zweckmäßig, die Regelung verzögert einzusetzen zu lassen, weil das Rauschen bei Regelung um den Faktor 2...3 zunimmt.

Für die Anpassung der Hochantenne kann es verschiedene Gesichtspunkte geben. Im vorliegenden Fall wurde durch Festlegung der Rauschanpassung für den Empfang mit der Ferritantenne eine geringe Bedämpfung des Kreises durch die Antenne eingestellt. Beim Versuchsaufbau wurde ein Generator mit der Nachbildung

einer Antennenimpedanz verwendet (s. Bild 3) und kapazitive Fußpunktkopplung gewählt. Selbstverständlich kann auch induktiv angekoppelt werden. Es gilt

$$U_A = \frac{1}{t_A} U_K \left(\frac{1}{Q} + t_A^2 \cdot \delta_A \right) \quad (12)$$

Darin bedeutet $t_A = \frac{C_A}{C_2 + C_A}$, Q die Betriebsgüte des Kreises ohne Antenne (aber mit angeschlossenem Transistor), $\delta_A = \omega_0 C_K \cdot R_{GA}$ die Dämpfung durch die Antenne und $C_K = \frac{C_1 (C_2 + C_A)}{C_1 + C_2 + C_A} \approx C_1$ die wirksame Kreiskapazität.

Der mit $G_A = 1/R_A$ (s. Bild 5) eingeführte transformierte Antennenleitwert ist

$$G_A = (\omega_0 C_K \cdot t_A)^2 R_{GA} = (Q_0 \cdot G_K \cdot t_A)^2 R_{GA}$$

und im vorliegenden Fall mit $t_A = 1/33$, $Q_0 = 100$ und $G_K = 10 \mu S$ nur $G_A = 0,054 \mu S$. Die Verstimmung des Kreises durch die Antenne ergibt sich zu

$$\frac{\Delta f/f}{\Delta C_A/C_A} = - \frac{1}{2} \frac{C_K}{C_A} t_A^2 \approx -4 \cdot 10^{-4}$$

Die Antennenspannung ist

$$U_A = \frac{U_K}{t_A \cdot Q}$$

und bei einer Betriebsgüte $Q = 100$ (bei Regelung) und $t_A = 1/33$

$$U_A = 0,33 U_K$$

Mit $U_{KL} = 5 \mu V$ für den Signal-Rausch-Abstand Null wird $U_A = 3,3 \mu V$ für einen Signal-Rausch-Abstand von 6 dB. Gemesen wurden Werte von $U_A \approx 5 \mu V$.

2.2. ZF-Kreisimpedanz

Im ungeregulierten Zustand ($I_E = 0,4$ mA) besteht bei hohen Impedanzen des ZF-Kreises die Gefahr einer Selbsterregung auf der ZF, wenn der Eingangskreis auf die kritische Frequenz $f_{RF} = 924$ kHz ($2 \cdot f_{ZF}$) abgestimmt ist. Mit $R_{ZF} < 50$ kOhm bleibt die Schaltung aber auch im ungeregulierten Zustand stabil.

Neuartige Aussteuerungsanzeige für Ela-Verstärker

Die Überwachung des Aussteuerungsgrades am Ausgang von Leistungsverstärkern mit Aussteuerungsinstrumenten oder ähnlichen Anzeigegeräten führt zu Schwierigkeiten, da oft keine ausreichende Spannungsreserve jenseits der Vollaussteuerung zur Verfügung steht, um eine beginnende Übersteuerung anzuzeigen. Moderne Leistungsverstärker haben infolge starker Gegenkopplung beim Abschluß mit Nennlast nur einen geringen Abstand zwischen Vollaussteuerung (beispielsweise 100 V) und scharf einsetzender Übersteuerungsgrenze (etwa 110 ... 130 V).

Ist die Lastimpedanz erheblich größer als der Nennwert, so können allerdings (bei entsprechendem Überschreiten der Nenneingangsspannung) am Ausgang Spannungen bis zu 250 V auftreten. Diese Feststellung steht nicht im Widerspruch zu der Tatsache, daß derartige Leistungsverstärker bei konstanter Eingangsspannung nur eine Ausgangsspannungsänderung von 100 V auf 110 ... 130 V zwischen Nennlast und Leerlauf haben. Es nutzt also nichts, einen Aussteuerungsmesser mit einem entsprechend markierten Übersteuerungsbereich an den Ausgang eines Leistungsverstärkers anzuschalten, wenn das Überschreiten der Vollaussteuerung und damit Verzerrungen vermieden werden sollen. Richtig ist vielmehr die Überwachung der Eingangsspannung der Leistungsstufe, da dort im allgemeinen unverzerrte Steuerspannungen bis zum 2 ... 4fachen der Nenneingangsspannung erreichbar sind. Dieses

führt. Die Kenntlichmachung derartiger unerlaubter Betriebszustände wird mit der Anzeigeröhre ebenfalls erreicht. Die Funktion der Schaltung ist im folgenden kurz beschrieben.

Da die Steuerung der Anzeigeröhre mit einer aus der Ausgangsspannung gewonnenen Gleichspannung bei Kurzschluß am Ausgang nicht möglich ist und ebenso wenig bei Leerlauf durch eine Gleichspannung, die man – wie noch gezeigt wird – aus dem Gegenkopplungskanal gewinnt, muß die Anzeigeröhre durch beide Spannungen gespeist werden. Hierzu erhält die Anzeigeröhre ihre Anzeigegleichspannung von zwei Punkten der Schaltung (Bild 1), wobei die jeweils höhere zur Anzeige gelangt. Die eine Spannung (U_3) wird am Verstärkerausgang abgenommen, genauer gesagt an einer Wicklung, deren Spannung der Gegenkopplungsspannung proportional ist. Sie gibt den Aussteuerungsgrad zwischen Null und Vollaussteuerung an.

Die Spannung U_3 wird Null, wenn der Ausgang kurzgeschlossen ist. Sie steigt auch kaum weiter an, wenn die Vollaussteuerung überschritten wird, das heißt, wenn starke Verzerrungen einsetzen (Bild 2). Die aus dieser Wechselspannung gewonnene Gleichspannung zeigt Bild 3. Man sieht, daß beim Überschreiten der Nenneingangsspannung die Gleichspannung zuerst noch proportional der Ausgangsspannung flach ansteigt, also nicht proportional zur Eingangsspannung.

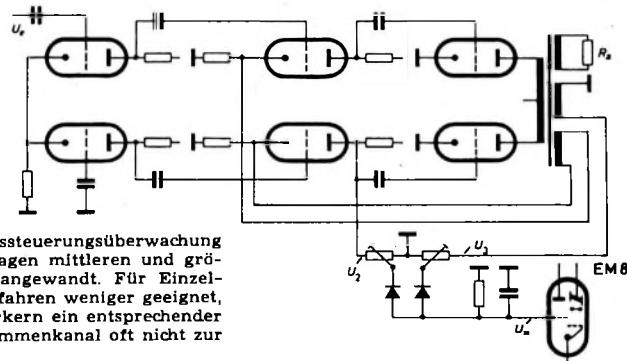


Bild 1. Prinzipschaltung für die Aussteuerungsanzeige mit einer Abstimmanzeigeröhre

Verfahren der Aussteuerungsüberwachung wird auch in Anlagen mittleren und größeren Umfangs angewandt. Für Einzelgeräte ist das Verfahren weniger geeignet, da bei Vollverstärkern ein entsprechender Pegelpunkt im Summenkanal oft nicht zur Verfügung steht.

Um bei solchen Verstärkern mit größerer Leistung dennoch in jedem Falle eine ordnungsgemäße Bedienung des Verstärkers zu ermöglichen, hat Telefunken in den 100-W-Verstärkern „V 217“ und „V 317“ sowie in den 25-W-Verstärkern „V 218“ und „V 318“ eine Aussteuerungsanzeige mit einer Abstimmanzeigeröhre in besonderer Schaltung eingeführt, die außerdem noch weitere Aufgaben erfüllt.

Neben Übersteuerungen, die bei längerer Dauer unter anderem auch die Verkürzung der Lebensdauer der Leistungsrohren zur Folge haben, sind es auch Selbsterregungen (meistens oberhalb des Hörbereiches und daher nicht sofort erkennbar) sowie Kurzschlüsse der angeschlossenen Lautsprecherleitungen und Unteranpassungen (Lastwiderstände zwischen Kurzschluß und Nennabschluß), die zu ähnlichen Schäden

Bei weiterer Erhöhung der Eingangsspannung sinkt die Gleichspannung sogar wieder, und zwar wegen der völlig verzerrten Kurvenform der Ausgangsspannung. Das bedeutet in der Praxis, daß sowohl eine 80%ige Aussteuerung des Verstärkers als auch die völlige Übersteuerung zur gleichen Anzeige führen können, die Leuchtbänder der Anzeigeröhre also unter der Marke für Vollaussteuerung bleiben. Damit wird die Anzeige aber sinnlos und außerdem auch gefährlich für die Röhren.

Die zweite Gleichspannung (U_3) wird an der Anode einer Vorröhre (innerhalb des Gegenkopplungswegs für eine Endröhre) abgenommen. Diese Spannung wird so eingepegelt, daß bei Nennabschluß und Vollaussteuerung ihre Höhe gleich der von U_3 , also der vom Ausgang abgeleiteten

Gleichspannung, ist. Solange zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung des Verstärkers ein linearer Zusammenhang besteht, ist die an der Anode auftretende Spannung U_1 bei Nennabschluß gleich der am Ausgang auftretenden Spannung U_3 . Bei Überanpassung ist U_1 niedriger, das heißt, die Anzeige ist durch die Ausgangsspannung U_3 bestimmt. Bei Unteranpassung wird U_1 höher, und das

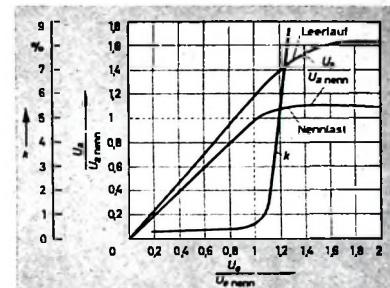


Bild 2. Normierte Ausgangsspannung $U_3/U_{3\text{nenn}}$ bei Leerlauf und Nennlast sowie Klirrfaktor k , abhängig von der normierten Eingangsspannung $U_e/U_{e\text{nenn}}$

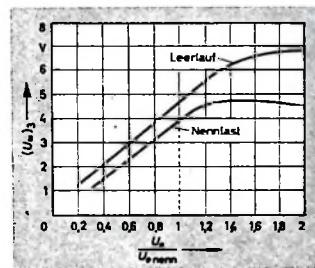


Bild 3. Gleichgerichtete Ausgangsspannung $(U_3)_g$ in Abhängigkeit von der normierten Eingangsspannung $U_e/U_{e\text{nenn}}$ bei Leerlauf und Nennlast

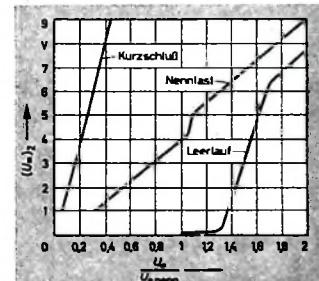


Bild 4. Gleichgerichtete Spannung $(U_3)_g$ an der Anode der Vorröhre als Funktion der normierten Eingangsspannung $U_e/U_{e\text{nenn}}$ für Kurzschluß, Leerlauf und Nennlast am Verstärkerausgang

Magische Auge zeigt eine höhere Ausgangsspannung an, als tatsächlich vorhanden ist. Während bei Normalbetrieb am Gitter der Vorröhre eine Steuerspannung wirksam ist, die der Differenz zwischen der Eingangsspannung und der Gegenkopplungsspannung entspricht, bei starker

Gegenkopplung also nur einen Bruchteil der Eingangsspannung beträgt, wird diese Spannung bei kurzgeschlossenem Ausgang gleich der Eingangsspannung und daher relativ hoch (Bild 4). Ist also im Extrem-

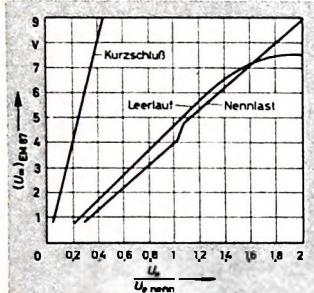


Bild 5. Steuerspannung $(U_-)_{EM 87}$ am Gitter der Anzeigeröhre als Funktion der normierten Eingangsspannung $U_e/U_{e,nenn}$ für Kurzschluß, Leerlauf und Nennlast am Verstärkerausgang

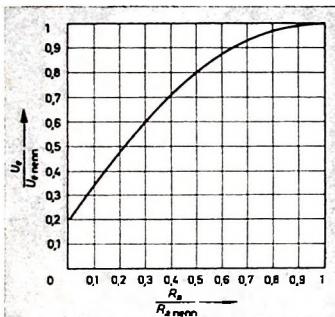
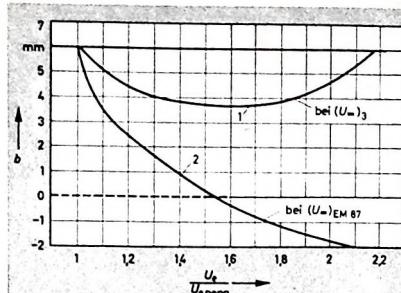


Bild 6. Normierte Eingangsspannung $U_e/U_{e,nenn}$ als Funktion des normierten Lastwiderstands $R_o/R_{o,nenn}$ (Unteranpassung), bezogen auf konstanten Leuchtbänderabstand b der Abstimmanzeigeröhre

fall der Ausgang des Verstärkers kurzgeschlossen, so kann man bei Beachtung der Vollaussteuerungsmarke des Magischen Auges den Verstärker vor Beschädigungen dadurch schützen, daß man die Eingangsspannung und damit die Durchsteuerung der Endröhren sehr niedrig hält. In Bild 5 ist die am Gitter der Anzeigeröhre wirkende Spannung dargestellt, die man durch Kombination der gleichgerichteten Spannungen U_1 und U_2 erhält.

Es könnte als nachteilig angesehen werden, daß auch bei kurzgeschlossenem Ausgang noch eine Anzeige erfolgt. Dazu kann man sagen, daß ein absoluter Kurzschluß am Ausgang daran erkennbar ist, daß der Aussteuerungsregler im Kurzschlußfalle weit unterhalb der normalen Vollaussteuerungsmarke steht und daß neben einem direkten Kurzschluß viel häufiger eine Unteranpassung vorkommt, wobei die Anzeigeröhre dann eben die größte zulässige Aussteuerung ohne Gefährdung des Gerätes angibt. Vollaussteuerung entspricht dabei nicht mehr der Nennleistung, sondern einem darunterliegenden Wert. Eine Kontrolle der Ausgangsspannung würde also ergeben, daß bei Unteranpassung und Ausschlag des Leuchtektors bis zur markierten Vollaussteuerungsgrenze die Ausgangsspannung je nach Grad der Unteranpassung unter der Nennspannung (unter 100 V) bleibt (Bild 6). Bei Überanpassung hingegen entspricht die Vollaussteuerung am Magischen Auge immer der Nennspannung, das heißt 100 V.



Grenzen der roten Abdeckfolie
1 übliche Schaltung 2 neue Schaltung
Überlappung 2fache Übersteuerung
1,5fache Übersteuerung 2fache Übersteuerung
Bild 7. Leuchtbänderabstand b in Abhängigkeit von der normierten Eingangsspannung $U_e/U_{e,nenn}$ bei Nennlast (links); Kurve 1: übliches Verfahren, Kurve 2: neues Verfahren. Oben sind die sich ergebenden Leuchtbänder für 1,5- und 2fache Übersteuerung schematisch dargestellt

Um nun bei Nennabschluß das Überschreiten der Vollaussteuerung deutlich zu machen, wirkt die Schaltung so, daß die Aussteuerungsanzeige „überempfindlich“ reagiert (Bild 4). Die Spannung U_2 steigt nämlich nach Erreichen der Übersteuerungsgrenze und weiterem Anwachsen der Eingangsspannung viel steiler an als zuvor, weil U_1 etwa konstant bleibt. Es handelt sich bei U_3 dann zwar um eine stark verzerrte Spannung, für die Anzeige sind aber die Scheitelwerte maßgebend, und die sind weitgehend unabhängig von der Kurvenform.

Als Ergebnis erhält man eine scharfe Markierung der Übersteuerungsgrenze dadurch, daß deren Überschreitung durch sehr schnelles Schließen oder Überlappung der Leuchtbänder deutlich angezeigt wird. Im Bild 7 ist der Leuchtbänderabstand b als Funktion der normierten Eingangsspannung bei Abschluß des Verstärkers mit Nennlast dargestellt. Kurve 1 stellt die Anzeige dar, die man bei alleiniger Berücksichtigung von U_3 (Bild 1) erhalten würde (bisher übliches Verfahren). Bei Erhöhung der Eingangsspannung auf den 1,5fachen Nennwert überschreiten die Leuchtbänder die Übersteuerungsmarke um nur je 1 mm. Kurve 2 zeigt dagegen die mit dem neuen Verfahren erhaltenen große Anzeigeempfindlichkeit. Die Leuchtbänder sind bei der gleichen Übersteuerung fast geschlossen. Sowohl aus den Kurven als auch aus den darunter gezeigten Skizzen der Leuchtbänder ist der

große Vorteil dieser Schaltung bei der Übersteuerungsanzeige besonders deutlich zu erkennen. Der Leuchtbänderabstand ist auf 6 mm für Vollaussteuerung bei Nennlast eingestellt. Rote Folien decken die Leuchtbänder bis zu diesem Punkt ab. Jede Übersteuerung wird daher gut sichtbar angezeigt; die Skizzen der Leuchtbänder sprechen für sich selbst. Natürlich zeigt die Anzeigeröhre auch eine eventuell vorhandene Selbsterregung an, und zwar auch, wenn sie oberhalb oder unterhalb des Hörbereiches liegen sollte.

Die Funktionen der Anzeigeröhre sind also zusammengefaßt:

1. Übliche Kontrolle des Aussteuerungsgrades innerhalb des Aussteuerungsbereiches.
2. Deutliche Kennlichmachung beginnender Übersteuerungen.
3. Erkennen einer stärkeren Unteranpassung oder eines Kurzschlusses dadurch, daß der Aussteuerungsregler für Vollaussteuerung viel weniger aufgedreht werden darf als unter normalen Bedingungen.
4. Schutz der Endröhren bei Beachtung der Anzeige dadurch, daß Übersteuerungen vermieden werden und bei Kurzschlüssen und allen Unteranpassungen die Aussteuerung zwangsläufig verringert werden muß.
5. Anzeige einer auch außerhalb des Hörbereiches liegenden Selbsterregung.

Errichtung und Betrieb von Rundfunk-Empfangsanlagen

Das Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Ausgabe A, Nr. 84 vom 15. 7. 1964, enthält neue Bestimmungen über Empfangsanlagenanlagen. Danach ist stets eine Genehmigung für das Errichten und Betreiben einer Empfangsanlagenanlage mit energieverstärkenden und/oder frequenzumsetzenden Bauteilen für Ton- und/oder Fernseh-Rundfunk erforderlich, und zwar unabhängig davon, ob Rundfunkteilnehmer daran Ton- und/oder Fernseh-Rundfunkempfänger betreiben.

Es werden folgende Rundfunk-Empfangsanlagenanlagen unterschieden:

- a) Einzelantennenanlage
(Antennenanlage mit einem Anschluß oder mehreren Anschlüssen für nur einen Ton-Rundfunkteilnehmer beziehungsweise Fernseh-Rundfunkteilnehmer)
- b) Nichtöffentliche Gemeinschafts-Antennenanlage
(Antennenanlage mit mehreren Anschlüssen – auch in mehreren Gebäuden – auf einem Grundstück für mehrere Ton-Rundfunkteilnehmer beziehungsweise Fernseh-Rundfunkteilnehmer. Die nichtöffentliche Gemeinschafts-

Antennenanlage wird allgemein als „Gemeinschafts-Antennenanlage“ bezeichnet)

- c) Privatöffentliche Gemeinschafts-Antennenanlage

(Antennenanlage mit mehreren Anschlüssen auf mehreren Grundstücken eines Eigentümers oder mehrerer Eigentümer für mehrere Ton-Rundfunkteilnehmer beziehungsweise Fernseh-Rundfunkteilnehmer, an die sich jedermann anschließen lassen kann. Das Verteilernetz kann sich über öffentliche Wege erstrecken).

Die Genehmigung zum Errichten und Betreiben einer Rundfunk-Empfangsanlagenanlage ist an bestimmte Auflagen gebunden. Die Anlage muß beispielsweise den ebenfalls im genannten Amtsblatt veröffentlichten Technischen Vorschriften für Rundfunk-Empfangsanlagenanlagen entsprechen. In den Technischen Vorschriften werden unter anderem für die verschiedenen Frequenzbereiche bestimmte Forderungen für Mindest- und Maximalnutzspannungen gestellt. HF-Leitungen, Verstärker und Frequenzumsetzer sowie die Entkopplung in der Anlage müssen den in den Vorschriften angegebenen Werten genügen.

Ohmsche Geber für die Messung nichtelektrischer Größen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1964) Nr. 15, S. 554

DK 621.317.39

3. Leitfähigkeitsgeber und -meßverfahren

3.1. Drahtschleife

Wird eine Widerstandsspule oder eine Drahtschleife nach Bild 8 in eine leitende Flüssigkeit gebracht, so kommt durch ohmschen Nebenschluß eine auf den Anfangswert R_0 bezogene Widerstandsverringerung zustande. Stellt man das Leitfähigkeitsverhalten der Flüssigkeit als Konstante k dar, so ist der Meßwiderstand R_m mit h_2 als Flüssigkeitshöhe

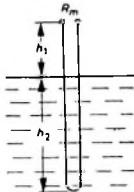


Bild 8. Drahtschleife für Füllstandsmessungen

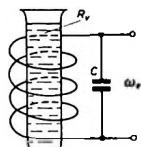


Bild 9. Schwingkreis für Leitfähigkeitsmessungen

Flüssigkeit gebracht, so kommt durch ohmschen Nebenschluß eine auf den Anfangswert R_0 bezogene Widerstandsverringerung zustande. Stellt man das Leitfähigkeitsverhalten der Flüssigkeit als Konstante k dar, so ist der Meßwiderstand R_m mit h_2 als Flüssigkeitshöhe

$$R_m = R_0 + k h_2 R_0 = R_0 (1 + k h_2). \quad (10)$$

Vorteilhaft ist es, wenn der Widerstand der Drahtschleife größer als der der Flüssigkeit ist. Um Meßfehler infolge elektrolytischer Einflüsse auszuschließen, muß die Messung mit Wechselspannung erfolgen.

3.2. Elektrodenaufnahme

Leitfähigkeitsmessungen an festen, flüssigen und gasförmigen Stoffen werden von Fall zu Fall mit verschiedenartigen Elektroden durchgeführt. Bei nichtmetallischen festen Körpern legt man die Leitfähigkeit besonders als Maß für die Feuchte zugrunde. Die dabei anzuwendenden Elektroden sind nach dem jeweiligen Prüfmaterial zu wählen. So werden zum Beispiel für Holz Stempel- und Spreizelektroden und für Tabak Plattenelektroden verwendet. Schaf-, Zell- und Baumwolle muß man mit Zylinderelektroden, und bei Schüttgütern wird die Leitfähigkeit mit Stäben oder Blechen aufgenommen. Besondere Bedeutung hat die Feuchtebestimmung bei Garnen und Spinnstoffen, wobei es mehrere Meßmöglichkeiten gibt.

Die Leitfähigkeit wässriger Lösungen und anderer Flüssigkeiten ist für die verschiedensten Industrien von Bedeutung. Sie ist abhängig von der Ionenkonzentration, von der Ionenbeweglichkeit, von der Temperatur und von der Zähigkeit der Lösung. Als Einheit für die spezifische Leitfähigkeit wird meistens S/cm gewählt. Bei der Leitfähigkeitsmessung verwendet man oft geeichte Meßgefäß und Leitfähigkeitsmeßzellen [7]. Der kapazitive Anteil muß kompensiert werden, da grundsätzlich mit Wechselstrom gemessen wird.

3.3. Schwingkreisaufnahme

Für Leitfähigkeitsmessungen an festen und flüssigen Stoffen eignet sich auch der HF-Schwingkreis. Die Messung wird vorzugsweise als Vergleichsmessung durchgeführt und dabei auf ein zugrunde geleg-

tes Normal bezogen [2]. Nach Bild 9 kann man beispielsweise ein Reagenzglas als Spulenkern verwenden. Wird dieses Glas mit einer Flüssigkeit oder einem Schüttgut gefüllt, so ändern sich (bedingt durch den Verlustwiderstand R_v) sowohl der Resonanzwiderstand des Schwingkreises

diese Einschränkung umgehen. Soll zum Beispiel in einer Turbine oder einem Elektromotor, an einem Maschinenteil oder in einer Nut die Temperatur gemessen werden, so kann ein Geberelement (ähnlich dem im Bild 10 gezeigten) unmittelbar dort untergebracht werden. Es

$$R_{m1} = \frac{L}{R_v \cdot C} \quad (11)$$

als auch seine Eigenfrequenz

$$f_e = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R_v}{2 \cdot L} \right)^2}. \quad (12)$$

Die Leitfähigkeit des im Reagenzglas befindlichen Mediums ermöglicht es, den Schwingkreis zu dämpfen und so Angaben über die Leitfähigkeit eines Stoffes abzuleiten. Auf diese Weise lassen sich auch Sprüh- und Dampfniederschläge messen.

3.4. Elektrisch leitendes Papier

Nach der Elektroanalogie lassen sich mit Hilfe von elektrisch leitendem Papier Strömungsfelder untersuchen. Dieses Verfahren ist weniger aufwendig als das Messen im elektrolytischen Tropf. Bekannte Papierfertigungen sind unter dem Namen „Teledeltos“- und Funkenregistrierpapier bekannt. Dieses spezielle Papier wird oft zur Untersuchung ebener Potentialfelder benutzt. Die Konturen der zu untersuchenden Profile werden mit der Schere aus dem Papier ausgeschnitten. An die Elektroden wird Gleichspannung gelegt [8].

4. Temperaturgeber und -meßverfahren

4.1. Widerstandsdraht

Die Eigenschaft metallischer Drähte, ihren ohmschen Widerstand linear mit der Temperatur zu ändern, führte zur weitverbreiteten Anwendung des Widerstandsthermometers. Nach Gl. (3) ist die Widerstandsänderung proportional zur Temperaturänderung. Diese Beziehung gilt jedoch nur für einen bestimmten Temperaturbereich beziehungsweise bis zu einer bestimmten Grenztemperatur. Als Geberelemente werden für Widerstandsthermometer vorwiegend Platin- und Nickeldrähte verwendet. Der Temperaturkoeffizient α beträgt im Mittel für Platin $3,85 \cdot 10^{-3}$ und für Nickel $6,17 \cdot 10^{-3}$. Das beständige Platin eignet sich für einen Temperaturbereich von $-200^{\circ}C$ bis $+850^{\circ}C$. Höhere Temperaturen lassen sich nur messen, wenn es gelingt, den Isolationswert des Trägermaterials zu erhalten. Dafür kommen Glimmer und Spezialkeramiken in Frage. Der Widerstandsdraht darf keinerlei Abnutzung ausgesetzt sein und muß gegen Gase und Dämpfe geschützt werden.

Oftmals ist das Geberelement in einem Schutzrohr aus Stahl oder Bronze untergebracht. Solche Meßfühler haben eine erhebliche Wärmeträgheit, so daß sie nur für statische Messungen geeignet sind. Für kleinere und mittlere Temperaturen und für weniger aggressive Umwelteinflüsse lassen sich dieser Aufwand und damit auch

Bild 10. Meßwiderstand für Widerstandsthermometer von Rössle-Meßtechnik

ist auch möglich, die Wicklungstemperatur eines Motors oder Transformators direkt mit Hilfe der Widerstandswiderstände zu bestimmen. Bedeuten R_1 und ϑ_1 die Kaltwerte und R_2 und ϑ_2 die Warmwerte, so gilt die Gleichung

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha (\vartheta_2 - \vartheta_1)], \quad (13)$$

die nach der gesuchten Temperatur ϑ_2 aufzulösen ist.

Die Umwandlung der Widerstandsgröße in einen Instrumentenausschlag erfolgt meistens in einer Brückenschaltung mittels Dreh- oder Kreuzspulinstruments [9].

4.2. Thermistor

Die Nutzung der Temperaturabhängigkeit des Widerstands für Temperaturmesszwecke ist auch mit Halbleitern möglich. Während jedoch bei metallischen Drähten zwischen Temperatur und Widerstand weitgehende Linearität besteht, findet man bei Halbleitern eine exponentielle Abnahme des Widerstandes mit ansteigender Temperatur. Halbleiter haben also einen negativen Temperaturkoeffizienten, und Gleichung (3) kann in der speziellen Form

$$\alpha = - \frac{dR}{R \cdot dT} = - \frac{b}{T^2} \quad (14)$$

geschrieben werden. Der Temperaturkoeffizient α ist bei Halbleitern keine Konstante, sondern eine temperaturabhängige Größe. Die ebenfalls etwas temperaturabhängige Energiekonstante b läßt sich durch zwei Messungen ermitteln, wobei T_1 und T_2 die gewählten absoluten Temperaturen in $^{\circ}K$ sind; sie ist

$$b = \frac{\ln R_1 - \ln R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}. \quad (15)$$

Da sich Halbleiterwiderstände in jede beliebige Größe und Form bringen lassen, können auch Thermistormeßfühler für jeden speziellen Zweck gebaut werden. Von besonderer Bedeutung ist jedoch die mögliche Kleinstbauweise und das sich daraus ergebende geringe Wärmespeicher- und Wärmeleitungsmöglichkeiten. Man kann mit Mikroheißleitern Zeitkonstanten von weniger als einer Millisekunde erreichen, wodurch sie speziell für dynamische Messungen geeignet sind. Als besonders günstig erweisen sich Thermistormeßeinrichtungen, wenn in einem bestimmten, aber nicht zu großen Temperaturbereich schnell und genau gemessen werden soll. Wird ein größerer

Bereich durch Umschalten unterteilt, so ist das am einfachsten mit einer besonderen Skala für jeden Meßbereich möglich. Bild 11 zeigt ein solches Meßgerät mit Thermistormeßfühler. Die umschaltbaren Bereiche sind $0^{\circ}\text{C} \dots +120^{\circ}\text{C}$ und $+120^{\circ}\text{C} \dots +240^{\circ}\text{C}$. Eine Langlebensdauer-Quecksilberbatterie ist eingebaut, so daß diese Meßeinrichtung immer betriebsbereit ist.

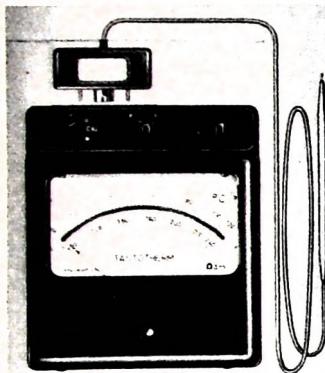


Bild 11. Temperaturmeßeinrichtung „Tastotherm“ von Braun Electronic GmbH

Ein Anwendungsgebiet für Thermistormeßeinrichtungen ist auch die Elektromedizin, wo es sich beispielsweise bei der Bestimmung der Körpertemperatur um den begrenzten Bereich von $35^{\circ}\text{C} \dots 42^{\circ}\text{C}$ handelt. Mit einem geeigneten Glasmeßfühler kann die Temperatur an jeder gewünschten Stelle des Körpers gemessen werden. Grundsätzlich hat der Thermistor gegenüber anderen Temperaturmeßfühlern die größte Empfindlichkeit und für kleine Temperaturbereiche die größte Genauigkeit [10]. Er eignet sich aber nicht nur für Temperaturmessungen, sondern auch für Feuchte- und strömungstechnische Messungen [11].

4.3. Halbleiterdiode

Wie bereits im Bild 1 angedeutet, eignen sich nicht nur Volumenhalbleiter, sondern auch Sperrschichthalbleiter für Temperaturmeßzwecke. Der Sperrwiderstand von Dioden ist eine endliche und temperaturabhängige Größe. Aus diesem Grunde läßt sich der Sperrstrom einer Diode als Temperaturmeßgröße verwenden. Besser ist es jedoch, die Durchlaßspannung bei konstant gehaltenem Durchlaßstrom zur Temperaturmessung heranzuziehen, da diese Spannung in einem großen Bereich linear von der Temperatur der Sperrschicht abhängt. Zu diesem Zweck wird die Diode in einer Brückenschaltung betrieben, die an eine Konstantstromquelle gelegt ist. Grundsätzlich sind für Temperaturmessungen keine besonders ausgewählten Dioden erforderlich. Für höhere Temperaturen sind jedoch Siliziumdioden besser geeignet als Germaniumdioden. In der Empfindlichkeit liegen Diodenmeßfühler zwischen Widerstandsthermometern und Thermistortemperaturgebern. Als günstig hinsichtlich Linearität und Empfindlichkeit erwiesen sich Golddrahtdioden.

Die Vorteile, die Diodenthermometer gegenüber Thermistorthermometern haben, sind Linearität über einen großen Temperaturbereich bis etwa -150°C und die

sich daraus ergebende Möglichkeit der Messung tiefer Temperaturen. Als Nachteile können die verhältnismäßig aufwendige Konstantstromquelle und die etwas geringere Empfindlichkeit genannt werden [12].

4.4. Transistor

An Stelle von Dioden lassen sich auch Transistoren als Temperaturmeßfühler verwenden. Als wirksamen pn-Übergang verwendet man dabei die Emitter-Basis-Strecke in Durchlaßrichtung. Es ist auch möglich, die Collectorstrecke zu verwenden, wobei jedoch zugunsten einer größeren Empfindlichkeit auf gute Linearität verzichtet werden muß. Eine gleichzeitige Nutzung des Transistors als Temperaturmeßfühler und Verstärkerellement hat sich für genaue Messungen nicht bewährt. Es ist günstiger, die Empfindlichkeit durch einen nachgeschalteten Verstärker zu erhöhen [13].

Für weniger genaue Messungen eignet sich auch folgende Anordnung: Erhält die Basis eines Transistors keine Vorspannung, so fließt auf Grund des endlichen Sperrwiderstandes der Basis-Emitter-Strecke ein temperaturabhängiger Reststrom. Dabei ist sowohl die Umgebungstemperatur wie auch die durch Wärmeentwicklung an der Sperrsicht entstehende Übertemperatur wirksam. Der temperaturabhängige Reststrom wird noch verstärkt, wenn nach

mittler einer Halbleiterfüllung ein Metalldraht. Das Halbleiterfüllmaterial dieses Kettenleiters ist temperaturabhängig und hat einen negativen Temperaturkoeffizienten, so daß eine linienhafte Temperaturaufnahme möglich ist. So ein Feuerdraht kann als Integrator auf größeren Strecken verlegt werden. Es ist aber auch möglich, damit jede beliebige Flächen- oder Volumenform zu kontrollieren. Entsteht an irgendeiner Stelle des temperaturüberwachten Raumes eine unzulässig hohe Temperatur, so wird von dieser Stelle ausgehend dem vorher liegenden Ruhequerstrom auf Grund des Heißleitereffektes ein zusätzlicher Arbeitsquerstrom überlagert, der sich zum Messen und Steuern eignet.

4.6. Heißdraht-Gasprüfer

Heißdrähte für Gasanalysen sind zwar keine Temperaturmeßfühler, ihre Einordnung an dieser Stelle scheint aber sinnvoll. Werden nach Bild 14 vier elektrisch geheizte Platindrähte auf zwei von Luft und Rauchgas durchströmte Rohre verteilt und zu einer Meßbrücke zusammenge schaltet, so lassen sich damit Gasprüfungen vornehmen. Bei Luft in beiden Meßstrecken ist die Meßbrücke auf Null abzulegen. Strömt nun zum Beispiel Rauchgas durch das eine Rohr, so sinkt mit zunehmenden CO_2 -Gehalt die Wärmeleitfähigkeit des Gases. Die Temperatur der Meßdrähte in diesem Rohr und damit ihr

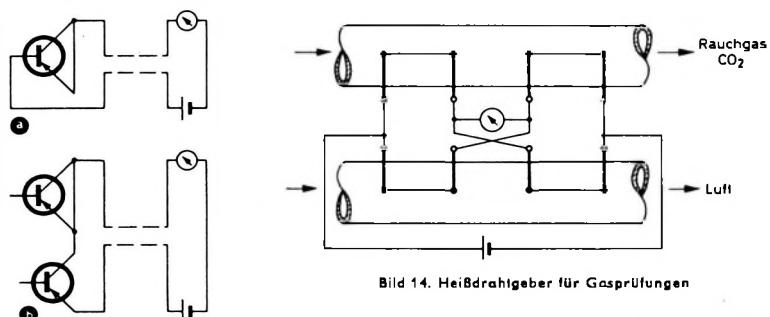


Bild 12. Einfache Transistororschaltungen für Temperaturmeßzwecke

Bild 12a die Basis-Emitter-Strecke (ebenfalls in Sperrrichtung) der Basis-Collector-Strecke parallel geschaltet ist. Schaltet man zwei Transistoren nach Bild 12b zusammen, so genügt ein weniger empfindliches Meßinstrument.

4.5. Feuerdraht

Für die stetige linien-, flächen- und volumenhafte Temperaturmessung und -überwachung, zum Beispiel in Flugzeugen und auf Schiffen, hat sich der sogenannte Feuerdraht am besten bewährt. In einer Stahlkapillare (Bild 13) befindet sich in-

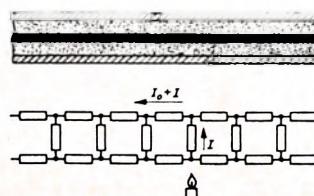


Bild 13. Prinzip des „Feuerdrähtes“

Bild 14. Heißdrahtgeber für Gasprüfungen

Widerstand werden dadurch größer. Die Verstimmung der Meßbrücke ist ein Maß für den CO_2 -Gehalt. In gleicher Weise lassen sich auch der SO_2 - und der $\text{CO} + \text{H}_2$ -Gehalt des Rauchgases bestimmen [14].

Für den O_2 -Gehalt wird an die eine Meßstrecke ein magnetisches Gleichfeld gelegt. Da O_2 stark paramagnetisch ist, entsteht eine als magnetischer Wind bezeichnete Strömung, welche die beiden Meßdrähte abkühlt und dadurch die Brücke verstimmt. Diese Verstimmung ist annähernd proportional dem O_2 -Gehalt des Gasgemisches [2]. Voraussetzung für alle diesbezüglichen gasanalytischen Messungen sind gleiche oder bekannte Temperaturen und Drücke.

4.7. Hitzdraht-Anemometer

Beim Hitzdraht-Anemometer macht man von einem kleinen 1 ... 5 mm langen und nur einige μm dicken Platin- oder Wolframdraht Gebrauch (Bild 15 zeigt die zu



Bild 15. Hitzdrahtgeber für Strömungsmessungen von Disa Elektronik

gehörige Halterung). Der Meßdraht wird mechanisch festgehalten, elektrisch erhitzt und sein Widerstand in einer Brückenschaltung nach Bild 16 gemessen.

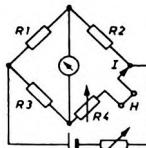


Bild 16. Hitzdrahtmeßbrücke

Bild 17. Thermo-Anemometer für Luftgeschwindigkeits- und Temperaturmessungen (A. Thies)

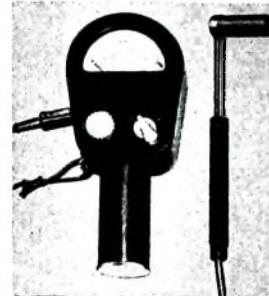
Ein solcher Hitzdrahtmeßfühler eignet sich vorzugsweise für Strömungsmessungen. Der größte Wärmeverlust tritt dann auf, wenn Draht- und Strömungsrichtung einen Winkel von 90° bilden. Größer Wärmeverlust bedeutet maximale Abkühlung und damit kleinsten Drahtwiderstand. Es ist jedoch außer der Richtungsbestimmung auch möglich, die Meßeinrichtung zu eichen, so daß die Strömungsgeschwindigkeit bestimmt werden kann. Wird die hierfür von L. V. King aufgestellte Gleichung vereinfacht [15], so ergibt sich mit den Konstanten a und b sowie der Drahttemperatur ϑ_d und der Umgebungstemperatur ϑ_u die Formel

$$Q' = 0,24 I^2 R = (\vartheta_d - \vartheta_u)(a \sqrt{v} + b). \quad (16)$$

Diese Gleichung besagt, daß der sekundliche Wärmeverlust und damit der Hitzdrahtstrom und der Hitzdrahtwiderstand eine Funktion der Strömungsgeschwindigkeit v sind. Wird das gestörte Brückengleichgewicht mit Hilfe des Widerstandes R wiederhergestellt, so spricht man

von der Methode „konstanter Strom“. Beim Abgleich der Brücke mit dem Widerstand R gilt die Methode „konstanter Widerstand“.

Befindet sich der Hitzdraht in einem ruhenden Medium, so eignet er sich auf Grund seiner geringen Wärmespeicherung zur Bestimmung von schnell veränderlichen Temperaturen, was auch aus Gl. (16) hervorgeht [16].



Das Thermo-Anemometer nach Bild 17 eignet sich zur Messung der Luftgeschwindigkeit und der Lufttemperatur. Der Meßfühler besteht aus zwei kleinen dünnen Nickeldrähten. Einer von diesen Nickelwiderständen wird erhitzt, während der andere konstante Temperatur hat. Die Anzeige ist im Bereich $0^\circ\text{C} \dots 100^\circ\text{C}$ temperaturkompensiert. Bei Anwendung als Luftgeschwindigkeitsmeßfühler kann man den Bereich $0,05 \dots 10 \text{ m/s}$ (bei -50°C bis $+160^\circ\text{C}$) erfassen. (Schluß folgt)

Fernmeldeturm Berlin-Schäferberg nahm Betrieb auf

Nach mehr als dreijähriger Bauzeit wurde am 17. Juli 1964 der Fernmeldeturm Schäferberg durch Staatssekretär Dipl.-Ing. H. Bornemann in Vertretung des erkrankten Bundespostministers seiner Bestimmung übergeben. Für den 103 m über NN stehenden 212 m hohen Turm wurden 12 000 t Beton und 1000 t Stahl verbaut. Die Baukosten für den Turm beliefen sich auf 6 Mill. DM, hinzu kommen weitere 10 Mill. DM für die technischen Einrichtungen der ersten Ausbaustufe. Zwischen 102 m und 134 m Turmhöhe sind die sechs Betriebsgeschosse und vier Antennenplattformen angeordnet. Die Spitze des Turmes trägt in einem Kunststoffzylinder die Antennen für das zweite und das kommende dritte Fernsehprogramm (Kanal 33 bzw. 39). Bei schwachem Wind führt die Turmspitze Taumelschwingungen von etwa 20 cm aus, bei stärksten Sturmböen ist die seitliche Auslenkung an der Spitze 1,70 m, in Höhe der Betriebsgeschosse etwa 50 cm.

Das hier eingesetzte Siemens-Richtfunksystem „EM 120/400“ mit 120 Sprechkreisen je RF-Kanalpaar im 400-MHz-Band arbeitet mit einer frequenzbandsparenden Einseitenbandmodulation, die hier erstmalig bei einem Breitband-Richtfunksystem angewandt wurde (bisher nur bei Kabel- und KW-Funkverbindungen). Gegenüber anderen Systemen läßt sich damit in einem vorgegebenen Frequenzband die fünffache Sprechkanalzahl unterbringen. Da die Gegenstelle in Gartow (östlich Uelzen) 140 km entfernt ist, arbeitet man zur Er-

zielung von Überreichweiten mit der relativ hohen Senderleistung von 1 kW und mehreren in Gruppen parallel geschalteten Antenneneinheiten, um den erforderlichen hohen Antennengewinn zu erreichen. Die Antennen sind so breitbandig, daß sie mit entsprechend aufgebauten Weichen für jeweils fünf RF-Kanäle gleichzeitig ausgenutzt werden können. Durch Mehrfachempfang und durch Bereitstellung von Ersatzwegen mit automatischer Umschaltung ist für höchste Betriebssicherheit gesorgt. Von den drei im Turmgeschoss installierten 20-kW-UHF-Fernsehsendern (Siemens) strahlen zwei das zweite und dritte Fernsehprogramm aus, während der dritte Sender als Fernseh-Richtfunkverbindung eingesetzt wird. Damit entfallen in Zukunft die bisher üblichen längeren Umschaltpausen im Fernsehprogramm von und nach Berlin, weil die Übertragungsstrecke jetzt zweigleisig geworden ist.

Bis zum Herbst 1964 werden weitere Richtfunksysteme in Betrieb genommen werden. Über den jetzt aufgenommenen Selbstwählfernverkehr mit den beiden noch ausstehenden Fernsprechbereichen Hannover und Nürnberg hinaus stehen dann zusätzliche Verbindungen für den Selbstwählfernverkehr zur Verfügung. Geplant ist der Ausbau der Strecke auf zehn RF-Kanalpaare, also auf rund 1000 Sprechkreise, weil man zur Sicherheit immer ein oder zwei Kanalpaare als Ersatzweg freihalten wird. -th

Persönliches

R. Meyer-Barthold

70 Jahre

Rudolf Meyer-Barthold, bis Juli 1964 Direktor der Rundfunkabteilung der Deutschen Philips GmbH, Hamburg, begeht am 18. August 1964 seinen 70. Geburtstag.



R. Meyer-Barthold gehört zu den Pionieren der Rundfunkindustrie. Bereits 1924 übernahm er als Prokurist einer Berliner Firma den Vertrieb eines damals sehr beliebten Rundfunkgerätes. 1934 kam er zu Philips, wo er im Laufe der Jahre verschiedene Aufgaben erhielt und hervorragend löste.

Jetzt im Ruhestand lebend, nimmt er nach wie vor einen Anteil an allen technischen und wirtschaftlichen Problemen der Rundfunk- und Fernsehindustrie.

Großes Verdienstkreuz für R. Hirschmann

Aus Anlaß seines 70. Geburtstages am 3. Juli 1964 (s. Heft 13/1964, S. 465) wurde Richard Hirschmann, Inhaber der seinen Namen tragenden Firma in Eßlingen, mit dem Großen Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik ausgezeichnet. Bei der Überreichung wurde die große Verdienstmedaille des Jubiläums um die Wirtschaft im Land Baden-Württemberg sowie seine soziale Verantwortung und seine vorbildliche Einstellung den Aufgaben der Öffentlichkeit gegenüber gewürdigt.

Ernennungen bei Hirschmann



Dipl.-Ing. Odenwald, technischer Leiter der Firma R. Hirschmann, Eßlingen, wurde zum Technischen Direktor ernannt. Er ist der älteste technische Mitarbeiter von Richard Hirschmann und hat den Aufstieg des Unternehmens durch sein unbeirrbares Verfolgen einmal gefaßter technischer Konzeptionen entscheidend gefördert. Seine Entwicklungsarbeiten haben zu zahlreichen Patenten und anderen Schutzrechten geführt. Neben seiner vielseitigen Arbeit bei der Firma dient Direktor Odenwald auch der Allgemeinheit als Obmann des Ausschusses „Antennen“ im Fachnormenausschuß Elektrotechnik und als Mitglied von zwei weiteren Normenausschüssen und der Technischen Kommission des Fachverbandes „Empfangsantennen“.

Helmut Frank, bisher stellvertretender Verkaufsleiter, wurde zum Verkaufsleiter für das Gebiet Gemeinschaftsantennen ernannt. Er war jahrelang in der Rundfunkbranche tätig, ehe er 1958 zu Hirschmann kam. Von Anfang an widmete er sich besonders den Gemeinschaftsantennen. Seinem unermüdlichen Einsatz ist es zu verdanken, daß die Firma heute einen beachtlichen Marktanteil bei Gemeinschaftsantennen hat. Weiterhin wurde folgenden Mitarbeitern Prokura erteilt: Emil Fritz, Ernst Schaible, Werk Neckartenzlingen; Hans Zehentbauer, Hans-Dietrich Mayer, Werk Eßlingen.



Eine elektronische Taste für den Telegrafiebetrieb mit Punkt-Strich-Speicherung und Pausenprogrammierung

Technische Daten

Speisespannung:	7 V...12 V
Stromaufnahme bei 9 V:	140 mA Dauerstrom, 170 mA bei Tastbetrieb
Zulässige Umgangstemperatur:	-12...+65 °C bei 9 V, -22...+60 °C bei 12 V
Morsegeschwindigkeit:	50...200 Bpm, stufenlos regelbar
Pause-Punkt-Verhältnis:	unabhängig von 1:1 der eingestellten Morsegeschwindigkeit
Punkt-Strich-Verhältnis:	1:3
Speicherung eines Punktes und eines Striches möglich	
Pausenprogrammierung	
Bestückung:	31x 2N706, 16x OA85
Abmessungen und Gewicht:	172 mm x 91,5 mm x 45 mm, 750 g

Die meisten der bisher konstruierten elektronischen Tasten haben verschiedene Nachteile: Das Pause-Punkt-Verhältnis ist nicht 1:1 und meistens von der Morsegeschwindigkeit abhängig, und die Längen von Punkten und Strichen verhalten sich nicht starr wie 1:3, sondern sind in manchen Fällen sogar einstellbar oder hängen von der Geschwindigkeit ab. Außerdem weisen nur wenige Tasten während der Pause eine Verriegelung auf, so daß zwei Zeichen „zusammengeschmiert“ werden können. Viele Gebefehler entstehen daher erst durch die Taste. Man erkennt, daß es hier in hohem Grad auf die Geschicklichkeit des Funkers ankommt, um diese Mängel zu umgehen.

Unabhängig vom erforderlichen Materialaufwand wollte der Verfasser daher untersuchen, ob es eine Lösungsmöglichkeit gibt, die alle aufgeführten Nachteile grundsätzlich vermeidet. Die gefundene (allerdings recht aufwendige) Schaltung hat folgende Vorteile:

- Das Pause-Punkt-Verhältnis ist unabhängig von der Morsegeschwindigkeit;
- das Punkt-Strich-Verhältnis ist starr 1:3 und hängt nicht von der Geschwindigkeit ab;
- die Taste kann erst dann wieder betätigt werden, wenn Punkt oder Strich mit der zugehörigen Pause ausgegeben ist (Pausenprogrammierung);
- für Punkte und Striche ist je ein Speicher vorhanden, der einen Punkt beziehungsweise einen Strich speichern kann.

Die größte Bedeutung hat Punkt d). Das sei am Beispiel des Buchstabens k (---) erläutert. Legt man den Tasthebel auf die Strichseite, dann werden der Strich und die zugehörige Pause ausgegeben. Strich und Pause sind also als Einheit aufzufassen. Berührt der Tasthebel noch vor Beendigung der Strich-Pausenzeit die Punkteite, so wird der Punkt gespeichert. Eine besondere gegenseitige Verriegelung der beiden Speicher sorgt dafür, daß der Punkt erst dann gegeben wird, wenn der auf den Strich folgende Pause beendet ist.

Gleiches gilt auch für den Übergang vom Punkt zum Strich. Betätigt man den Tasthebel auf diese Weise, so erhält man ein Morsezeichen, das in jeder Hinsicht den Tastvorschriften des Morsecodes entspricht. Nur die Pause zwischen den Buchstaben ist jetzt noch frei wählbar. Obwohl auch die Buchstabenpause vorgeschrieben ist, übersteigt ihre Programmierung doch den Rahmen einer handlichen elektronischen Taste. Eine Mithörrvorrichtung hilft beim fügenlosen Zusammenfügen von Punkten und Strichen zum Morsezeichen.

1. Das Blockbild

Das Blockbild (Bild 1) gibt einen ersten Überblick über die Wirkungsweise. Bei der Besprechung der Schaltung wird die Kenntnis aller drei Multivibratorschaltun-

gen, so daß der Punkt ausgegeben wird. Die parallel geschaltete Addierstufe T 18 steuert unverzögert die Punkt- und Strichverriegelung und tastet gleichzeitig den Monitor. Nach einer Periode der Rechteckschwingung ist der Kreis für die Rücksetzung über die monostabile Stufe T 28, T 29 und den bistabilen Rücksetzer T 25, T 26 zur Taststufe geschlossen. Der Rücksetzer wurde vorher über T 27 entsperrt. Auf der Strichseite entsperrt die Taststufe T 1, T 2 die Blockiertransistoren T 9 und (über das Und-Gatter) T 12. Der bistabile Teiler T 13, T 14 teilt die Frequenz des Rechteckgenerators. Die erste Hälfte der Schwingung läßt das Tastrelais anziehen. Danach schaltet der bistabile Teiler für Striche (T 7, T 8) die Addierstufen durch. Nach zwei Punktängen kippt die

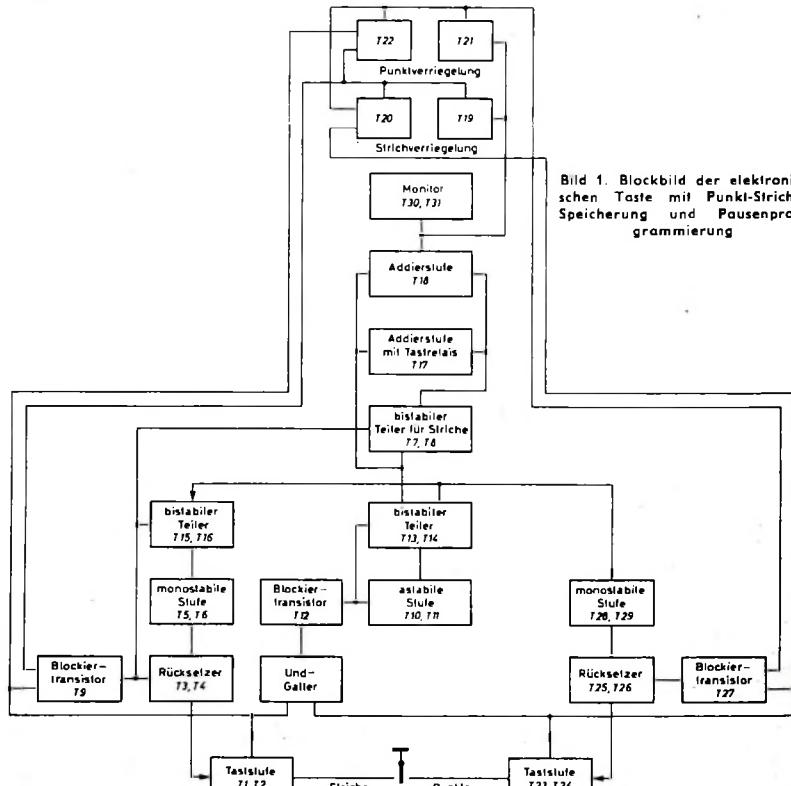


Bild 1. Blockbild der elektronischen Taste mit Punkt-Strich-Speicherung und Pausenprogrammierung

gen (monostabiler, bistabiler und astabiler Multivibrator) vorausgesetzt.

Wird der Tasthebel auf die Punktseite gelegt, so liefert die Taststufe T 23, T 24 (bistabiler Multivibrator) an das Und-Gatter eine Spannung, die über den Blockiertransistor T 12 den astabilen Multivibrator T 10, T 11 anstimmen läßt. Von dem nachfolgenden binären Untersteller T 13, T 14 gelangt die Rechteckschwingung zur Addierstufe T 17, die das Tastrelais schal-

ten zurück. Der Strich besteht also immer aus drei Punktängen. Der Rückkopplungsweg für die Rücksetzung schließt sich über den bistabilen Teiler T 15, T 16, die monostabile Stufe T 5, T 6 und den eigentlichen Rücksetzer T 3, T 4.

2. Die Schaltung der elektronischen Taste
Wegen der hohen Anforderungen an Temperatursicherheit und Schaltverhalten wurden Silizium-npn-Transistoren 2N706

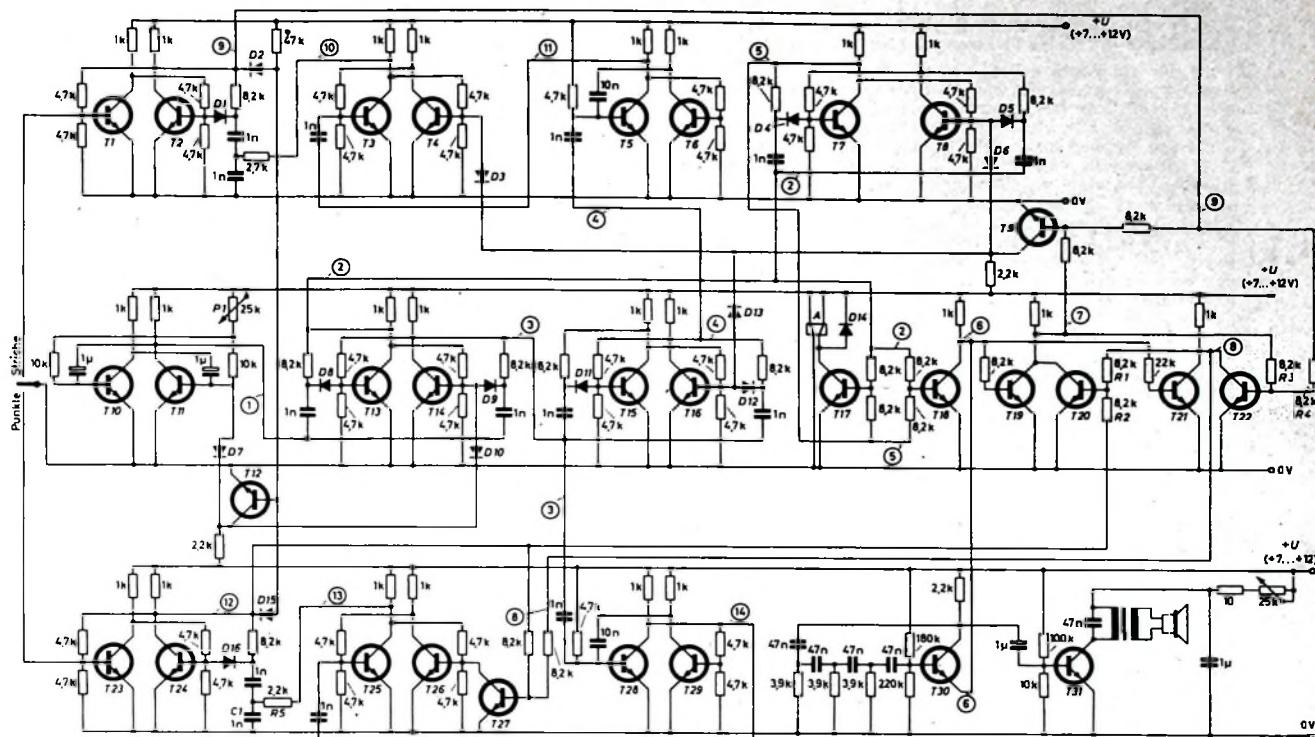


Bild 2. Vollständige Schaltung der elektronischen Taste (T 1...T 31: 2N706; D 1...D 16: OA 85)

(General Electric) verwendet, die ein Bandbreite-Verstärkungsprodukt von 400 MHz haben. Frequenzteilerstufen werden immer mit Impulsen angesteuert, die den gerade leitenden Transistor sperren. Bei npn-Transistoren sind dafür negative Impulse erforderlich.

In der Ruhelage der Schaltung leiten die Transistoren T 23 und T 1 der Taststufen (Bild 2), während T 24 und T 2 und damit auch die Dioden D 15 und D 2 gesperrt sind. Diese Dioden bilden ein Und-Gatter, an dem +U liegt, so daß T 12 Strom führt. Da die Basen von T 11 und T 14 über D 7 und D 10 an den Collector von T 12 angeschlossen sind, liegen sie an 0 V. T 11 und T 14 sind daher gesperrt, und ihre Collectoren haben das Potential +U (Spannungsverläufe ① und ② im Bild 3). Die Collectoren von T 24 und T 2 steuern außerdem die Blockiertransistoren T 9 und T 27. Diese leiten und schalten die Basen von T 8, T 16 und T 4 (über die Dioden D 6, D 13, D 3 entkoppelt) an 0 V, während T 27 den Transistor T 26 gesperrt hält. Damit liegen alle Ruhepotentiale fest. Die Addiertransistoren T 17 und T 18 sind hochohmig, das Tastrelais A und der NF-Oszillator T 30 stromlos.

Um das Verständnis der Arbeitsweise der Schaltung zu erleichtern, werden zunächst die Impulsfolgen von Punkten und Strichen getrennt besprochen. Anschließend wird dann an Hand der Zeichenfolge für einen Buchstaben die gegenseitige Verriegelung erklärt.

Legt man den Tasthebel auf die Punktseite, so kippt die Taststufe T 23, T 24 infolge des Kurzschlusses der Basis von T 23 in ihren zweiten stabilen Zustand, in dem T 24 leitet. Da das Potential am Punkt ① weiter 0 V bleibt, wird jetzt T 27 gesperrt. Gleichzeitig schaltet D 15 durch, und der

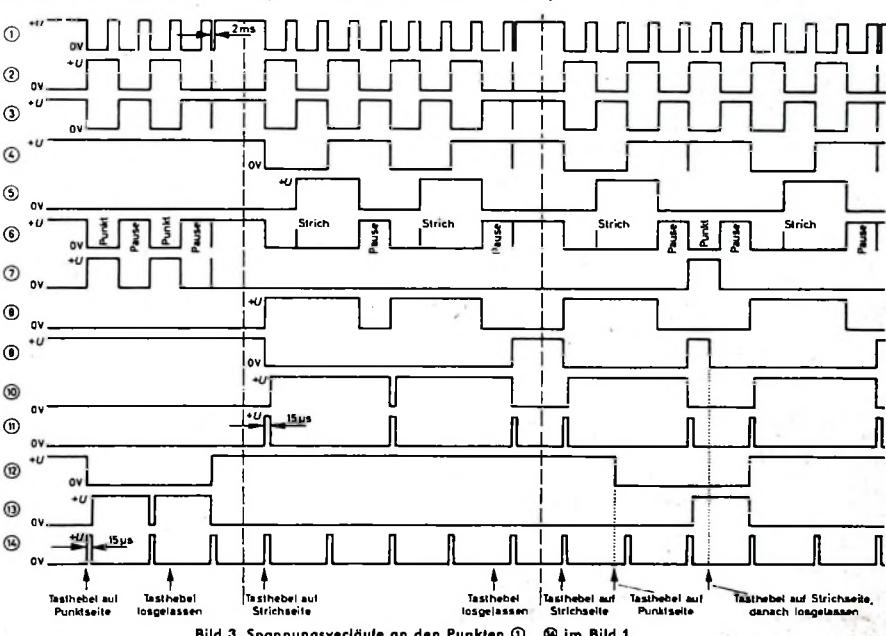


Bild 3. Spannungsverläufe an den Punkten ①...⑯ im Bild 1

Blockiertransistor T 12 entsperrt den astabilen Multivibrator T 10, T 11 sowie die bistabile Frequenzteilerstufe T 13, T 14. Mit einem astabilen Multivibrator läßt sich kein frequenzunabhängiges Tastverhältnis von 1:1 erreichen. Das ermöglicht erst eine nachgeschaltete Frequenzteilerstufe, die die Frequenz der astabilen Stufe halbiert. Aus den Impulsen dieser Teller-

stufe wird das Morsezeichen zusammengesetzt. Bei der kleinsten mit P 1 einstellbaren Morsegeschwindigkeit von 50 Bpm beträgt die Zeittafel eines Punktes 100 ms, bei der höchsten Geschwindigkeit von 200 Bpm 30 ms.

Die Addiertransistoren T 17 und T 18 werden nur von der Impulsfolge ① gesteuert.

T 17 schaltet das Tastrelais A, während **T 18** den NF-Oszillator elektronisch tastet. Wird der Tasthebel während der zweiten Punkt-Pausenzeit losgelassen, dann ist der Weg für die Rücksetzung frei. Die monostabile Stufe **T 28**, **T 29** kippt bei jeder negativen Impulsflanke am Collector von **T 14** (Spannungsverlauf \odot) aus ihrer Ruhelage, und die Rückflanke des dabei erzeugten Impulses schaltet den Rücksetzer **T 25**, **T 26** nach $15\text{ }\mu\text{s}$ um (Spannungsverläufe \ominus und \odot). Die Eingangstorschaltung (**D 16**) der Taststufe läßt über den Impulstiepfaß **C 1**, **R 5** zwar nur negative Flanken passieren, aber erst wenn die gleichstrommäßige Blockierung der Taststufe durch den Tasthebel aufgehoben ist, kann die nächste negative Flanke diese Stufe in den Ausgangszustand zurücksetzen. Anschließend blockiert sie über **T 12** und **T 27** den Generator **T 10**, **T 11**, die Teilerstufe **T 13**, **T 14** und den Rücksetzer.

Der Abschaltvorgang der astabilen Stufe ist wegen der Umladung des Rückkoppelpfads über **D 7** und **T 12** um 2 ms verzögert. Diese Verzögerungszeit wirkt sich aber nicht nachteilig aus, denn die nachfolgende Teilerstufe hat eine Abschaltzeit von etwa 10 ns , die nicht ausreicht, um das Tastrelais oder den Monitor zum Ansprechen zu bringen. Gute Relais haben Ansprechzeiten von einigen Millisekunden.

Für die Strichseite soll die Ausgabe zweier Striche betrachtet werden. Der Tasthebel schließt dann die Basis des leitenden Transistors in der Taststufe **T 1**, **T 2** kurz, die dadurch aus ihrer Ruhelage kippt (Spannungsverlauf \odot) und den Generator sowie den nachfolgenden Frequenzteiler entsperrt. Außerdem entsperrt **T 9** alle an seinem Collector angeschlossenen Stufen. In den Addierstufen **T 17** und **T 18** wird das Zeichen, dessen Dauer drei Punktängen betragen soll, aus den Impulsverläufen \odot und \ominus zusammengesetzt. Während des ersten Zeichendrittels bewirkt \odot , daß diese Stufen Strom führen. Die negative Flanke am Collector von **T 13** kippt den bistabilen Teiler **T 7**, **T 8** aus seiner Ruhelage. **T 7** steuert dann während des zweiten Drittels die Addierstufen allein und im letzten Drittel zusammen mit **T 13**.

Bei der Übernahme der Steuerung durch **T 7**, **T 8** entsteht in den Addierstufen ein kleiner Spannungseinbruch, dessen Dauer der Kippzeit des Teilers entspricht. Sie beträgt etwa 10 ns , macht sich aber infolge der Trägheit des Tastrelais nicht bemerkbar. In der Verriegelungsschaltung wird dieser Impuls durch Übersteuerung der Transistoren unterdrückt.

Während der zweiten Strich-Pausenzeit wird der Tasthebel losgelassen. Den Impulsverlauf der Rücksetzung dehnt der Rückstellteiler **T 15**, **T 16**, der von **T 14** (Spannungsverlauf \odot) so angesteuert wird, daß er nach der Strich-Pausenzeit mit negativer Flanke kippt (Spannungsverlauf \odot). Dieser Impuls stößt die monostabile Stufe **T 5**, **T 6** an. Der weitere Rücksetzvorgang verläuft entsprechend dem der Punktseite.

Der entscheidende „Schaltungskniff“ bei der Rücksetzung ist die Aufeinanderfolge von monostabilen und bistabilen Kippstufen. Die monostabile Stufe hat die Aufgabe, den bistabilen Rücksetzer immer wieder in die Lage zurückzusetzen, aus der er am Ende der Zeichen-Pausenzeit mit einer negativen Impulsflanke kippt.

Ohne die monostabile Stufe könnte nur nach ungeradzahligen Vielfachen der Zeichen-Pausenzeit rückgesetzt werden.

Wenn ein Morsezeichen aus Strichen und Punkten mit dem vorgeschriebenen Pausenabstand (eine Punktänge) nahtlos zusammengesetzt werden soll, ist eine besondere Schaltung für die gegenseitige Verriegelung der Strich- und Punktseite notwendig. Ihre Wirkungsweise sei am Morsezeichen für den Buchstaben **k** ($\cdot\cdot\cdot$) beschrieben. Der Tasthebel wird zunächst auf die Strichseite gelegt, und dabei werden, wie beschrieben, die Blockiertransistoren **T 9** und **T 12** gesperrt. **T 9**, **T 20**, **T 22** und **T 27** werden doppelt ausgenutzt.

Wenn diese Transistoren leiten sollen, muß wenigstens einer ihrer beiden Basiswiderstände an $+U$ liegen. An **R 4** liegt 0 V , an **R 2** dagegen $+U$. Daher hat der Punkt \odot das Potential 0 V , und **T 9** und **T 22** sind gesperrt. Da **T 19** und **T 21** vom Addiertransistor **T 18** gesteuert werden, sind sie während des Punktes oder Striches gesperrt und während der Pause leitend. Am Punkt \odot und damit auch an **R 1** liegt also $+U$.

Bringt man den Tasthebel noch während des Striches auf die Punktseite, so liegt **R 2** an 0 V . **R 1** übernimmt jetzt die Durchsteuerung von **T 20**, und das Potential $+U$ am Punkt \odot blockiert über **T 27** die vorzeitige Rücksetzung des Punktes.

Die Pause nach dem Strich steuert **T 19** und **T 21** durch und schließt **T 20** und **T 22** nach 0 V kurz. Der Blockiertransistor **T 27** wird dadurch gesperrt. Am Ende der Pause erfolgt für die Strichseite die Rücksetzung. Der astabile Generator **T 10**, **T 11** und die Frequenzteilerstufe **T 13**, **T 14** arbeiten weiter, da die Taststufe der Punktseite am Und-Gatter 0 V erzwingt. **T 12** bleibt also gesperrt.

Der Punkt sperrt über **T 18** (Spannungsverlauf \odot) die Transistoren **T 19** und **T 21** wieder. Da **R 4** an $+U$ liegt (Spannungsverlauf \odot), leitet **T 22** und schließt **T 21** nach 0 V kurz (Spannungsverlauf \odot). **T 27** bleibt weiter gesperrt, und auch **T 20** ist

Taststufe zu verhindern. Die Verriegelung endet beim Beginn der Pause. Dadurch fügen sich Punkte und Striche exakt aneinander.

Die sehr steilen Impulse der monostabilen Stufe **T 25**, **T 26** können sich trotz der Sperrung des Rücksetzers über die Kapazität des Transistors **T 25** als Rücksetzimpulse auf die Taststufe auswirken. Daher wurde ein Impulstiepfaß zwischen beiden Stufen angeordnet, der die Störimpulse kurzschießt. Seine Dimensionierung ist jedoch recht kritisch. Auch für die Strichseite hat sich ein Impulstiepfaß als günstig erwiesen.

3. Temperatursicherheit

In einem Wechseltemperaturschrank wurde die Temperatursicherheit der elektronischen Taste geprüft. Bei 9 V Speisespannung arbeitet die Schaltung im Bereich $-12\ldots+65\text{ }^{\circ}\text{C}$ einwandfrei. Bei 12 V erweitert sich der zulässige Arbeitsbereich auf $-22\ldots+60\text{ }^{\circ}\text{C}$. In beiden Fällen bestimmen die Impulstiefpässe die untere Temperaturgrenze. Die Widerstandszunahme gewährleistet dann nämlich keine einwandfreie Rücksetzung mehr.

Die obere Temperaturgrenze wird durch den Monitor festgelegt; oberhalb $+60$ beziehungsweise $+65\text{ }^{\circ}\text{C}$ wird der Ton chirpig. Die Schaltung selbst ist bis $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$ betriebsfähig. Erst dann schwingt der astabile Generator nicht mehr an. Diese Temperaturgrenzen wurden ohne spezielle Dimensionierung erreicht.

4. Mechanischer Aufbau

Die Schaltung konnte auf einer $90\text{ mm} \times 170\text{ mm}$ großen Platinen aus 2 mm dicken Pertinax untergebracht werden (Bilder 4 und 5). Hohlkontakte mit 2 mm Durchmesser dienen in einem 5-mm-Raster als Lötstützpunkte. Die Bauteile wurden aufrechtsstehend aneinandergereiht. Durch ge-

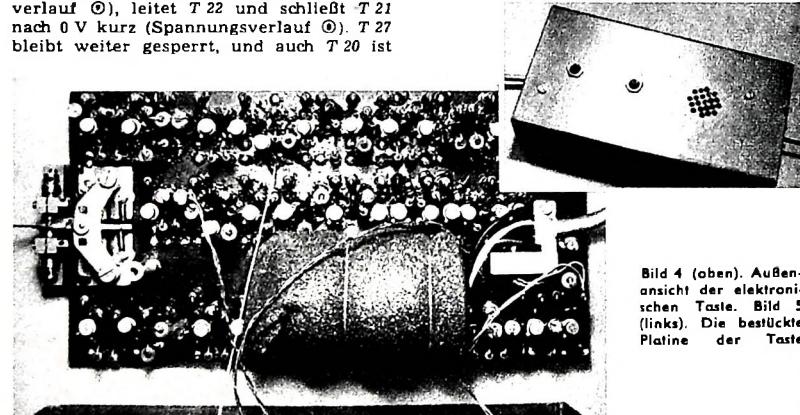


Bild 4 (oben): Außenaufnahme der elektronischen Taste. Bild 5 (links): Die bestückte Platinenplatte der Taste

über **R 1** und **R 2** gesperrt, so daß \odot an $+U$ liegt. Wird der Tasthebel noch während des Punktes auf die Strichseite gelegt, so springt das Potential an **R 4** von $+U$ auf 0 V . Der alte Zustand bleibt aber erhalten, da **T 22** weiter über **R 3** durchgesteuert wird. Die Pause nach dem Punkt hebt die Verriegelung von **T 9** auf. \odot und \ominus liegen dann auf 0 V . Nach der Rücksetzung der Punktseite wird, wie bereits beschrieben, der Strich ausgegeben.

Die Verriegelungsschaltung hat die Aufgabe, eine vorzeitige Rücksetzung der

schickte Anordnung ließ sich ein Aufbau mit wenigen Kreuzungen auf der Leiterseite erreichen.

Aus einem Telegrafenrelais läßt sich mit wenig Aufwand ein prellfreier Tasthebel herstellen. Als Tastrelais wurde das Zwergpolrelais „Trls 173u“ von Siemens benutzt, dessen Anker zwei Ruhelagen hat. Mit der zweiten Relaiswicklung erhält der Anker eine definierte Lage. Der im Bild 5 sichtbare Schaumgummimantel um das Relais dient zur Geräuschkämpfung.

Die Messung von Verzerrungen im NF-Gebiet

DK 621.317.353

Verzerrungsmessungen sollen in erster Linie die Beurteilung des Verhaltens eines Verstärkers oder eines anderen Vierpols bei der Verarbeitung von Signalen ermöglichen. Dabei ergibt sich aber die Frage, ob das benutzte Meßverfahren auch wirklich eine brauchbare Antwort liefert, das heißt brauchbar für eine Voraussage über die Arbeitsweise unter betriebsmäßigen Bedingungen oder brauchbar, um Hinweise auf die zur Verbesserung der Arbeitsweise erforderlichen Maßnahmen zu erhalten. Im allgemeinen werden zwei prinzipiell verschiedene Methoden bei Verzerrungsmessungen angewendet: die Klirrfaktormessung mit einem Signal (Eintonmethode) und die Messung der Verzerrungen infolge Intermodulation zweier Signale (Doppelton- und Intermodulationsmethode).

1. Verfahren mit einer Frequenz (Eintonmethode)

Diese Methode ist die einfachste, hat aber die Schwierigkeit, daß ein sehr kliarmes Eingangssignal erforderlich ist. Bei modernen Meßgeräten läßt sich diese Schwierigkeit meistern. Sollen aber Messungen von Klirrfaktoren unter 0,1% mit einiger Genauigkeit durchgeführt werden, dann müssen im allgemeinen zusätzliche Filter zur Unterdrückung von Oberschwingungen des Eingangssignals benutzt werden.

Unter der Annahme, daß eine reine Sinusschwingung zur Verfügung steht, sind zwei Methoden zur Messung des Klirrfaktors geeignet. Bei der ersten und einfachsten benutzt man ein Klirrfaktor-Meßgerät (Bild 1), das im wesentlichen aus einem abstimmbaren Sperrfilter und einem nachgeschalteten Spannungsmesser besteht. Die Arbeitsweise



Bild 1. Prinzip der Klirrfaktormessung mit einem Klirrfaktor-Meßgerät, das aus einem abstimmbaren Sperrfilter und einem Spannungsmesser besteht

ist folgende: Zuerst wird das Ausgangssignal einschließlich der Verzerrungen gemessen. Dann schaltet man das Sperrfilter zwischen den Ausgang des Prüflings und den Spannungsmesser und stimmt das Filter auf Unterdrückung der Grundwelle ab. Das Restsignal, das aus Rauschen und Oberwellen besteht, wird dann mit dem Spannungsmesser gemessen. Aus dem Verhältnis der beiden gemessenen Spannungen kann man dann den Klirrfaktor bestimmen. Der Hauptnachteil dieser Meßmethode ist, daß sich die Verzerrung aus einem Signalgemisch ergibt, wobei nicht zwischen den Anteilen der einzelnen Oberwellen unterschieden werden kann. Dieser Nachteil läßt sich jedoch vermeiden, indem man das Restsignal mit einem Oszillografen beobachtet und aus dem Schirmbild auf die Zusammensetzung des Signals schließt.

Genauere Klirrfaktormessungen lassen sich mit einem Frequenzanalysator durchführen, der die Messung der einzelnen Oberwellen ermöglicht. Der prozentuale Klirrfaktor kann dann für Klirrfaktoren $k < 10\%$ nach folgender Formel berechnet werden:

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100.$$

Darin ist U_1 die Amplitude der Grundwelle, und U_2, U_3, \dots sind die Amplituden der Oberwellen.

2. Methoden mit zwei Frequenzen (Differenzton- und Intermodulationsmethode)

Es gibt zwei empfohlene Verfahren zur Durchführung der Messung mit zwei Frequenzen: die CCIF- oder Differenztonmethode [1] und die SMPTE- oder Intermodulationsmethode [2]. Diese Methoden liefern zwar häufig stark unterschiedliche Ergebnisse, jedoch ist jede auf ihrem Gebiet brauchbar, und bei der Beurteilung von Geräten ist es oft zweckmäßig, beide Verfahren anzuwenden. Bei den Methoden mit zwei Frequenzen ist besonders vorteilhaft, daß sie kein extrem kliarmes Prüfsignal benötigen. Außerdem werden hierbei die praktischen Betriebsbedingungen genauer nachgebildet.

2.1. CCIF- oder Differenztonmethode

Hierbei führt man zwei Frequenzen f_1 und f_2 mit gleicher Amplitude, aber verhältnismäßig geringer Frequenzdifferenz über eine geeignete Brückenschaltung dem zu prüfenden Gerät zu (Bild 2). Das Ausgangssignal des Meßobjekts wird mit dem Spitzenspannungsmesser M_1 gemessen und dann durch ein Tiefpaßfilter geleitet, das die Frequen-

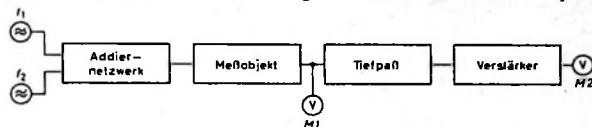


Bild 2. Intermodulationsmessung nach CCIF (Differenztonmethode)

zen f_1 und f_2 unterdrückt. Die Intermodulationsprodukte gerader Ordnung $(f_1 - f_2), 2(f_1 - f_2), 3(f_1 - f_2), \dots$ werden von dem Filter durchgelassen und mit dem Meßinstrument M_2 gemessen. Der prozentuale Intermodulationsfaktor ist dann gegeben durch

$$d = \frac{\text{Amplitude der Intermodulationsprodukte} \cdot 100}{U_{f1} + U_{f2}}.$$

Diese Methode liefert keine Aussagen über die Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung, zum Beispiel $(2f_1 - f_2), (3f_1 - 2f_2)$ usw., die mit einem Frequenzanalysator gemessen werden können. Das zweckmäßige Anwendungsgebiet dieser Methode ist das obere Ende des Durchlaßbereichs eines Verstärkers, wo der Abfall der Durchlaßkurve beginnt. An dieser Stelle ergibt die einfache Klirrfaktormessung ein falsches Ergebnis. Bei dieser Methode ist aber zu beachten, daß die gewählte Frequenzdifferenz innerhalb des Durchlaßbereichs des zu prüfenden Gerätes liegt.

2.2. SMPTE- oder Intermodulationsmethode

Bei diesem Verfahren werden ein Signal mit verhältnismäßig hoher Frequenz f_1 und ein Signal mit verhältnismäßig niedriger Frequenz f_2 benutzt, dessen Amplitude viermal größer als die von f_1 ist. Die Signale werden in einer geeigneten Brückenschaltung addiert und dem zu prüfenden Gerät zugeführt (Bild 3). Das Ausgangssignal des Meßobjekts gelangt zu einem Hochpaßfilter, das das niederfrequente Signal f_2 unterdrückt. Das modulierte höherfrequente Signal, das aus f_1 und den Intermodulationsprodukten $(f_1 + f_2), (f_1 - f_2), (f_1 + 2f_2), (f_1 - 2f_2), \dots$ besteht, wird gleichgerichtet und über ein Tiefpaßfilter, das nur die Intermodulationsprodukte durchläßt, dem Meßinstrument M_2 zugeführt. M_2 mißt die Amplitude als prozentualen Anteil von f_1 , woraus sich der prozentuale Intermodulationsfaktor ergibt. Bei dieser Meßmethode muß das niederfrequente Signal f_2 innerhalb des Durchlaßbereichs des zu prüfenden Gerätes liegen. Ähnlich wie die Klirrfaktormessung, liefert diese Methode aber keine Angaben darüber, ob die verzerrte Ausgangsspannung gerade oder ungerade Komponenten enthält.

Die beschriebenen Meßverfahren dürfen zwar für die Fertigung ausreichend sein, der Entwicklungingenieur wird aber feststellen, daß ein Frequenzanalysator aufschlußreichere und damit nützlichere Ergebnisse liefert.

3. Theoretische Überlegungen

Den Doppelton- und Intermodulationsmethoden schreibt man viele Vorteile zu, bei denen der höheren Meßempfindlichkeit eine wichtige Rolle zufällt. Der Hauptgrund dafür ist die zuwenig kritische Betrachtung der Übertragungscharakteristik eines Verstärkers. Sie läßt sich als Funktion der Eingangsspannung u_e in Form einer Potenzreihe angeben

$$u_a = a_1 u_e + a_2 u_e^2 + a_3 u_e^3 + \dots + a_n u_e^n.$$

Tab. I enthält die Reihenentwicklung für ein Einzelsignal $u_e = U \sin \omega t$, Tab. II die Reihe für zwei gleichzeitig angelegte Signale

$$u_e = U_{f1} + U_{f2} = U_1 \sin \omega_1 t + U_2 \sin \omega_2 t.$$

Auf den ersten Blick scheint es, als ob der Koeffizient der Intermodulationskomponente zweiter Ordnung ($a_2 U_1 U_2$) doppelt so groß ist

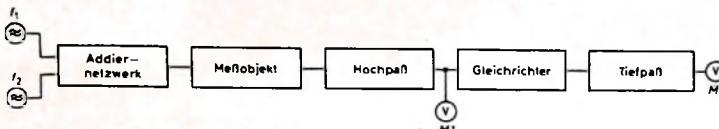


Bild 3. Intermodulationsmessung nach SMPTE

wie die entsprechende Komponente für das Glied der zweiten Harmonischen $\frac{1}{2} a_2 U^2$. Das ist nur der Fall, wenn jede der Amplituden der Signale U_1 und U_2 genauso groß ist wie im Falle der Eintonmethode. Um das Prüfobjekt richtig beurteilen zu können, ist es aber wichtig, daß die Spitzenspannung des Summensignals gleich denjenigen bei der Eintonmethode gewählt wird.

Tab. I. Reihenentwicklung der Übertragungsfunktion für ein Einzelsignal

Übertragungsfunktion	Teilschwingung
$u_a = (\frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{3}{4} a_4 U^4 + \dots) +$	Gleichstromglied
$+ (a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 + \dots) \cos \omega_1 t +$	Grundwelle
$+ (\frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{1}{2} a_4 U^4 + \dots) \cos 2 \omega_1 t +$	2. Harmonische
$+ (\frac{1}{2} a_2 U^2 + \dots) \cos 3 \omega_1 t +$	3. Harmonische
$+ (\frac{1}{2} a_2 U^2 + \dots) \cos 4 \omega_1 t$	4. Harmonische

Tab. II. Reihenentwicklung der Übertragungsfunktion für zwei Eingangssignale

$S^1)$ $C^2)$	Übertragungsfunktion	Kom- ponenten- Ordnungszahl
	$u_a = (\frac{1}{2} a_2 U_1^2 + \frac{3}{4} a_3 U_1^3 + \frac{1}{2} a_4 U_1^4 + \frac{3}{4} a_5 U_1^5 + \frac{1}{2} a_6 U_1^6 + \dots) +$	
	$+ (a_1 U_1 + \frac{3}{4} a_3 U_1^3 + \frac{1}{2} a_4 U_1^4 + \dots) \cos \omega_1 t +$	
	$+ (a_1 U_2 + \frac{3}{4} a_3 U_2^3 + \frac{1}{2} a_4 U_2^4 + \dots) \cos \omega_2 t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_1^2 + \frac{1}{2} a_4 U_1^4 + \frac{3}{4} a_5 U_1^5 + \frac{1}{2} a_6 U_1^6 + \dots) \cos 2 \omega_1 t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_2^2 + \frac{1}{2} a_4 U_2^4 + \frac{3}{4} a_5 U_2^5 + \frac{1}{2} a_6 U_2^6 + \dots) \cos 2 \omega_2 t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_1^2 + \frac{1}{2} a_4 U_1^4 + \dots) \cos 3 \omega_1 t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_2^2 + \frac{1}{2} a_4 U_2^4 + \dots) \cos 3 \omega_2 t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_1^2 + \frac{1}{2} a_4 U_1^4 + \dots) \cos 4 \omega_1 t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_2^2 + \frac{1}{2} a_4 U_2^4 + \dots) \cos 4 \omega_2 t +$	
S	$+ (a_2 U_1 U_2 + \frac{3}{2} a_4 U_1^2 U_2 + \frac{3}{2} a_4 U_1 U_2^2 + \dots) \cos (\omega_1 + \omega_2) t +$	
C, S	$+ (a_2 U_1 U_2 + \frac{3}{2} a_4 U_1^2 U_2 + \frac{3}{2} a_4 U_1 U_2^2 + \dots) \cos (\omega_1 - \omega_2) t +$	
C	$+ (\frac{3}{4} a_5 U_1^3 U_2 + \dots) \cos (2 \omega_1 + \omega_2) t +$	
C	$+ (\frac{3}{4} a_5 U_2^3 U_1 + \dots) \cos (2 \omega_2 + \omega_1) t +$	
S	$+ (\frac{3}{4} a_5 U_1 U_2^2 + \dots) \cos (\omega_1 + 2 \omega_2) t +$	
S	$+ (\frac{3}{4} a_5 U_2 U_1^2 + \dots) \cos (\omega_1 - 2 \omega_2) t +$	
C	$+ (\frac{3}{8} a_6 U_1^3 U_2^2 + \dots) \cos 2 (\omega_1 + \omega_2) t +$	
C	$+ (\frac{3}{8} a_6 U_2^3 U_1^2 + \dots) \cos 2 (\omega_2 + \omega_1) t +$	
S	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_1^2 U_2^2 + \dots) \cos (3 \omega_1 + \omega_2) t +$	
S	$+ (\frac{1}{2} a_2 U_2^2 U_1^2 + \dots) \cos (3 \omega_2 + \omega_1) t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_4 U_1 U_2^3 + \dots) \cos (\omega_1 + 3 \omega_2) t +$	
	$+ (\frac{1}{2} a_4 U_1 U_2^3 + \dots) \cos (\omega_1 - 3 \omega_2) t$	

¹⁾ S: mit dem SMPTE-Verfahren messbare Komponenten

²⁾ C: mit dem CCIF-Verfahren messbare Komponenten

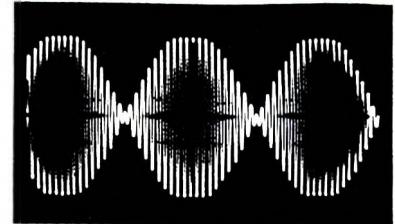


Bild 4. Oszilloskopogramm der Ausgangsspannung einer Intermodulationsmessung, bei der der Verstärker bereits übersteuert ist

Dieser Punkt verdient eine besondere Hervorhebung, weil es heute üblich ist, den Klirrfaktor eines Verstärkers bei einer bestimmten Ausgangsleistung und bei Ansteuerung mit einem einzelnen Eingangssignal anzugeben. „10 W bei 0,1% Klirrfaktor“ ist beispielsweise eine typische Angabe für einen Hi-Fi-Verstärker. Wenn jedoch zwei gleiche Signale angelegt werden und ihre Pegel so eingestellt sind, daß die Ausgangsleistung wieder 10 W beträgt, dann ergeben sich eine erheblich größere harmonische Verzerrung und nichtharmonische Kombinationstöne. Die Betrachtung des Ausgangssignals mit einem Oszilloskop (Bild 4) zeigt, daß der Verstärker bereits übersteuert wird. Die Spitzenspannung des Summensignals ist nämlich um 41,4% größer als bei Ansteuerung mit einem Einzelsignal. Hieraus ergibt sich, daß bei einem Zweittonverfahren, das Resultate liefern soll, die direkt mit den bei einer einfachen Klirrfaktormessung gewonnenen Werten übereinstimmen, mit der gleichen Spitzenspannung gemessen werden muß, damit in jedem Fall der gleiche Amplitudenbereich der Durchlaßcharakteristik des Meßobjekts untersucht wird.

Behält man diese Bedingungen im Auge, dann ist es möglich, die relative Meßempfindlichkeit der einfachen Klirrfaktormessung und der Doppelton- sowie Intermodulationsmethode mit Hilfe eines Frequenzanalysators zu beurteilen (Tab. III). In jedem Fall wurde der Koeffizient nach Einsetzen geeigneter Amplitudewerte für die Signale U_1 und U_2 in den Ausdruck für die zu bestimmende Frequenzkomponente berechnet. Diese Koeffizienten wurden dann mit dem (am Eingang des Frequenzanalysators maximal zulässigen) Pegel des zusammengesetzten Signals in Beziehung gesetzt. Im Falle der Klirrfaktormessung und der CCIF-Methode ist der Koeffizient auf 10 Einheiten normiert. Bei der SMPTE-Methode ist der Koeffizient dagegen auf 2 Einheiten normiert. Dies ist erlaubt, weil die benutzte Meßschaltung (Bild 5) ein auf das niederfrequente Signal U_2 abgestimmtes Bandpassfilter enthält, so daß die Empfindlichkeit des Frequenzanalysators (entsprechend der Amplitude $U_1 = 2$) fünfmal größer sein darf als bei den beiden anderen Verfahren. Aus diesen Zahlen ist zu ersehen, daß die SMPTE-Methode die größte Meßempfindlichkeit hat und das CCIF-Verfahren die geringste.

Tab. III. Relative Empfindlichkeitswerte der Klirrfaktormessung sowie der Intermodulationsverfahren nach CCIF und SMPTE¹⁾

	Klirrfaktor	CCIF	SMPTE
Eingangs- signal	$U = 10$	$U_1 = 5$ $U_2 = 5$	$U_1 = 2$ $U_2 = 8$
Glied 2. Ordnung	$\frac{1}{2} a_2 U^2 = 50 a_2$	$a_2 U_1 U_2 = 25 a_2$	$a_2 U_1 U_2 = 16 a_2$
Glied 3. Ordnung	$\frac{1}{4} a_3 U^3 = 250 a_3$	$\frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_2 = 93,75 a_3$	$\frac{3}{4} a_3 U_1 U_2^2 = 98 a_3$
Glied 4. Ordnung	$\frac{1}{8} a_4 U^4 = 1250 a_4$	$\frac{3}{8} a_4 U_1^2 U_2^2 = 234,4 a_4$	$\frac{3}{8} a_4 U_1 U_2^3 = 512 a_4$

Ordnungs- zahl	Verhältnisfaktoren		
2. Ordnung	5	2,5	8
3. Ordnung	25	9,375	48
4. Ordnung	125	23,44	256

¹⁾ Glieder höherer Ordnung sind wegen ihres geringen Einflusses nicht berücksichtigt

4. Praktische Ergebnisse

Tab. III zeigt, daß die mit den drei verschiedenen Methoden gewonnenen Ergebnisse direkt miteinander vergleichbar sind. Es wurde eine Versuchsreihe durchgeführt, um festzustellen, ob dies auch in der Praxis zutrifft. Der erste gemessene Verstärker war ein Breitband-Transistorverstärker, bei dem sehr viel Wert auf einen guten Frequenzgang gelegt wurde, während die Verzerrungsfreiheit keine Beachtung fand. Die Ergebnisse sind in Tab. IV wiedergegeben. Zur Umwandlung der

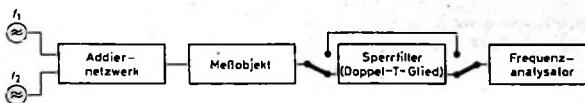


Bild 5. Blockbild für Verzerrungsmessungen mit einem Frequenzanalysator

Ergebnisse der Intermodulationsmessungen in Werte, die sich bei der einfachen Klirrfaktoranalyse hätten ergeben müssen, wurde mit dem jeweiligen Verhältnis der in Tab. III angegebenen Faktoren multipliziert. Man erkennt, daß Tab. III innerhalb der Meßgenauigkeit richtig zu sein scheint.

Auf Grund der guten Korrelation zwischen Theorie und Praxis wurde eine Versuchsreihe an einem zweiten Verstärker mit absichtlich „verbogenem“ Frequenzgang durchgeführt (einfacher Heimempfänger). Um vernünftige Ergebnisse zu erhalten, lag der Eingangspiegel weit unter dem Übersteuerungspunkt. Die Meßergebnisse sind in Tab. V zusammengestellt. Hieraus ist ersichtlich, daß zwischen den drei Methoden keine einfache Beziehung mehr besteht. Die Doppelton- und die Intermodulationsmethode ergeben größere Verzerrungen gerader Ordnung und weniger Verzerrungen ungerader Ordnung, als man erwarten könnte. Zum großen Teil ist dies durch den nichtlinearen Frequenzgang und die dadurch gegebene Frequenzabhängigkeit der Komponenten a_1 , a_2 usw. bedingt, die bei den drei Verfahren mit unterschiedlichem Gewicht in die Rechnung eingehen. Eine genaue mathematische Analyse ist jedoch kompliziert und zeitraubend. Um die Verzerrungen zu verringern, wurde eine Gegenkopplung von 26 dB in den Verstärker eingebaut. Dabei ergab sich eine Verringerung des Klirrfaktors und der Intermodulationsprodukte gerader

Tab. IV. Meßwerte eines Verstärkers mit flachem Frequenzgang

Meßverfahren	Grundfrequenz [kHz]	2. Harmonische [%]	3. Harmonische [%]	4. Harmonische [%]
Klirrfaktor $U = 1 \text{ V}$	1 10	0,3 0,25	0,1 0,1	0,05 0,05
Meßverfahren	Komponenten	Meßwert [%]	Umrechnungsfaktor nach Tab. III	berechneter Vergleichswert [%]
SMPTE $U_1 = 0,2 \text{ V}$, 10 kHz $U_2 = 0,8 \text{ V}$, 1 kHz	2. Ordnung (bei 9 kHz) 3. Ordnung (bei 8 kHz) 4. Ordnung (bei 7 kHz)	0,49 0,18 0,12	$\frac{1}{6}$ $\frac{1}{44}$ $\frac{1}{25} / \frac{1}{250}$	0,31 0,084 0,058
CCIF $U_1 = 0,5 \text{ V}$, 10 kHz $U_2 = 0,5 \text{ V}$, 9 kHz	2. Ordnung (bei 1 kHz) 3. Ordnung (bei 8 kHz) 4. Ordnung (bei 9 kHz)	0,14 0,035	$\frac{5}{2,5}$ $\frac{25}{1,275}$	0,28 0,093
		nicht mehr meßbar		

Tab. V. Meßwerte eines Heimempfänger-NF-Verstärkers

Meßverfahren	Grundfrequenz	2. Harmonische [%]	3. Harmonische [%]	4. Harmonische [%]
Klirrfaktor	60 Hz 1 kHz 10 kHz	0,72 0,4 1,7	0,86 0,08 0,1	0,06 $< 0,01$ $< 0,01$
Meßverfahren	Meßfrequenzen	2. Ordnung [%]	3. Ordnung [%]	4. Ordnung [%]
SMPTE	60 Hz/1 kHz 60 Hz/10 kHz 1 kHz/10 kHz	2,8 9,5 4	0,06 0,1 0,025	0,005 0,006 0,005
CCIF	1,1 kHz/900 Hz 10,5 kHz/ 9,5 kHz	1,1 6,5	0,012 0,01	0,009 0,01

Tab. VI. Meßwerte eines Hi-Fi-Verstärkers

Meßverfahren	Grundfrequenz	2. Harmonische [%]	3. Harmonische [%]	4. Harmonische [%]
Klirrfaktor	60 Hz 1 kHz 10 kHz	0,4 0,1 0,45	0,3 0,25 0,62	0,1 0,04 0,08
Meßverfahren	Meßfrequenzen	2. Ordnung [%]	3. Ordnung [%]	4. Ordnung [%]
SMPTE	60 Hz/1 kHz 60 Hz/10 kHz	0,1 0,25	0,45 0,62	0,02 0,005
CCIF	1,1 kHz/900 Hz 10,5 kHz/ 9,5 kHz	0,03 0,07	0,12 0,12	— —

Ordnungszahl. Die Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung traten stärker hervor und waren bei eingeschalteter Gegenkopplung größer als vorher.

In der Erwartung, daß die Ergebnisse der letzten Meßreihe besonders auf Verstärker schlechter Qualität zutreffen, wurde ein 10-W-Verstärker gemessen, dessen Klirrfaktor mit 0,1% angegeben war. Die Ergebnisse sind in Tab. VI zusammengefaßt. Es ergibt sich wiederum keine Korrelation zwischen den gemessenen Werten und den in Tab. III angegebenen Koeffizienten.

Eine Untersuchung der mit den drei Meßreihen erhaltenen Ergebnisse zeigt, daß man für die Durchführung von Verzerrungsmessungen keine einfache Regel aufstellen kann. Jeder Fall muß einzeln betrachtet und eine oder mehrere Meßmethoden müssen angewendet werden. Einfache Klirrfaktormessungen genügen in den meisten Fällen. Wenn jedoch extrem niedrige Klirrfaktoren (weniger als etwa 0,03%) vorliegen oder die Messungen an der oberen Frequenzgrenze eines Verstärkers durchgeführt werden sollen, dann sind die Doppelton- und Intermodulationsmethode von großem Wert. Als allgemeine Regeln für die beiden zuletzt genannten Verfahren gelten:

1. Die Spitzenamplitude soll die gleiche sein wie bei der Klirrfaktormessung.
2. Alle bei der Messung auftretenden Frequenzen sollen im Durchlaßbereich des Prüfobjektes liegen. Es hat zum Beispiel keinen Zweck, die Intermodulationsprodukte eines Hochtontlautsprechers mit einem niederfrequenten 60-Hz-Signal nach der SMPTE-Methode zu messen.
3. Die Prüffrequenzen sollen so am Eingang kombiniert werden, daß sich hierbei nur eine vernachlässigbar kleine Intermodulation ergibt.
4. Wenn möglich, sollte man eine oder beide Prüffrequenzen von aktiven Bauelementen in der Meßeinrichtung fernhalten.

5. Meßeinrichtung für die Verzerrungsanalyse

Bild 5 zeigt den Aufbau der Meßeinrichtung. Da die Forderung nach extremer Reinheit der Frequenzen f_1 und f_2 nicht erhoben wird, kann man jeden geeigneten Tonfrequenzgenerator und eine einfache Kombinationschaltung aus Widerständen verwenden. Bei den Versuchen wurden Tonfrequenzgeneratoren „TF 2000“ (Marconi Instruments) benutzt. Bei diesem ist die Entkopplung innerhalb der Geräte ausreichend für eine direkte Parallelschaltung der Ausgänge, ohne daß eine meßbare Intermodulation eintritt. Das Bandsperrenfilter bestand aus einem einfachen Netzwerk mit zwei T-Gliedern in RC-Schaltung, das für eine maximale Dämpfung bei 60 Hz ausgelegt war, weil dies die bei allen SMPTE-Messungen verwendete Frequenz f_2 war. Als Frequenzanalysator wurde der „TF 2330“ (Marconi Instruments) verwendet. Die Empfindlichkeit dieses Gerätes ist so hoch, daß die 60-Hz-Seitenbänder bei einem Anteil von 0,03% mit ausreichender Genauigkeit gemessen werden konnten.

Schrifttum

- [1] Scott, H. H.: Audible audio distortion. Electronics Bd. 18 (1945) Nr. 1, S. 126
- [2] Hilliard, J. K.: Intermodulation testing. Electronics Bd. 19 (1946) Nr. 7, S. 123
- [3] Callendar, M. V., u. Matthews, S.: Relations between amplitudes of harmonics and intermodulation frequencies. Electronic Engineering Bd. 23 (1951) Nr. 6, S. 230

Ausbildung

Technikerschulen der Fachrichtung Elektrotechnik

Unter dem Titel „Die Technikerschulen in der Bundesrepublik und in West-Berlin“ stellen als Gemeinschaftsarbeit die Arbeitsstelle für Betriebliche Berufsausbildung (53 Bonn, Moltkestr. 6-10) und die VDI-Hauptgruppe Ingenieurausbildung (4 Düsseldorf, Prinz-Georg-Str. 77-79) ein Verzeichnis der Technikerschulen der Fachrichtungen Bautechnik, Elektrotechnik und Maschinenbau zusammen. In dieses Verzeichnis (letzte Ausgabe mit Stand vom 1. November 1963) werden nur die Technikerschulen aufgenommen, deren Aufnahmedebedungen und Ausbildungsdauer den Empfehlungen der 7. Entschließung der Deutschen Kommission für Ingenieurausbildung entsprechen. In dieser Entschließung heißt es:

1. Zulassungsbedingungen

Voraussetzung für die Zulassung zur Technikerausbildung soll in der Regel eine abgeschlossene einschlägige Lehrausbildung mit mindestens zusätzlich zweijähriger praktischer Tätigkeit nach der Lehre sein. Besucher der Abendschule können diese praktische Tätigkeit zur Hälfte neben ihrer Technikerausbildung ableisten.

Fachrechnen: Beherrschung der Grundrechnungsarten einschließlich der Prozent- und Dreisatzrechnung.

Fachkunde: Mindestens im Umfang eines gehobenen Niveaus der Facharbeiterprüfung.

Fachzeichnen: Grundlagen des technischen Zeichnens.

Deutsch: Durchschnittliches Diktat ohne besondere Schwierigkeit und selbständiges Abfassen eines Berichtes nach Angabe.

2. Dauer der Ausbildung

Die Dauer der Ausbildung soll in den Fachrichtungen Maschinenbau und Elektrotechnik mindestens 2 Tages- oder 6 Abendsemester mit mindestens 1440 Gesamtunterrichtsstunden (je 45 Minuten) betragen.

*

Die nebenstehende Aufstellung enthält auszugsweise Technikerschulen der Fachrichtung Elektrotechnik, soweit ihr Lehrplan mit einem staatlichen Abschluß endet.

Funkoffizier der Handelsmarine

In der Staatlichen Seefahrtschule Elsfleth beginnen die nächsten Lehrgänge für Funkoffiziere (Seefunkzeugnis Kl. 2) am 20. Oktober 1964 sowie am 1. April 1965. Auskünfte über Lehrgangsduer, Bedingungen, Verdienstmöglichkeiten usw. erteilt (nur gegen Zusage eines beschrifteten und freigemachten Briefumschlags) die Seefahrtschule Elsfleth, 2287 Elsfleth, Postfach 260.

Radio-technisches Institut Wien

Ein zweijähriger Tageslehrgang mit höherer theoretischer und praktischer Sonderausbildung in den Fächern Funktechnik und Elektronik - vorwiegend für Oberschulabsolventen - beginnt am 7. Oktober 1964. Nähere Auskünfte: Technologisches Gewerbeumuseum (Höhere Technische Bundeslehr- und Versuchsanstalt, Berufspädagogische Bundeslehranstalt), Wien IX, Währingerstraße 59.

Technikerschulen der Fachrichtung Elektrotechnik mit staatlichem Abschluß

Ort	T (Tages- schule) A (Abendschule)	Elektrotechnik, allgemein	Starkstrom- technik	Nachrichten- technik	Elektronik	Anz. der Sem.	Anschrift	
Baden-Württemberg								
Freiburg i. Br.	T			x	x	x	2	Technikerschule für Elektrotechnik und Maschinenbau der Gewerbeschule II, Freiburg i. Br., Engelberger Straße 2
Heilbronn/N.	T	x					2	Staatl. Technikerschule Heilbronn/N., Paulinenstraße 38
Karlsruhe	T	x					6	Staatl. Fachschule für Masch.- und Elektrotechnik a. d. Gewerbeschule II, Karlsruhe, Adlerstraße 29
Mannheim	T		x		x	2	Fachschule für Elektrotechnik a. d. Gewerbeschule IV, Mannheim, C 6	
Sindelfingen	T				x	2	Technikerschule für Elektronik, Sindelfingen, Böblinger Straße 65	
Stuttgart	T		x			2	Werner-von-Siemens-Schule, Stuttgart-W., Jobststraße 10	
Ulm	A	x				6	Abend-Technikerschule a. d. Gewerbl. Berufs- u. Fachschule I, Ulm/Donau, Basteistraße 46	
Bayern								
Erlangen	T	x			x	3	Fachschule für Technik und Wirtschaft der Stadt Erlangen, Schillerstraße 58	
Hof/Saale	A		x			6	Städtische Techniker-Abendschule, Hof/Saale, Pestalozziplatz 1	
Ingolstadt	A	x				6	Technikerschule der Stadt Ingolstadt, Brückenkopf 1	
Nürnberg	T	x				4	Berufsoberschule der Stadt Nürnberg, Adam-Kraft-Straße 2	
Nürnberg	T	x				3	Private Technische Lehranstalt König, Nürnberg, Josephstraße 20	
Berlin								
Berlin	A			x	x ¹⁾	8	Techniker-Abendschule a. d. Staatl. Ingenieurschule Gauß Berlin, Berlin 21, Bochumer Straße 8b	
Bremen								
Bremerhaven	A	x				8	Gewerbliche Lehranstalten Bremerhaven, Grazer Straße 61	
Hamburg								
Hamburg	A	x	x			6	Technische Abendfachschule der Freien und Hansestadt Hamburg 1, Berliner Tor 21	
Hessen								
Frankfurt/M.	A		x ²⁾	x ²⁾		6	Abendschule für Betriebstechniker, Frankfurt/M., Hamburger Allee 23	
Frankfurt/M.	A	x				6	Maschinentechnische Abendschule bei der Staatlichen Ingenieurschule Frankfurt/M., Kleiststraße 1-5	
Frankfurt/M.	T		x			3	Technische Lehranstalt des Physikalischen Vereins, Frankfurt/M., Jügelstraße 9	
Niedersachsen								
Braunschweig	T	x				3	Private Fachschule für Maschinentechnik Teutloff, Braunschweig, Berliner Straße 5/6	
Braunschweig	T	x				3	Technikerschule der Stadt Braunschweig, Braunschweig, Schulweg 1	
Nordrhein-Westfalen								
Bochum	T	x				2	Berufsbildungswerk d. DGB Bochum, Bochum	
Düsseldorf	A		x			8	Fachschule für Elektrotechnik, Düsseldorf, Redinghovenstraße 16	
Rheinland-Pfalz								
Ludwigshafen	A	x				6	Elektrotechnische Fachschule der Stadt Ludwigshafen, Maxstraße 61a	

¹⁾ Regelungstechnik, ²⁾ Betriebstechniker (Elektrotechnik)

Die elektronische Schmalfilmsynchronisation

Die Ansprüche bei der Vertonung von Schmalfilmen sind in den letzten Jahren gewachsen. Der Ton soll nicht nur einen Kommentar geben, sondern Bild und Ton gehen Hand in Hand. Die Begleitmusik wird mit oft großem künstlerischen Verständnis zu den einzelnen Szenen passend gewählt. Geräusche müssen sich präzise mit dem optischen Ablauf der Handlung decken. Dialoge sind häufig lippensynchron vertont, und Ein-, Aus- und Überblendung (nicht nur im Bild, sondern auch im Ton) ergänzen und beleben das filmische Geschehen.

Die Ausnutzung all dieser Möglichkeiten ist aber an eine Voraussetzung gebunden: den exakten Synchronlauf von Bild und Ton. Dieser Synchronlauf ist aber selbst bei kurzen Filmen von 10 ... 15 min Dauer und bei Verwendung moderner Projektoren mit automatischer Drehzahlregelung des Motors nicht ohne Hilfsgeräte zu erreichen. Es sei denn, man macht von der Einbandvertonung Gebrauch, bei der der Film selbst die Tonspur trägt. Aber auch bei Einbandvertonung muß im allgemeinen eine getrennte Vertonung erfolgen; erst der fertige Ton wird vom Tonbandgerät auf die Filmtonspur überspielt. Die oft komplizierten Überblendungen sind sonst kaum zu beherrschen. Hier soll daher nur die Zweibandvertonung betrachtet werden.

Es hat nicht an Versuchen der Industrie und von Amateuren gefehlt, brauchbare Geräte für diesen Zweck zu schaffen, die betriebssicher und genau in der Synchronisation, nicht zu kostspielig und einfach in der Handhabung sein sollten.

Über eine Reihe von auf dem Markt befindlichen Geräten und über zusätzliche Erweiterungen wurde verschiedentlich in der FUNK-TECHNIK berichtet¹⁾. Die Grundlagen der Synchronisationsysteme und die Zusammenhänge und Wechselwirkungen zwischen Mechanik des Projektors und der Elektronik des Synchronisiergeräts wurden dabei zum Teil nur kurz gestreift. Für den Amateur, der sich für seine speziellen Bedürfnisse ein Gerät selbst bauen will, sind sie jedoch sehr wichtig. Die nachstehende Arbeit geht deshalb im ersten Teil nach einem Überblick über den heutigen Stand der Technik der Synchronisationsysteme ausführlich auch auf die Grundlagen des heute gebräuchlichsten elektronischen Systems – der Phasensynchronisation – und auf mechanische Gesichtspunkte ein. Der zweite Teil gibt eine Beschreibung und Bauanleitung eines transistorisierten Synchronisators, der unter Beachtung der gegebenen Hinweise an

alle Filmprojektoren angepaßt werden kann. Im dritten Teil werden schließlich Abwandlungs- und Erweiterungsmöglichkeiten genannt, und es wird auf spezielle Anwendungsmöglichkeiten des Synchronisators hingewiesen.

1. Verfahren und Möglichkeiten zur Tonsynchronisation

1.1. Beurteilung gebräuchlicher Synchronisationsysteme

Während die Forderungen nach Betriebssicherheit und genauer Synchronisation eigentlich von allen von der Industrie hergestellten Geräten mehr oder weniger vollkommen erfüllt werden, bleibt hinsichtlich des Kostenpunktes und hinsichtlich der einfachen Handhabung noch manches zu wünschen übrig. Vor allem die Notwendigkeit, bestimmte Geräte in einer festgelegten räumlichen Anordnung zueinander aufzustellen, wird oft zum Problem. Wer schon einmal versucht hat, in einer heutigen Durchschnittswohnung mit einem Projektor gängiger Objektivbrennweite ein Bild von einigermaßen ansprechender Größe zu projizieren, der weiß, daß man dazu auch den letzten Winkel ausnutzen muß. Hier ist es nun sehr hinderlich, wenn mit dem Projektor weitere Geräte zur Synchronisation in irgendeiner Weise mechanisch verbunden werden müssen. Die Bilder 1-3 zeigen den betriebsmäßigen Aufbau für drei bekannte Synchronisationsysteme. Beim Bolex „Synchronizer“ besteht eine mechanische Verbindung sowohl zwischen Projektor und

gerät in einem Musikschrank eingebaut ist, in einem Fach einer Bücherwand steht oder sonst von den Seiten schwer zugänglich ist. Dann ist nämlich die Aufstellung des Tonkopplers unmöglich. Darüber hinaus ist innerhalb des sonst vollkommen elektrisch arbeitenden Systems der mechanische Antrieb der Bandrolle im Tonkoppler durch das Band die einzige Fehlerquelle. Dann nämlich, wenn zwischen Band und Rolle ein Schlupf auftritt, der nie ganz zu vermeiden ist.

Aus diesen Gründen wurden Überlegungen angestellt, wie man unter Verwendung eines der bekannten Regelprinzipien auf möglichst einfache Weise eine voll-elektronische Synchronisation von Film und Tonband erreichen kann, und es wurde ein dafür geeignetes transistorisiertes Synchronisiergerät entwickelt.

1.2. Die mechanisch-elektrischen Synchronisationsysteme

Die von der Industrie entwickelten Synchronisationsysteme arbeiten nach kombiniert mechanisch-elektrischen Prinzipien, wobei abgesehen von einer Ausnahme („Moviphon“-System von Zeiss Ikon), die ein von der Projektionswelle angetriebenes Spezialtonbandgerät benutzt, durchweg die Geschwindigkeit des Projektors an die des Tonbandgeräts angepaßt wird. Ferner ist allen diesen Systemen gemeinsam, daß letztlich die Geschwindigkeitsregelung durch elektrische Beeinflussung des Projektormotors erfolgt, wohingegen der

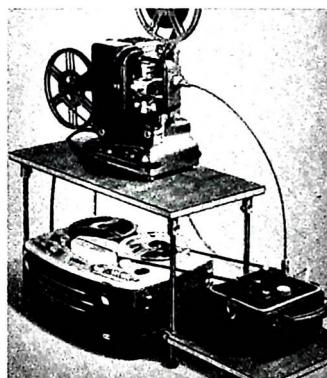


Bild 1. Aufbau zur Filmsynchronisation mit dem Bolex „Synchronizer“

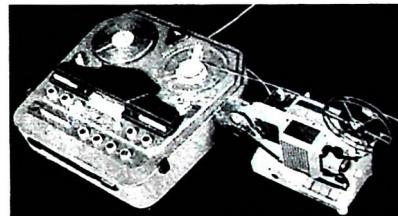


Bild 2. Aufbau zur Filmsynchronisation mit dem Noris „Synchronat“-System



Bild 3. Aufbau zur Filmsynchronisation mit dem Bauer-Tonkoppler

¹⁾ Diefenbach, W. W.: Schmalfilmvertonung mit Tonkopplern. FUNK-TECHN. Bd. 15 (1960) Nr. 23, S. 820-822

Schmalfilmvertonung mit „Magnetophon 96 S“ und „Noris Synchroner TS“. FUNK-TECHN. Bd. 17 (1962) Nr. 1, S. 29

Mäwius, W.: Schmalfilm-Synchronisiergerät „Telechron II“. FUNK-TECHN. Bd. 16 (1961) Nr. 6, S. 172-174

Schurig, E.: Impulsgesteuerte Schmalfilmvertonung. FUNK-TECHN. Bd. 19 (1964) Nr. 4, S. 113-114

Tonbandgerät für Schmalfilmvertonung. FUNK-TECHN. Bd. 19 (1964) Nr. 15, S. 544

eigentliche Geschwindigkeitsvergleich zwischen Film und Tonband mit mehr oder weniger Aufwand an mechanischen Mitteln durchgeführt wird.

Die Eigenschaften und Unterschiede der verschiedenen Systeme sollen hier nicht im einzelnen erörtert werden. Es sei jedoch untersucht, inwieweit sich die einzelnen Verfahren für ein elektronisches Synchronisierungssystem verwerten lassen. Unter diesem Gesichtspunkt betrachtet, kann man zwei Verfahren unterscheiden.

1.2.1. Längenvergleichsverfahren

Die Längenvergleichsverfahren vergleichen ständig die seit Beginn des Laufs insgesamt durchgelaufenen Längen von Film und Band miteinander. Dazu werden vorwiegend mechanische Mittel benutzt. Das Grundprinzip ist bei allen Systemen gleich (Bild 4). Das Tonband wird in Form

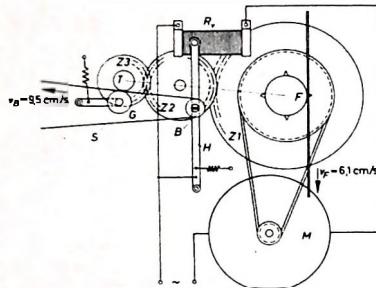


Bild 4. Prinzip der mechanischen Synchronisation durch Längenvergleich

einer Schleife S um eine Bandrolle B geführt, die in einem beweglichen und durch Federkraft in Richtung einer Schleifenverlängerung gezogenen Hebel H gelagert ist. Nach Umschlingung der Rolle B läuft das Band an einer Transportrolle T vorbei, an die es durch die Gummidruckrolle G angedrückt wird. Der Hebel H ist mechanisch mit dem Abgriff eines Vorwiderstands R_v im Motorstromkreis verbunden. R_v ist so bemessen, daß etwa in Mittellage des Abgriffs der Motor mit synchroner Drehzahl läuft. Nach dem Einlegen und Straffziehen der Bandschleife nimmt der Hebel die Stellung des größten Vorwiderstands ein, in der gleichzeitig der Motorstromkreis ganz unterbrochen wird. Wird nun das Bandgerät gestartet, während der Projektor noch steht, dann vergrößert sich die Bandschleife S , der Hebel H bewegt sich unter der Wirkung der Federkraft nach rechts und schaltet damit den Motorstromkreis ein. Der Motor läuft an und setzt außer der Filmantriebsrolle F über das Zahnradgetriebe Z_1, Z_2, Z_3 die Transportrolle T in Bewegung. Sobald die Transportgeschwindigkeit der Rolle T die der Tonrolle des Bandgeräts übersteigt, verkürzt sich die Schleife allmählich, und zwar um so schneller, je größer die Geschwindigkeitsdifferenz ist. Dadurch bewegt sich der Hebel H nach links und schaltet dem Motor M mehr Vorwiderstand vor, so daß sich die Drehzahl des Motors verringert. Es stellt sich schließlich ein Gleichgewichtszustand ein, in dem beide Antriebe gleich schnell laufen und der Hebel H eine bestimmte Stellung einnimmt. Bei Spannungs- oder Belastungsschwankungen ändert sich lediglich die Grundstellung des Hebels.

Das Zahnradgetriebe stellt die richtige Übersetzung zwischen der Filmgeschwin-

digkeit (zum Beispiel $v_F = 6,1 \text{ cm/s}$) und der Bandgeschwindigkeit (zum Beispiel $v_B = 9,5 \text{ cm/s}$) her. Bei Übergang auf eine andere Band- oder Filmgeschwindigkeit muß dieses Übersetzungsverhältnis durch Auswechseln der Rolle T gegen eine solche anderen Durchmessers verändert werden. Nach diesem Verfahren arbeiten alle Synchronisierungssysteme mit Ausnahme des Bauer-Tonkopplers. Die Verbindung von Film- und Bandtransportrolle kann dabei direkt durch Einbau der Bandtransportrolle in den Projektor oder durch Verbindung eines Zusatzgeräts mit dem Projektor über eine biegsame Welle erreicht werden. Die Wirkung ist in beiden Fällen die gleiche.

Im Gleichgewichtszustand stehen die seit Beginn der Synchronisation insgesamt abgelaufenen Längen von Film und Tonband in einem festen Verhältnis zueinander, das gleich dem Verhältnis der Geschwindigkeiten ist. Eine bestimmte Stelle des Films wird somit immer wieder zugleich mit einer ihr zugeordneten Stelle des Tonbands wiedergegeben. Die Genauigkeit des Verfahrens ist stark abhängig von der Regelsteilheit des Systems und damit von der Ausführung des mechanischen Regelmechanismus. Wenn sich beispielsweise zum Ausgleich einer Spannungsschwankung der Vorwiderstand R_v so weit ändern muß, daß sich damit der Lagerpunkt der Rolle B im Hebel H um 1 cm verlagert, die Länge der Bandschleife sich also um 2 cm ändert, dann entspricht das bei $9,5 \text{ cm/s}$ Bandgeschwindigkeit einem Gleichlauffehler von etwa 0,2 s oder drei Bildern. Dieser Fehler kann, besonders bei lipphysterischer Vertonung, bereits störend sein.

1.2.2. Phasenvergleichsverfahren

Das im Bauer-Tonkoppler angewendete Phasenvergleichsverfahren benutzt zur Synchronisation vorwiegend elektrische

der Schaltnocke ebenfalls recht kurze Umschaltzeiten und ist weniger aufwendig. Bild 5d zeigt die Schaltfolge dieses Schalters.

Der zweite Schalter S_2 befindet sich im Tonkoppler und ist ebenfalls als Kollektor ausgebildet, der auf der Achse einer vom Tonband umschlungenen und angetriebenen Rolle sitzt. Wegen der im Vergleich zur Bildwelle des Projektors wesentlich geringeren Drehzahl dieser Rolle muß dieser Kollektor jedoch mehrere Segmente haben, um auf die gleiche Schaltfrequenz zu kommen; im Bauer-Tonkoppler sind es 18 Segmente. Zur Anpassung an verschiedene Bandgeschwindigkeiten ist die Antriebsrolle gegen eine solche anderen Durchmessers austauschbar, so daß der Kollektor bei allen Bandgeschwindigkeiten mit der gleichen Drehzahl läuft, die eine Umschaltfrequenz von 16 Hz ergibt.

Für die Schaltung des Regelkreises gibt es zwei Möglichkeiten, die im Bild 6 dargestellt sind. Ältere Projektoren arbeiten mit Hauptstrom-Kollektormotoren, deren Drehzahl nach Bild 6a durch Veränderung eines Vorwiderstandes R_v beeinflußt werden kann. Die neueren Projektormodelle der Firma Bauer verwenden dagegen Asynchronmotoren mit Dreiphasenwicklung in Sternschaltung, wobei eine Wicklung über einen Phasenschieberkondensator gespeist wird. Bei diesen Motoren ist die Drehzahl, wenn sie schwach belastet laufen, durch Spannungsänderung nur wenig zu beeinflussen. Bessere Regelwirkung erreicht man hier, indem man nach Bild 6b einen Widerstand R_v parallel zu zwei Wicklungen und in Serie mit dem Phasenschieberkondensator schaltet, wodurch die Phasenlage der Ströme in den Wicklungen verändert und dadurch der Schlupf des Motors vergrößert wird, so daß die Drehzahl stark absinkt.

In beiden Regelschaltungen kann man sich den regelbaren Widerstand durch einen

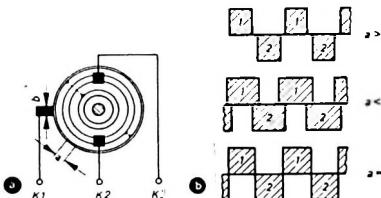


Bild 5. Zur Erläuterung des Phasenvergleichsverfahrens: a) Ausführung des Schalters S_1 als Kollektor, b) zugehörige Schaltfolgen; c) Ausführung des Schalters S_1 als Nockenschalter, d) zugehörige Schaltfolge

Mittel. Insbesondere besteht zwischen Projektor und Synchronisiergerät nur eine elektrische Verbindung. Im Regelstromkreis des Projektorstroms liegen zwei hintereinander geschaltete Umschalter. Beide Schalter werden mit Bildfrequenz periodisch betätigt, und zwar derart, daß sie gleich lange in jeder der beiden Schaltstellungen verharren und die Umschaltzeiten gegenüber den Kontaktenschließzeiten klein sind. Der eine Schalter (er sei mit S_1 bezeichnet) befindet sich im Projektor und wird von der Bildwelle betätigt. Bei älteren Projektormodellen hat er die Form eines Kollektors mit zwei Halbkreissegmenten nach Bild 5a. Durch diese Ausführung erhält man bei richtig gewählter Breite der Kohlebüste K_1 ein annähernd ideales Umschaltverhalten, bei dem zwischen den beiden Schaltzuständen weder eine Überlappung noch eine Pause auftritt, wie Bild 5b zeigt. In neueren Modellen verwendet man einennockensteuerten Kontaktfederfestsatz nach Bild 5c. Dieser ergibt bei geeigneter Formgebung

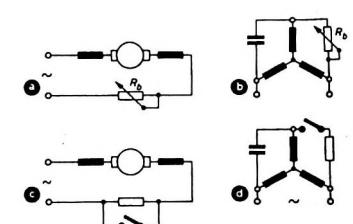
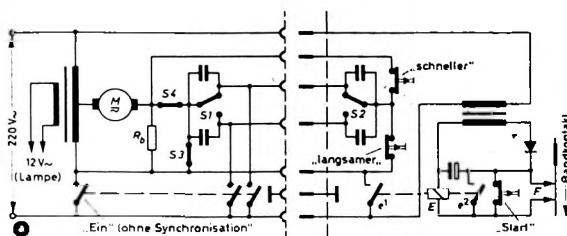
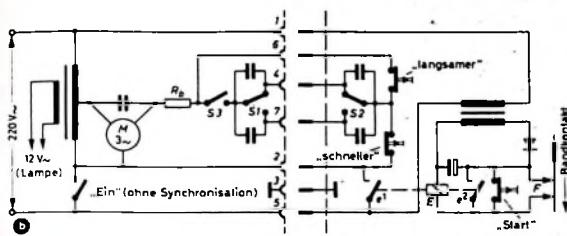


Bild 6. Motorregelschaltungen: a) stetige Regelung eines Kollektormotors, b) stetige Regelung eines Asynchronmotors, c) unstetige Regelung eines Kollektormotors und d) eines Asynchronmotors

periodisch geschalteten Festwiderstand ersetzt denken, der bei der Schaltung nach Bild 6a abwechselnd eingeschaltet oder kurzgeschlossen, bei der Schaltung nach Bild 6b abwechselnd eingeschaltet oder abgeschaltet ist. Man erhält dann die Schaltungen nach Bild 6c und Bild 6d. Je nachdem, ob der Widerstand während einer



Schaltperiode längere oder kürzere Zeit eingeschaltet ist, wird in beiden Schaltungen der Motor mehr oder weniger gebremst. Die Dauer der Einschaltung des Widerstands wird nun durch das Zusammenwirken der Schalter S1 und S2 bestimmt. Die Bilder 7a und 7b zeigen die Gesamtschaltungen zur Regelung von Hauptstrom- bzw. Asynchronmotoren. Die beiden Stellungen der Schalter S1 und S2 sind in diesen und allen folgenden Darstellungen mit 1 und 2 bezeichnet.

Bei der Regelung des Hauptstrommotors nach Bild 7a wird, wenn beide Schalter in gleich bezeichneten Stellungen stehen, der Widerstand Rb kurzgeschlossen und damit der Motor beschleunigt. Stehen dagegen beide Schalter in verschiedenen Stellungen, dann wird Rb eingeschaltet und damit der Motor gebremst.

Bei der Regelung des Asynchronmotors nach Bild 7b ist es gerade umgekehrt: Stehen beide Schalter in gleichbezeichneten Stellungen, dann wird Rb eingeschaltet und damit der Motor gebremst; stehen sie dagegen in verschiedenen Stellungen, dann wird Rb abgeschaltet und damit der Motor beschleunigt.

Der Widerstand Rb ist in beiden Fällen so bemessen, daß der Projektor etwa mit Synchronrrehzahl läuft, wenn Rb gleich lange ein- und ausgeschaltet wird. Dazu müssen nach Bild 8 die Schaltfolgen beider Schalter gegeneinander eine Phasenverschiebung von $\varphi = \pm 90^\circ$ aufweisen. Von diesen beiden möglichen Phasenlagen ist jedoch nur eine stabil, wie aus Bild 8 ersichtlich ist. Sinkt zum Beispiel nach Einstellung des Gleichgewichtszustands die Drehzahl des Projektors und damit die Frequenz der Schaltfolge S1 aus irgend einem Grund, so wird bei Regelung eines Hauptstrommotors nach Bild 6a bei richtiger Phasenlage von -90° der Motor beschleunigt und damit die Abweichung ausgeregelt. Bei einer Phasenlage von $+90^\circ$ dagegen wird er noch zusätzlich gebremst und fällt aus der Synchronisation. Entsprechendes gilt für Drehzahlabweichungen nach oben.

Bei der Regelung von Asynchronmotoren nach Bild 6d ist es umgekehrt. Hier ist die Phasenlage $+90^\circ$ stabil. Hierbei ist φ positiv definiert, wenn die Schaltfolge S2 voreilt. Im Betrieb stellt sich die stabile Phasenlage von selbst ein. Jede Drehzahländerung des

Bild 7. Schaltung zur Synchronisation nach dem Phasenvergleichsverfahren; a) für Kollektormotoren, b) für Asynchronmotoren

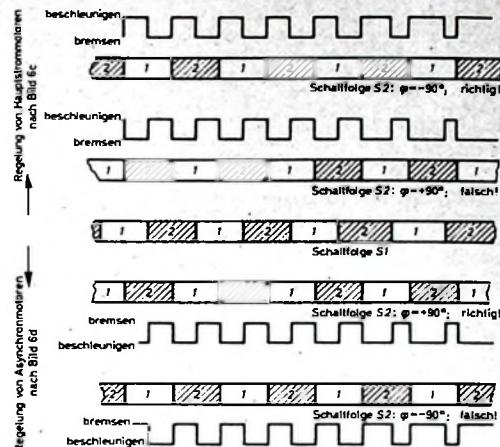


Bild 8. Phasenbedingung für stabile Synchronisation

ausgehend von der stabilen Phasenlage φ_0 nur $\pm 90^\circ$, das heißt $1/4$ Periodendauer. Der Projektor kann also im synchronisierten Zustand nie mehr als $1/4$ Bilddauer = $1/64$ s vom idealen Synchronlauf abweichen. Wird dieser Ziehbereich durch zu starke äußere Einwirkung überschritten, dann schlägt die Regelwirkung ins Gegen teil um; der Projektor gerät aus dem Synchronlauf, und die Synchronisation verschiebt sich um genau ein oder mehrere Bilder, bis sich nach Abklingen der zu starken Störeinwirkung die Synchronisation wieder fängt. Die Verschiebung um eine ganzzahlige Anzahl von Bildern ist dadurch bedingt, daß nach Überschreiten des Ziehbereichs von $\varphi - \varphi_0 = \pm 90^\circ$ erst nach $\varphi - \varphi_0 = \pm n \cdot 360^\circ$ die nächste stabile Phasenlage φ_0' erreicht wird.

Um das Regelverhalten der Phasenvergleichsverfahren anschaulich zu machen,

1.3. Regelverhalten und Ziehbereich des Phasenvergleichsverfahrens

Der Phasenvergleich der beiden Schaltfolgen S1 und S2 erfolgt mit doppelter Bildfrequenz, im allgemeinen also zweit und dreifachig je Sekunde, da die beiden Schalter je Bild zweimal umschalten. Jede Drehzahlabweichung löst also spätestens

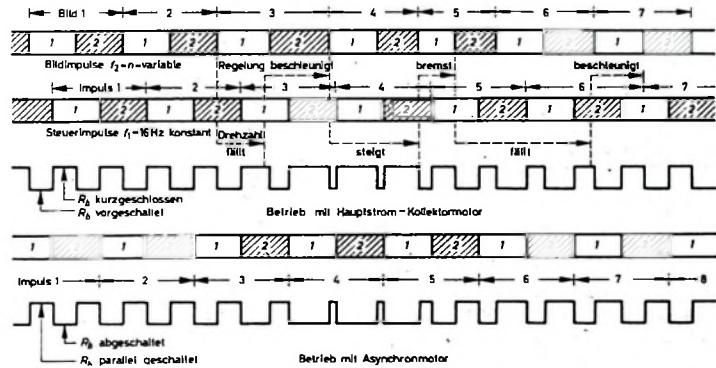


Bild 9. Zeitlicher Ablauf eines Regelvorgangs nach Eintritt einer Störung

nach $1/32$ s eine Regelwirkung aus, die die Abweichung zu korrigieren sucht. In der Zeitspanne zwischen Feststellen der Abweichung und der Auslösung des Regelvorgangs nimmt die Phasenabweichung noch zu.

Der Ziehbereich der Phasenvergleichsschaltung ist jedoch begrenzt. Im Gegensatz zu den Längenvergleichsverfahren, bei denen vorübergehende Verschiebungen des Bilds gegen den Ton von 3 ... 4 Bildern durchaus möglich sind und nach Beendigung der störenden Einwirkung wieder auf 0 ausgeregelt werden, ist der Ziehbereich der Phasenvergleichsschaltung

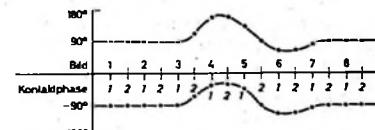
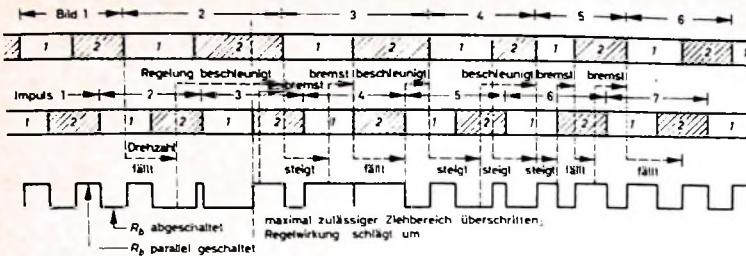


Bild 10. Phasenverlauf für den Regelvorgang nach Bild 9

ist im Bild 9 der zeitliche Ablauf eines gedachten Regelvorgangs dargestellt, der nach anfänglichem Synchronlauf – dargestellt über zwei Bildperioden – durch eine mit Beginn des dritten Bildes eintretende



äußere Störung eingeleitet wird. Die Darstellung zeigt deutlich das Wechselspiel zwischen Drehzahl- oder Phasenabweichung und Regelwirkung, das schließlich wieder zum Synchronlauf führt. Aus Bild 10 ist der zeitliche Verlauf der Phasenabweichung für diesen Regelvorgang ersichtlich.

Bild 11 gibt den Ablauf eines Regelvorgangs wieder, bei dem infolge einer mit Beginn des zweiten Bildes einsetzenden starken Störinwirkung der Ziehbereich in der zweiten Halbperiode des zweiten Bildes überschritten wird. Die Darstellung veranschaulicht, wie dadurch die Regelung

in falsche Richtung wirkt und die Phase weiter verschiebt, bis sich schließlich nach einem Phasensprung von 360° die Synchronisation wieder fängt. Bild 12 zeigt den zugehörigen Phasenverlauf.

Die Kenntnis des beschriebenen Regelverhaltens ist für die Herstellung günstiger Anlaufbedingungen bei der elektronischen Synchronisation sehr wichtig. Hierauf wird später noch eingegangen. Beim Bauer-Regelprinzip nach den Bildern 7a und 7b werden diese Anlaufbedingungen durch besondere Fliehkratzschalter S3 und S4 hergestellt, nachdem der Projektor über das selbstschaltende Relais E durch eine

Bild 11. Zeitlicher Ablauf eines Regelvorgangs mit Phasensprung infolge zu starker Störung

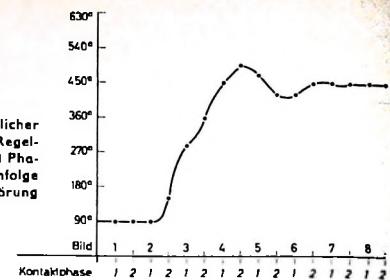


Bild 12. Phasenverlauf für den Regelvorgang nach Bild 11

Schaltfolie auf dem Tonband eingeschaltet wurde.

Die in den Bildern 7a und 7b verwendeten Anschlußziffern für die Verbindungsleitungen zwischen Projektor und Tonkoppler entsprechen den Anschlußbezeichnungen der Bauer-Projektoren. Bei Verwendung des elektronischen Synchronisiergeräts in Verbindung mit einem solchen Projektor kann daher die Bezeichnung der Steckeranschlüsse nach diesen Bezeichnungen erfolgen.

(Fortsetzung folgt)

Mikrofon-Signalanlage im Amateurstudio

Jeder Tonbandamateur, der einmal eine hochwertige Wortaufnahme oder ein Hörspiel produziert hat, kennt die Schwierigkeiten, die vom Mikrofon aufgefangene Nebengeräusche verursachen. Es ist deshalb unerlässlich, das Tonbandgerät in größtmöglicher Entfernung vom Mikrofon oder besser noch in einem Nebenraum zu betreiben. Nur so wird das Aufnehmen von Bedienungs- und Lauferäuschen mit Sicherheit vermieden. Das Mikrofon kann dann auch im akustisch günstigsten Raum aufgestellt werden, ein Vorteil, den man nicht unterschätzen sollte.

Dabei tritt aber ein neues Problem auf: Der das Aufnahmegerät und das Mischpult bedienende „Toningenieur“ hat keine Verbindung zum Sprecher und kann diesem auch keine Hinweise während der Aufnahme geben. Abhilfe schafft hier ein Lichtsignalgerät, wie es schon in der Frühzeit des Rundfunks verwendet wurde. Einige bunte Signallampen, neben dem Mikrofon angebracht, lassen sich an einem Steuergerät ein- und ausschalten. Durch das Aufleuchten bestimmter Farben sind so entsprechende Regelanweisungen lautlos mitteilbar.

Bis vor wenigen Jahren waren in den Studios der Rundfunkhäuser vierfarbige „Leuchttürme“ zu finden. Jede Farbe hatte zwar ihre bestimmte Bedeutung, aber oft löste diese Vielfalt große Verwirrung aus. Das hat dazu geführt, nur noch zwei Farben zu verwenden. Beispielsweise bedeutet das Aufleuchten einer roten Lampe „Mikrofon ein, Ruhe“, während gelbes Licht „Achtung“ oder „Einsatz“ angibt.

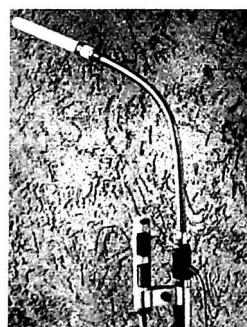


Bild 1. Das am Mikrofonstativ montierte Lichtsignalgerät

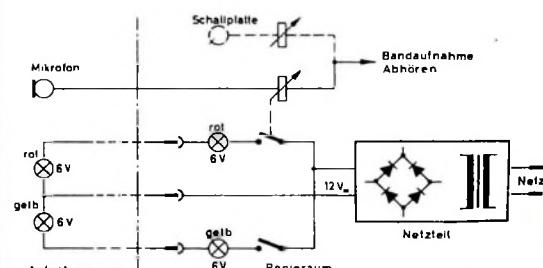


Bild 2. Schaltung der Mikrofon-Signalanlage

Brummgefahr unbedingt Gleichstromspeisung erforderlich.

Das Steuergerät (es kann auch in ein Mischpult eingebaut werden) enthält die notwendigen Druck- oder Schiebeschalter (Bild 2). Ferner ist für jede Signalfarbe noch ein Lämpchen eingebaut, das mit dem zugehörigen Lämpchen im Lichtsignalgerät hintereinander geschaltet ist. Auf diese Weise kann kontrolliert werden, ob das Kabel angeschlossen und das Signallämpchen in Betrieb ist.

Über einen Kontaktssatz mit Schaltstöcke läßt sich das Signal „Mikrofon ein“ auch vom Mikrofonregler aus einschalten. Wenn das Potentiometer aufgeregelt wird und daher das Mikrofon in Betrieb ist, leuchtet die rote Lampe am Mikrofon selbsttätig auf. Kurz vorher kann das Aufleuchten der gelben Lampe diesen Zeitpunkt ankündigen.

R. B. Czekalski

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUND SCHAU

brachte im Augustheft unter anderem folgende Beiträge:

Realisierung eines Hall-Multiplikators für den Tonfrequenzbereich

Elektrische Energieversorgung von Raumfahrzeugen

Oberflächenstabilisierung an Halbleitern — Grundlagen der Planartechnik und die mit ihr erreichten Ergebnisse

Schaltverhalten von Kleinleistungs-Schalttransistoren

IBM-Magnetband-Schreibkopfmaschine

Neue Halbleiterbauelemente auf der Hannover-Messe 1964

Londoner Ausstellung Maßgeräte, Elektronik, Automation

Elektronik in aller Welt - Angewandte Elektronik - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschriften - Kurznachrichten

Format DIN A4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheit 4 DM

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

W. SCHMIDBERGER
Telefunken AG, Heilbronn

Zwei Schaltungen für stabilisierte Netzgeräte

DK 621.311.62; 621.722.1

Die Schaltung nach Bild 1 eignet sich besonders zur Speisung eines Verbrauchers mit etwa konstanter Leistungsaufnahme. Der Serientransistor T_1 wird hier bei Änderungen der Ausgangsspannung nachgeregelt. Über den Spannungsteiler R_1 , R_2 , P_2 gelangt ein Teil der Ausgangsspannung zur Basis des Transistors T_3 . Da die Spannung am Emitter von T_3 durch die Zenerdiode D_1 festgehalten wird, verursacht eine Änderung der Ausgangsspannung eine entsprechende Änderung des Collectorstroms von T_3 und damit eine umgekehrte und verstärkte Spannungsänderung an R_3 . Diese Änderung des Spannungsabfalls an R_3 regelt über die Transistoren T_2 und T_1 die Ausgangsspannung nach. Die Zenerdiode D_2 verhindert, daß Schwankungen der Netzspan-

Tab. I. Technische Daten und Wickeldaten

	Netzgerät nach Bild 1	Netzgerät nach Bild 2
Technische Daten		
Ausgangsspannung	7...12 V $\pm 1\%$ ¹⁾	0...16 V $\pm 1\%$ ¹⁾
Innenwiderstand	$\leq 0,3$ Ohm	≤ 6 mOhm
maximaler		10 A
Ausgangsstrom	$0,5$ A	≤ 3 mV ²⁾
Brummspannung	$\leq 150 \mu$ V ³⁾	
Wickeldaten		
T_1	M 55, Dyn. Bl. IV, wechselseitig geschichtet; $w_1 = 3300$ Wdg. 0,16 mm CuL, $w_2 = 350$ Wdg. 0,5 mm CuL	M 102 b, Dyn. Bl. IV, wechselseitig geschichtet; $w_1 = 510$ Wdg. 0,16 mm CuL, $w_2 = 535$ Wdg. 2 mm CuL (Anzapfungen bei 18, 23, 28, 33, 38, 43, 48 Wdg.)
T_2		M 55, Dyn. Bl. IV, wechselseitig geschichtet; $w_1 = 3300$ Wdg. 0,15 mm CuL, $w_2 = 342$ Wdg. 0,2 mm CuL, $w_3 = 640$ Wdg. 0,2 mm CuL
D_1	M 55, Dyn. Bl. IV, Luftspalt 0,5 mm; 800 Wdg. 0,6 mm CuL	M 102 b, Dyn. Bl. IV, Luftspalt 1 mm; 80 Wdg. 3 mm CuL (oder 2×2 mm CuL, zweifädig gewickelt und parallel geschaltet)

¹⁾ bei $\pm 10\%$ Netzspannungsschwankungen und maximalem Ausgangsstrom

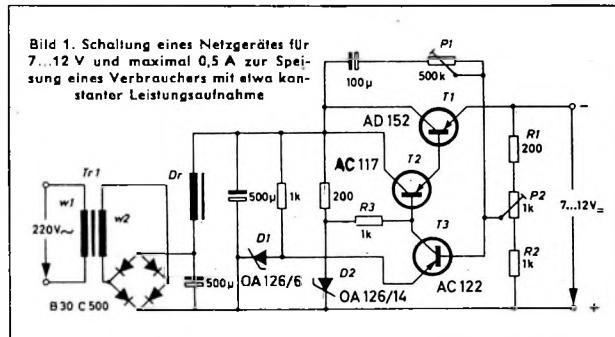
²⁾ bei maximalem Ausgangsstrom und Abgleich mit P_1

³⁾ bei 16 V Ausgangsspannung und maximalem Ausgangsstrom

fert. Die Streuungen der Zenerspannung dieser Diode müssen mit P_2 so kompensiert werden, daß die maximale Ausgangsspannung immer auf 16 V begrenzt bleibt. Bei einer höheren Ausgangsspannung würde die Brummspannung ansteigen, und außerdem könnten die Leistungstransistoren bei ausgangsseitigem Kurzschluß trotz-

der elektronischen Sicherung überlastet werden.

Damit beim Überschreiten des maximalen Ausgangstroms keiner der Leistungstransistoren überlastet und zerstört wird, werden T_1 ... T_4 über die Vorstufen T_5 und T_6 durch den Transistor T_9 gesperrt. Im normalen Betrieb führen T_8 und T_{11} Strom, und T_9 und T_{10} sind daher gesperrt. Den Transistor T_6 steuert dann der Collectorstrom von T_7 . Überschreitet der Ausgangsstrom den an P_3 eingestellten Maximalwert (10 A), so wird die Diode D_2 leitend und sperrt den Transistor T_8 . Damit wird über D_3 der Transistor T_{10} leitend und T_{11} gesperrt. T_{11} öffnet über D_4 den Transistor T_9 , der die Transistoren T_1 ... T_6 sperrt. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis man mit der Rückholtaste S_2 den Transistor T_{11} in den stromführenden Zustand umschaltet, wodurch T_9 wieder gesperrt wird. Um Regelschwankungen zu vermeiden, ist T_7 der 20-nF-Kondensator C_1 parallel geschaltet. Die Diode D_1 verhindert eine durch C_1 bewirkte Verzögerung beim Abschalten der elektronischen Sicherung.



nung eine Änderung der Spannung an R_3 zur Folge haben. Mit P_1 läßt sich die Brummspannung am Ausgang des Netzgerätes auf ein Minimum bringen, während mit P_2 die Ausgangsspannung auf den gewünschten Wert eingestellt wird.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines Netzgerätes für 10 A Ausgangsstrom, das sich wegen der zwischen 0 und 16 V regelbaren Ausgangsspannung und der eingebauten elektronischen Sicherung gut als Laborgerät eignet. Die Ausgangsspannung kann durch den Schalter S_1 in acht Stufen und innerhalb dieser Stufen durch das Potentiometer P_1 stetig eingestellt werden. Um die zulässigen Verlustleistungen der parallel geschalteten Transistoren T_1 bis T_4 nicht zu überschreiten, wird mit dem Schalter S_1 außer der Regelspannung an der Basis von T_7 auch die Sekundärspannung des Netztransformators T_1 umgeschaltet. Die Stabilisierung der Ausgangsspannung erfolgt ähnlich wie im Bild 1, allerdings erfordert der hohe Ausgangsstrom einen größeren Aufwand an Transistoren.

Um etwa 0 V Ausgangsspannung einstellen zu können, ist eine positive Referenzspannung nötig, die die Zenerdiode D_9 lie-

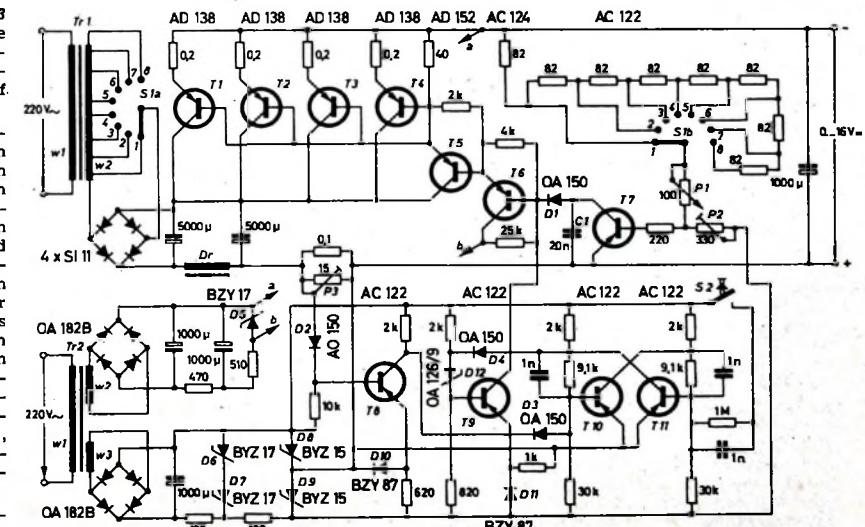


Bild 2. Schaltung eines Netzgerätes für 0...16 V und maximal 10 A

Transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter

Meistens bereitet es größere Schwierigkeiten, Gleichspannungskonstanthalter für höhere Spannungen zu entwerfen. Dies liegt einerseits an den zu niedrigen zulässigen Collector-Emitter-Spannungen der heute erhältlichen Leistungstransistoren und andererseits an dem schlechten Temperaturkoeffizienten der in Frage kommenden Hochspannungsdioden. Bei dem im folgenden beschriebenen Spannungs konstanthalter wurde die erste Schwierigkeit durch Anwendung mehrerer in Serie geschalteter Transistoren überwunden. Eine stabile Referenzspannung ließ sich durch eine Diode mit niedriger Durchbruchspannung gewinnen.

Bild 1 zeigt die Schaltung des transistorisierten 150-V-Spannungskonstanthalters. Die Ausgangsspannung ist bei Eingangsspannungsänderungen zwischen 180 und 320 V mit einer maximalen Regelabweichung von 0,05 % stabilisiert. Die Schaltung läßt sich innerhalb dieses Regelbereichs mit 150 mA beladen. Vor der eigentlichen Regelschaltung liegt ein Gleichspannungsumsetzer (T_1, T_2, T_3), der selbst bereits eine maximale Regelabweichung von 5 % gewährleistet. Wird die Schaltung bei der unteren Eingangsspannung von 180 V voll belastet, dann stellen sich an den Transistoren T_1, T_2, T_3 und T_4 Mindestspannungen von durchschnittlich 7,5 V ein. Bei der höchsten Eingangsspannung und Vollast tritt dagegen an jedem dieser vier Transistoren eine Spannung von etwa 42 V auf.

Der Regelverstärker benötigt 38 mA, so daß die vier Transistoren von höchstens $150 \text{ mA} + 38 \text{ mA} = 188 \text{ mA}$ durchflossen und an jedem maximal $42 \text{ V} \cdot 188 \text{ mA} = 7,9 \text{ W}$ verbraucht werden. T 4 wird als einziger der vier Transistoren im Längsweiz unmittelbar vom Regelverstärker gesteuert. Die Regelung der Transistoren T 1, T 2 und T 3 erfolgt über den Spannungssteiler R 1, R 2, R 3 und die Diode D 3. Diese Anordnung hat die Aufgabe, die Spannung von 170 V, die insgesamt am Längsweiz auftreten kann, gleichmäßig auf die vier Transistoren zu verteilen. Der Basisstrom jedes Transistors setzt sich aus zwei Anteilen zusammen, und zwar fließt einerseits der normale Strom, der von der Höhe des Collectorstroms abhängt, und andererseits der temperaturabhängige Collectorreststrom I_{C0} . Jeder dieser beiden entgegengesetzt gerichteten Ströme kann Werte von $2 \dots 3 \text{ mA}$ erreichen. Damit diese Ströme nicht die Spannungswerte am Spannungssteiler merklich beeinflussen, wurde letzterer so ausgelegt, daß er bei der höchsten Eingangsspannung (320 V) von etwa 30 mA und bei der niedrigsten (180 V) von etwa 4,5 mA durchflossen wird. Da der Regelverstärker teilweise mit der Collector-Emitter-Spannung des Transistors T 4 betrieben wird, ist es erforderlich, diese Spannung bei niedrigen Eingangsspannungen zu fixieren. Das erreicht man mit der Diode D 3, die eine Durchbruchspannung von 5 V hat und dafür sorgt, daß sich das Basispotential von T 3

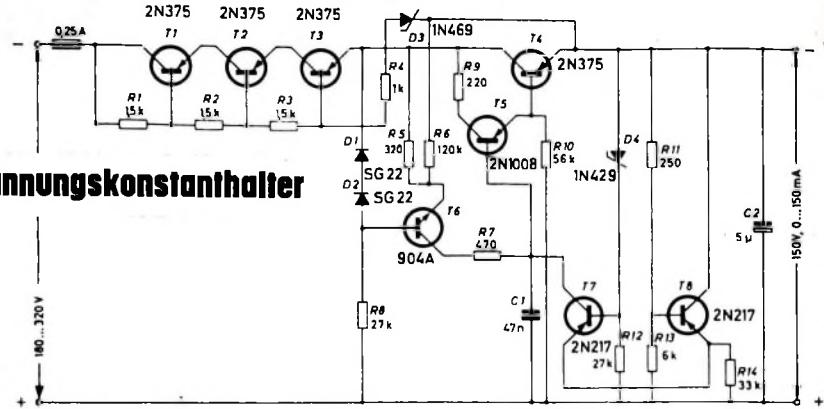


Bild 1. Schaltung des transistorisierten Gleichspannungskonstanthalters für 150 V

um wenigstens 5 V vom Emitterpotential des Transistors T 4 unterscheidet. Daher stellt sich zwischen dem Emitter von T 3 beziehungsweise dem Collector von T 4 und dem Emitter von T 4 eine Mindestspannung von etwa 5 V ein. Um bei den maximalen Eingangsspannung eine gleichmäßige Spannungsverteilung auf die Transistoren T 1, T 2, T 3 und T 4 zu erreichen, wird der Spannungsabfall an der Diode D 3 durch den 1-kOhm-Widerstand R 4 (an Stelle eines 1,5-kOhm-Widerstandes) kompensiert. D 3 ermöglicht noch eine Regelung bei niedrigen Eingangsspannungen von 180 V, während die Schaltung ohne diese Diode und mit einem 1,5-kOhm-Widerstand an Stelle des 1-kOhm-Widerstandes R 4 bei Eingangsspannungen um etwa 200 V bereits nicht mehr einwandfrei arbeitet.

Die 150-V-Spannung am Ausgang der Schaltung wird mit dem Spannungsteiler R_{11} , R_{13} auf einen mit der Referenzspannung von D_4 vergleichbaren Wert reduziert. D_4 hat eine Durchbruchspannung von 6,2 V, die sich bei Temperaturschwankungen um weniger als $0,01\text{ \textperthousand}^{\circ}\text{C}$ ändert. Die reduzierte Ausgangsspannung und die 6,2-V-Referenzspannung werden in dem Differenzverstärker T_7 , T_8 miteinander verglichen, der eine Kompensation der infolge von Temperatüränderungen an den Transistoren T_7 und T_8 auftretenden Basis-Emitter-Spannungsänderungen ermöglicht. Bei hohen Temperaturen kann der Reststrom I_{C0} dieser Transistoren jedoch stark zunehmen, und wenn dieser Strom in den Basiskreis abfließt, so ergibt sich eine dem im Basiskreis vorhandenen Widerstand proportionale Basisspannungsänderung. Weil die Diode D_4 niederohmig ist, tritt am Transistor T_7 nur eine geringe Basisspannungsänderung auf. Im Basiskreis von T_8 liegt aber ein verhältnismäßig großer Widerstand und daher hat hier auch die Basisspannungsänderung Bedeutung. Dieser Temperaturdrift wurde durch Wahl möglichst kleiner Werte für R_{11} und R_{13} entgegengewirkt. Durch beide Widerstände fließen in der vorliegenden Schaltung etwa 25 mA; das entspricht etwa dem 200fachen Wert des Stroms, den man als Reststrom I_{C0} von T_8 zu erwarten hat. Wichtig ist, daß R_{11} und R_{12} den gleichen Temperaturkoeffizienten aufweisen.

Die im Differenzverstärker festgestellte Regelabweichung wird als Fehlspannung am Collector von T_7 abgegriffen. Fall der Transistor T_6 einmal länger als einige Sekunden seine Durchbruchspannung bei

behält (was zum Beispiel beim Einschalten des Spannungskonstanthalters möglich wäre), könnten die Transistoren T_7 , T_5 und möglicherweise auch T_4 beschädigt werden. Um das zu verhindern, sollte T_6 eine zulässige Collector-Emitter-Spannung von wenigstens 60 V (besser 80 ... 100 V) haben. Die Widerstände R_7 und R_9 bewirken ebenfalls eine Begrenzung von Überspannungen.

Der experimentell bestimmte Widerstand R_6 dient zur Verbesserung der Ausregelung von Eingangsspannungsänderungen. Sobald die Eingangsspannung wächst, steigt auch die Spannung am Transistor T_4 an, und der Emitter von T_6 wird über den Widerstand R_6 positiver. Dadurch verringert sich aber der Collectorstrom von T_6 , so daß der Collector von T_7 sowie die Basen und Emitter der Transistoren T_4 und T_5 ebenfalls positivere Potentiale erhalten. Im Normalfall erhöht sich also die Ausgangsspannung, wenn die Eingangsspannung steigt; der Widerstand R_6 bewirkt dagegen, daß dann die Ausgangsspannung sinkt. Er wurde so gewählt, daß sich eine optimale Regelung ergibt.

Der als Emitterfolger geschaltete Transistor T_5 erzeugt den Basisstrom (2 mA) für den Transistor T_4 aus einem kleinen Teil (40 μ A) des Collectorstroms von T_7 . Dadurch ist am Transistor T_7 eine höhere Spannung möglich. Für den Transistor T_5 muß ein 300-mW-Typ mit einer Durchbruchspannung der Collectordiode von 60 V verwendet werden. T_4 erhält für den Fall hoher Temperaturen und Überlastungen einen Abschalt-Basisstrom über den Widerstand R_{10} . Die Kondensatoren C_1 und C_2 machen Fremdeinstreuungen unschädlich.

Der beschriebene 150-V-Gleichspannungs- konstanthalter arbeitet bei Umgebungs- temperaturen bis 60°C einwandfrei. Die Transistorhalterungen dürfen Höchsttemperaturen von 70°C erreichen. In der Praxis ist die Temperaturdrift der Ausgangs- spannung etwa $0,03 \frac{1}{4}\text{%/}^{\circ}\text{C}$. Haben die Widerstände $R\,11$ und $R\,13$ gleiche Temperaturkoeffizienten, dann kann dieser Wert noch verbessert werden. Die Ausgangs- impedanz des Konstanthalters ist $0,2\,\Omega$ bei $400\,\text{Hz}$; sie steigt an auf $5\,\Omega$ bei $15\,\text{kHz}$ und fällt bei $300\,\text{kHz}$ auf $1\,\Omega$ ab.

Schrifttum

- [1] • Sheas, R. F.: Transistor-technik. Stuttgart 1962, Berliner Union
 - [2] • Schwartz, S.: Selected semiconductor circuits handbook. New York 1962, John Wiley

VARTA PERTRIX

Informationen für das Verkaufsgespräch

heute:



Die Hochleistungszelle in Paperlined-Aufbau

besonders geeignet für Geräte mit hohem Strombedarf.
Kennzeichen: Abdeckscheibe oder Streifen am Etikett, orange.
Vorzüge gegenüber dem klassischen Batterie-Aufbau: größere Leistungsfähigkeit, höherer Energie-Inhalt.

Die drei Hauptbestandteile der „Paperlined-Zelle“ sind:

1. Negative Elektrode:
Wie bei der klassischen Batterie-Bauweise ist die negative Elektrode ein Zinkbecher, der gleichzeitig als Behälter für die übrigen Bestandteile der Zelle dient.
2. Positive Elektrode:
Wie bei der klassischen Batterie-Bauweise ein Kohlestift, umgeben von einem Preßling (Depolarisator) aus einem Braunstein-, Ruß- und Graphitgemisch.
3. Elektrolyt:
Er ist eine wässrige Lösung verschiedener Salze. Diese Lösung wird von einem saugfähigen Papierfutter (Elektrolyträger) aufgenommen, welches allseitig eng um den Depolarisator gelegt ist.

Die typischen Eigenschaften der VARTA PERTRIX-Hochleistungszellen

Während bei der klassischen Batterie-Bauweise zwischen der negativen Elektrode (dem Zinkbecher) und dem Depolarisator ein freier Raum besteht, der durch die eingedickte Elektrolytflüssigkeit ausgefüllt ist, wird bei der Paperlined-Zelle die Elektrolytflüssigkeit von dem saugfähigen Papier aufgenommen, welches um den Depolarisator gewickelt ist (deshalb paperlined genannt). Der dadurch freiwerdende Zwischenraum wird zur Vergrößerung der Depolarisatormasse nutzbar gemacht. Das aktive Volumen wird damit gegenüber einer klassischen Zelle fast verdoppelt. Die elektrochemischen Reaktionen bei der Stromentnahme entstehen wie bei der klassischen Zelle durch Zusammenwirken der drei Hauptbestandteile. Durch die Vergrößerung des Depolarisatorvolumens bei den Hochleistungszellen und durch eine spezielle Zusammensetzung der Depolarisatormasse wird ein höherer Gesamt-Energie-Inhalt und eine stärkere Belastbarkeit (höhere Entladeströme) erzielt.

Ihre Kunden werden jetzt immer öfter VARTA PERTRIX verlangen, denn die Werbung läuft auf vollen Touren.

**VARTA PERTRIX –
gut für Verkaufsgespräch –
gut für Ihr Geschäft.**

VARTA PERTRIX	Beleuchtung	Transistor Taschenradio Kofferradio	Schnurlose Heimempfänger	Schnurlose Tonbandgeräte	Schnurlose Plattenspieler
Beleuchtungszellen oder Batterien Aufbau klassisch Kennfarbe blau					
Gerätezellen oder Batterien Aufbau klassisch Kennfarbe rot					
Gerätebatterien in Plattenzellen-Aufbau COMPACT, MIKRODYN, PERVOX Kennfarbe rot					
Hochleistungszellen für Geräte Paperlined-Aufbau Kennfarbe orange					
Hochleistungszellen für Motorgeräte SEGMENTA-Aufbau Kennfarbe orange					

Immer wieder **VARTA** wählen





P. ALTMANN

Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 15, S. 565

4.1.4. Elektronische Stabilisierung mit Transistoren

Während Röhrenschaltungen vorzugsweise zur Stabilisierung höherer Spannungen geeignet sind, kann man Transistoren gut zur Stabilisierung von niedrigen Spannungen verwenden. Eine sehr einfache Möglichkeit zeigt Bild 50. Die Schaltung besteht aus dem Niederfrequenztransistor T_1 , der über das Potentiometer P_1 seine Basisvorspannung erhält. P_1 liegt über R_1 an der Batterie B_1 . Zwischen Emitter und Collector wird die zu stabilisierende Spannung U_a zugeführt, deren Schwankungen wir mit dem Potentiometer P_2 nachahmen. Die stabilisierte Spannung U_a tritt am Widerstand R_2 im Collectorkreis auf.

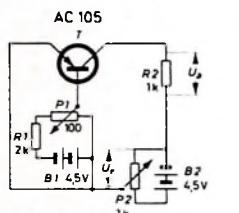


Bild 50. Stabilisierung durch Ausnutzung
der horizontalen I_C-U_{CE} -Kennlinie



Bild 51. Verlauf der I_C-U_{CE} -Kennlinie

126

127] Zunächst stellen wir P_2 auf einen Mittelwert ein und verändern P_1 . Je stärker negativ die Basisvorspannung wird, um so besser leitet die Emitter-Collector-Strecke und um so höher wird der Spannungsabfall an R_2 . Wenn wir jetzt beispielsweise mit P_1 eine Spannung von 1 V an R_2 einstellen und mit P_2 die Eingangsspannung schwanken lassen, so können wir einen weiten Bereich durchfahren, ohne daß sich die Spannung U_a nennenswert ändert. Hierbei ergeben sich also bereits sehr brauchbare Stabilisierungsverhältnisse.

Die Wirkungsweise dieser Stabilisierung erklärt sich sehr einfach aus der Kennlinie nach Bild 51. Da bei Transistoren die I_C-U_{CE} -Kennlinie bei konstanter Basisvorspannung in einem weiten Bereich praktisch horizontal verläuft, kann die Collector-Emitter-Spannung, die hier durch die an P_2 abgegriffenen Spannung dargestellt wird, in weiten Grenzen, beispielsweise innerhalb des Bereiches a in Bild 51, schwanken, ohne daß sich der Strom nennenswert ändert. Infolgedessen bleibt auch der Spannungsabfall an R_2 konstant. Diese Schaltung eignet sich allerdings nicht zur Stabilisierung der Ausgangsspannung bei schwankender Belastung, denn wegen des konstanten Stroms ruft jede Änderung von R_2 einen anderen Spannungsabfall hervor, so daß eine stabilisierende Wirkung nicht eintreten kann. An sich handelt es sich bei dieser Schaltung um einen Stromstabilisator, bei dem die konstante Spannung an R_2 nur eine Nebenwirkung ist. Trotzdem sind solche Anordnungen sehr geeignet, wenn die Last konstant ist und wenn es nur darauf ankommt, schwankende Eingangsspannungen auszuregeln.

Eine Schaltung, die prinzipiell so arbeitet wie die Röhrenschaltung nach Bild 48, ist im Bild 52 dargestellt. Da der erforderliche Aufwand erheblich ist, wollen wir von einem Nachbau absehen. Die Schaltung eignet sich jedoch sehr gut zur Erläuterung der Wirkungsweise von Stabilisierungsschaltungen mit Transistoren. T_1 ist der eigentliche Regeltransistor. Sein Collector liegt am negativen Pol der schwankenden Eingangsspannung U_a , während sein Emitter den negativen Pol der Ausgangsspannung bildet. Der Emitter des ersten Verstärkertransistors T_2 ist mit der Basis von T_1 , die Basis von T_2 mit dem Collector des zweiten Verstärkertransistors T_3 verbunden. Die Basis dieses Transistors liegt an

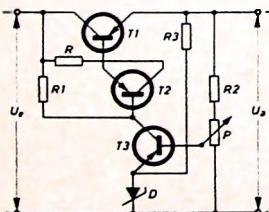


Bild 52. Dreistufiger elektronischer Spannungsstabilisator mit Transistoren

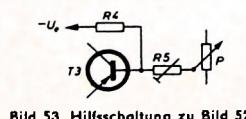


Bild 53. Hilfsschaltung zu Bild 52

dem Spannungsteller R_2 , P , an dem ein Teil der Ausgangsspannung U_a abgegriffen wird. Im Emitterkreis von T_3 schließlich liegt die Zenerdiode D als Vergleichsspannungsnormal, die über den Hilfswiderstand R_3 von der Ausgangsspannung gespeist wird. Durch Regeln von P ist es möglich, den Arbeitspunkt von T_3 so einzustellen, daß er optimal verstärkt.

Nun nehmen wir an, die Eingangsspannung U_a habe die Tendenz zu steigen. Dann fließt zunächst ein etwas höherer Strom durch T_1 , und der Schleifer des Potentiometers P wird gegenüber dem Pluspunkt der Schaltung etwas negativer. Daher erhöhen sich jetzt der Emitter- und der Collectorstrom von T_3 , und infolge des Spannungsabfalls an R_1 wird die Basis von T_2 etwas positiver. Das führt zu einem Rückgang des Collectorstroms von T_2 , so daß auch die Basis von T_1 positiver wird. Dadurch verringert sich der Strom von T_1 so weit, daß wieder Gleichgewicht herrscht, bis also die Erhöhung von U_a gerade ausgeglichen ist. Die Stabilisierung ist sehr wirksam, weil die Verstärkung der Regelspannung mit zwei Transistoren erfolgt. T_1 ist stets ein Leistungstransistor, die Belastbarkeit von T_2 kann bereits geringer sein, und T_3 hat die geringste Last zu verarbeiten. An Stelle einer Zenerdiode könnte man auch irgendwelche andere Spannungsnormalen, beispielsweise eine Neumann-Zelle, verwenden.

Mit P läßt sich die Ausgangsspannung wieder kontinuierlich regeln. Dreht man den Schleifer von P nach unten, dann wird die Basis von T_3 positiver und die Basis von T_2 und T_1 negativer. Infolgedessen erhöht sich die Spannung U_a . Dreht man den Schleifer von P mehr nach oben, so fällt die Spannung U_a , weil sich jetzt der Collectorstrom von T_3 erhöht und daher die Basis von T_2 und T_1 positiver wird. Das bedeutet einen höheren Widerstand von T_1 und damit einen Abfall der Spannung U_a .

Auch diese Schaltung regelt Belastungsschwankungen aus, denn jede durch eine größere Belastung bewirkte Spannungserniedrigung von U_a ruft sofort den beschriebenen Regelvorgang hervor. Wie bei der Röhrenschaltung, läßt sich auch hier eine geringe Schwankung von U_a in Abhängigkeit von Schwankungen der Spannung U_a nicht vermeiden. Man kann jedoch, wie Bild 53 zeigt, ähnlich wie bei der Röhrenschaltung eine Zusatzeinrichtung vorsehen, die aus einem Regelwiderstand R_5 zwischen der Basis von T_3 und dem Potentiometer P besteht. Auf diesen Widerstand wird über R_4 ein kleiner Teil der Eingangsspannung U_a übertragen. Steigt U_a an, so wird die Basis von T_3 noch negativer, als es ohne den Fall sein würde. Die Regelung kann jetzt so eingestellt werden, daß Schwankungen von U_a die Ausgangsspannung U_a überhaupt nicht mehr beeinflussen. Wählt man R_5 zu groß oder R_4 zu klein, so kann man eine Überkompensation erreichen. Eine Erhöhung von U_a hat dann eine Erniedrigung von U_a zur Folge und umgekehrt, das heißt, der Innenwiderstand ist dann negativ.

Wir wollen nun die einfache Schaltung nach Bild 54 praktisch untersuchen. Außer den schon vorhandenen Teilen benötigen wir noch einen zweiten Transistor AC 105 sowie einige Widerstände. T_1 ist der im Hauptstromkreis liegende Regeltransistor und T_2 der Verstärkertransistor, der hier in Emitterschaltung arbeitet. Das Emitterpotential wird nämlich durch die Zenerdiode Z_3 , die über R_1 einen Hilfstrom

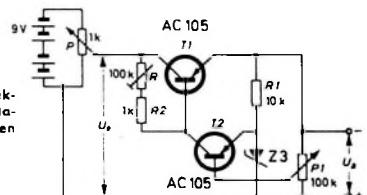


Bild 54. Zweistufiger elektronischer Spannungsstabilisator mit Transistoren

erhält, konstant gehalten und ist gegenüber dem Pluspol der Schaltung um den Betrag der Zenerspannung negativ. Wir können daher an P fast die volle Ausgangsspannung U_a zur Steuerung der Basis von T_2 abgreifen, so daß alle Schwankungen der Ausgangsspannung erfaßt werden. Der Collector von T_2 erhält einen Außenwiderstand, der aus R und R_2 (als Schutzwiderstand) besteht. Mit P erzeugen wir die veränderbare Eingangsspannung. Die Ausgangsspannung U_a können wir mit einem als Regelwiderstand geschalteten 1-KO-Potentiometer beladen, mit dem wir einen Strommesser in Serie schalten. Im Bild 54 ist das jedoch nicht dargestellt.

Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Steigt die Eingangsspannung, so steigen auch der Strom durch T_1 und die Ausgangsspannung. Dadurch werden der Schleifer von P und die Basis von T_2 etwas negativer gegenüber dem Pluspol. T_2 führt jetzt mehr Strom, so daß sein Collector infolge des Spannungsabfalls an R und R_2 etwas positiver wird. Das entspricht einer stärker positiven Basis von T_1 , so daß dieser seinen Widerstand erhöht und der Stromanstieg rückgängig gemacht wird. Beim Absinken der Spannung U_a oder bei Belastung von U_a erfolgt der umgekehrte Vorgang.

Wir wollen die Schaltung noch etwas näher untersuchen und stellen zunächst den Schleifer von P ganz nach oben. Dann führt der Transistor T_2 den maximal möglichen Collectorstrom. Nun regeln wir R so nach, daß

381 die Leerlaufspannung U_a gerade 3 V bei einer Eingangsspannung von rund 9 V erreicht. Belasten wir jetzt U_a und stellen wir den Belastungswiderstand so ein, daß ein Strom von 15 mA fließt, dann wird U_a auf etwa 2,4 V zurückgehen. Der Spannungsabfall infolge der Belastung ist also 0,6 V, was einem Innenwiderstand von $R_i = 0,6/15 \cdot 10^{-3} = 40$ Ohm entspricht. Die Regelung ist offenbar noch nicht sehr wirksam. Lassen wir dagegen im Leerlauf die Eingangsspannung zwischen 9 und 6 V schwanken, so ergibt sich eine Spannungsschwankung am Ausgang von 0,25 V, was als gut bezeichnet werden kann.

382 Nun schließen wir R kurz, so daß lediglich R im Collectorkreis von T_2 wirksam ist. Dann erniedrigt sich der Innenwiderstand von T_1 , und die Leerlaufspannung steigt auf 4,3 V an. Belasten wir jetzt den Ausgang durch Einstellen des Belastungswiderstandes mit einem Strom von 20 mA, so sinkt die Spannung U_a auf 4,25 V ab. Der Spannungsabfall beträgt also nur 0,05 V, was einem Innenwiderstand von $R_i = 0,05/20 \cdot 10^{-3} = 2,5$ Ohm entspricht. Die Regelung ist jetzt wesentlich wirksamer und der Innenwiderstand bereits recht klein. Verändert man in diesem Zustand die Eingangsspannung zwischen 9 und 6 V bei unbelastetem Ausgang, so ergibt sich allerdings eine Spannungsschwankung von 0,5 V; bei dieser Einstellung regelt also die Schaltung Eingangsspannungsschwankungen etwas schlechter aus.

383 Das gute Verhalten gegenüber Belastungsschwankungen erklärt sich daraus, daß der Transistor T_1 wegen des jetzt recht kleinen Widerstandes im Collectorkreis von T_2 eine verhältnismäßig hohe negative Basisspannung erhält und daher einen hohen Ruhestrom hat. Er verstärkt in diesem Arbeitspunkt besonders gut. Beim Versuch 130 war die Basis von T_1 stärker positiv und daher der Collectorstrom niedrig. Die Verstärkung war also geringer, und das ergibt eine wesentlich schlechtere Regelfähigkeit und einen größeren Ausgangswiderstand. Übrigens hat auch die Stellung des Schleifers von P_1 Einfluß auf die Stabilisierung, allerdings in geringerem Maße. Je positiver die Basis von T_2 wird, um so niedriger ist der Anfangs-Ruhestrom von T_2 und um so geringer seine Verstärkung. Die Änderungen halten sich jedoch in tragbaren Grenzen, so daß man P_1 als kontinuierlichen Regler für die Ausgangsspannung verwenden kann. Durch Verändern von P_1 läßt sich zum Beispiel die Leerlaufspannung zwischen etwa 9 und 4,2 V kontinuierlich regeln. Innerhalb dieses Bereiches bleibt der Innenwiderstand annähernd gleich; er vergrößert sich, wie gesagt, mit abnehmendem Collectorstrom von T_2 .

Bei Verwendung von nur zwei Transistoren ist natürlich die Regelfähigkeit der Schaltung beschränkt, da die gesamte Stromverstärkung

nicht allzu groß ist. Für höhere Ansprüche wird man daher mindestens drei Transistoren nach Bild 52 verwenden. Hier arbeitet übrigens T_3 in Emitterschaltung, T_2 dagegen in Collectororschaltung. Da der Ausgangswiderstand von T_2 sehr klein ist, erhält T_1 einen beträchtlichen Basisstrom, so daß dieser Transistor besonders wirksam geregelt wird. Daraus erklären sich die guten Eigenschaften dieser Schaltung. Man erreicht mit Schaltungen nach Bild 52 bei richtiger Bemessung Innenwiderstände von weit unter 1 Ohm. Auch die Unempfindlichkeit gegenüber Schwankungen der Eingangsspannung ist sehr hoch, besonders in Verbindung mit der Hilfsschaltung nach Bild 53.

Es gibt noch zahlreiche Schaltungsvarianten für transistorregelte Netzgeräte, die wir hier jedoch nicht besprechen können.

4.1.5. Automatische Verstärkungsregelung

Bei der Besprechung der Empfängertechnik wurde bereits darauf hingewiesen, daß man im Hoch- und Zwischenfrequenzteil größerer Empfänger heute praktisch überall die sogenannte automatische Schwundregelung antrifft. Wir wollen an dieser Stelle an Hand der Schaltung Bild 55 die Vorgänge etwas näher besprechen. Die Röhre R_0 sei die Eingangsstufe eines vielstufigen Empfängers, zum Beispiel eines Superhetos. L , C ist der Eingangskreis, und über C_1 gelangt die Eingangs-Hochfrequenzspannung zum Gitter der Röhre, dessen Grundspannung durch den Kathodenwiderstand R_1 (überbrückt mit C_2) bestimmt wird. Über R führt man außerdem eine veränderbare Gleichspannung zu, die man gewinnt, indem man die Ausgangsspannung des letzten Zwischenfrequenzschwingkreises C_4 , L_4 mit der Diode D gleichrichtet. An R_3 fällt dann eine Gleichspannung ab, die von der Höhe der Zwischenfrequenzspannung abhängt. Sie gelangt über das Siebglied R_2 , C_3 und den Widerstand R als Regelspannung zum Steuergitter der Röhre.

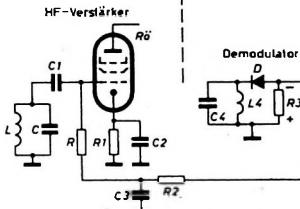
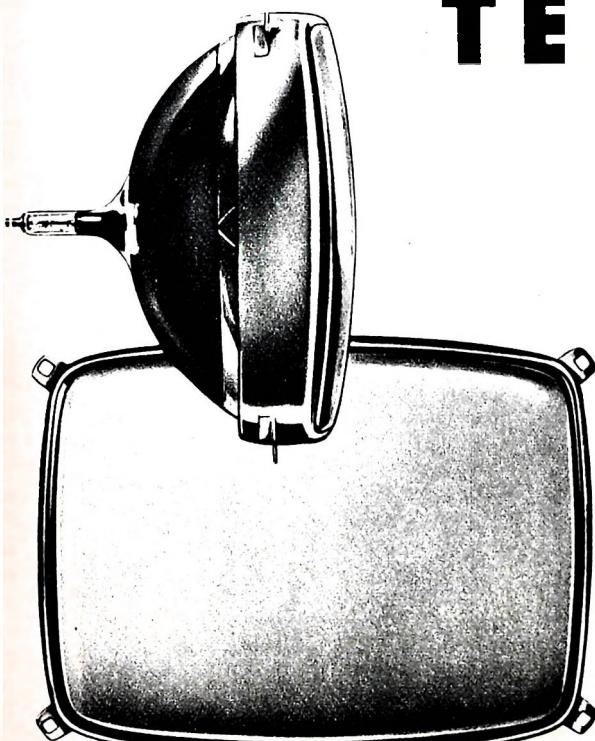


Bild 55. Zur automatischen Verstärkungsregelung



TELEFUNKEN



Ein kristallklares, kontrastreiches Bild von bisher ungekannter Brillanz und Schärfe bringen die neuen

TELEFUNKEN-Bildröhren

A 47-17 W und A 59-12 W/2

mit Stahlmantel

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten
TELEFUNKEN Fachbereich Röhren Vertrieb 7000 Ulm

Hat nun die Eingangsspannung die Tendenz zu steigen, so steigt zunächst auch die Zwischenfrequenzspannung an C 4, L 4. Das hat auch einen Anstieg der Spannung an R 3 zur Folge, der sich auf das Gitter der Röhre überträgt, so daß dessen Vorspannung negativer wird. Handelt es sich dabei um eine Regelröhre, dann sinken ihre Steilheit und Verstärkung entsprechend ab, so daß die Zwischenfrequenzspannung trotz der gestiegenen Eingangsspannung annähernd auf den alten Wert zurückgeht. Auf diese Weise kann man die Zwischenfrequenz-Ausgangsspannung und damit auch die Lautstärke des Empfängers fast unabhängig von Feldstärkeschwankungen am Eingang machen. Meistens wird diese Regelung auf mehrere Stufen ausgedehnt, wobei die Wirksamkeit stark zunimmt. Das Glied R 2, C 3 muß so bemessen sein, daß einerseits die tiefsten Tonfrequenzen, die ja auch am Widerstand R 3 auftreten, mit Sicherheit unterdrückt werden. Andererseits darf die Zeitkonstante $C_3 \cdot R_2$ nicht so groß sein, daß die Regelspannung zu langsam am Gitter der Röhre ansteigt. Sie muß auch sehr schnelle Schwankungen der Eingangsspannung, wie sie zum Beispiel bei Schwunderscheinungen auftreten können, ohne weiteres folgen.

Die Technik der Stabilisierung elektrischer Größen ist in den letzten Jahren ein sehr umfangreiches Gebiet geworden. Die beschriebenen Anordnungen mögen genügen, um das Grundsätzliche zu zeigen.

4.2. Frequenzteilung

Frequenzteilerschaltungen haben in der elektronischen Praxis, aber auch auf anderen Gebieten, beispielsweise in der Fernsehtechnik, große Bedeutung erlangt. Im Laufe der Zeit wurden zahlreiche Schaltungen ent-

wickelt, die ihre Vor- und Nachteile haben. Wir wollen im folgenden an Hand einiger Grundversuche das Prinzip kennenlernen und andere Möglichkeiten, soweit sie experimentell nur mit größerem Aufwand zu verwirklichen sind, lediglich andeuten.

Bei der Frequenzteilung handelt es sich darum, aus einer Spannung mit hoher Frequenz eine mit niedrigerer Frequenz zu gewinnen, die jedoch mit der Spannung mit hoher Frequenz absolut synchron und phasenstarr verläuft. Der Synchronismus ist bei den meisten einfachen Schaltungen leicht zu erreichen, jedoch nicht die Phasenstarrheit. Die Schaltungen enthalten viele Glieder, die zu Schwankungen der Phase Anlaß geben. Das ist zum Beispiel in der Fernseh-Studiotechnik unzulässig, da man aus der Zeilenfrequenz durch Frequenzteilung die Bildfrequenz gewinnt. Im Interesse einwandfreier Bildwiedergabe müssen beide Komponenten absolut phasenstarr sein. Das sind jedoch Sonderfragen, die nicht näher erörtert werden sollen.

An den hier besprochenen Schaltungen, die mit Glimmlampen, Dioden, Sperrschwingern und Multivibratoren arbeiten, läßt sich das Prinzip der Frequenzteilung mit hinreichender Deutlichkeit zeigen.

4.2.1. Frequenzteilung mit Glimmlampen

Wir bauen die einfache Versuchsschaltung nach Bild 56 auf, die mit der schon früher beschafften kleinen Glimmlampe UR 110 arbeitet. Es handelt sich hier um eine Kippschaltung. Der Kondensator C wird über den Widerstand R entsprechend der Zeitkonstante $R \cdot C$ so lange aufgeladen, bis die Spannung an C die Zündspannung der Glimmlampe G1 erreicht

134



SENNHEISER
electronic
3002 Bissendorf / Hann.

ein
Umhänge-
Mikrophon,
das
natürlich
klingt:



Lavalier-Mikrophon MD 212

Was soll das heißen? — Ein Mikrophon, das erscheint selbstverständlich, hat doch für naturgetreue Aufnahmen zu sorgen. — Stimmt! Aber haben Sie sich schon einmal Gedanken darüber gemacht, wie das bei einem Umhangemikrophon geschehen soll, das akustisch vollkommen „vorschriftswidrig“ getragen werden muß? — Hier nur 2 Beispiele für Schwierigkeiten, die es zu überwinden galt:

Problem 1

Ein Umhangemikrophon kann der Sängerin nicht mit der Einsprache vor den Mund gehängt werden (das sähe aus wie ein Maulkorb). Lavalier-Mikrophon hängen meistens vor der Brust. Das hat aber, verwendet man eine normale Mikrophonkapsel, den entscheidenden Nachteil, daß die hohen Frequenzen nicht recht zur Geltung kommen, weil sie das Mikrophon nur seitlich streifen.

Abhilfe

Jede Aufnahme, wie nebenan beschrieben, klingt dumpf. Ein Nachteil, den Umhangemikrophone früher allgemein hatten. — Nach langwierigen Versuchen haben wir dem MD 212 durch spezielle Maßnahmen einen derart günstig verlaufenden Frequenzgang gegeben, daß unser Lavalier-Mikrophon gerade dann natürlich klingt, wenn es in der akustisch fast unmöglichen Lage vor der Brust hängt.

Problem 2

Weiterhin, durch die Trageweise bedingt, besteht die Gefahr der ständigen Reibung des Mikrophongehäuses und der Schnur an der Kleidung des Künstlers. Diese mechanisch hervorgerufenen Geräusche können selbst den schönsten Gesang vergällen.

Abhilfe

Unser Umhangemikrophon MD 212 erhielt 2 Gehäuse — ein inneres, das die hochwertige dynamische Kapsel birgt, und ein äußeres, in dem das innere Gehäuse federnd aufgehängt ist. Dadurch haben wir die Gefahr von Berührungsgeräuschen gebannt.

Erfolg

Das Sennheiser-Lavalier-Mikrophon MD 212 ist ein Umhangemikrophon, das wirklich natürlich klingt.

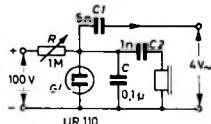


Bild 56. Einfacher Frequenzteiler mit Glimmlampe

hat. Dann entlädt sich C über den jetzt sehr kleinen Innenwiderstand von G , bis die Löschspannung erreicht ist. Nun erfolgt eine erneute Aufladung von C usw. Wir erhalten also an C eine Kippsschwingung mit der durch die Zeitkonstante $R \cdot C$ sowie die Zünd- und Löschspannung gegebenen Frequenz. Die erzeugte Frequenz können wir im Kopfhörer hören, den wir über den Kondensator C 2 ankoppeln. Die Frequenz ist verhältnismäßig niedrig.

Nun führen wir der Glimmlampe über C 1 eine Wechselspannung von etwa 4 V zu, die wir zum Beispiel von der Heizwicklung unseres Netztransformators abgreifen können. Im Kopfhörer hören wir dann den zu der Kippsschwingung gehörenden Ton von etwa 10 Hz und ferner den 50-Hz-Netzton. Regeln wir R vorsichtig ein, so werden wir bald hören, daß die beiden Frequenzen synchronisiert sind. Jetzt läuft die Kippsschwingung mehr oder weniger phasenstarr mit der Netzfrequenz, jedoch ist die Kippfrequenz tiefer. Bei einer Frequenzteilung von 5:1 erhält man 5 Hz, bei einer Frequenzteilung 2:1 25 Hz. Natürlich ist der Kopfhörer nur ein sehr primitives Hilfsmittel zur Feststellung des ordnungsgemäßen Arbeitens dieses Frequenzteilers. Mit dem Oszillografen könnten wir die Vorgänge besser beobachten; bei einer bestimmten Ablenkfrequenz müßten wir dann sowohl von der Kippfrequenz als auch von der Netzfrequenz ein stehendes Bild erhalten.

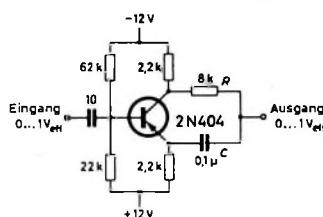
(Fortsetzung folgt)

Aus Zeitschriften und Büchern

Transistor-Phasenschiebernetzwerk

Zum Aufbau eines Phasenschiebernetzwerks kann man statt eines kostspieligen Übertragers mit Mittelanzapfung auch eine einfache Transistorschaltung (Bild 1) verwenden. Die Anordnung entspricht – bis auf den Ausgang – einer Phasenumkehrstufe (Katodynschal-

Bild 1. Schaltung des Transistor-Phasenschiebers; er läßt sich universell verwenden, wenn R und C veränderbar gemacht werden



tung). Der Zusammenhang zwischen Arbeitsfrequenz f und Phasenwinkel φ ist durch R und C im Ausgang bestimmt, und zwar gilt

$$\varphi = \frac{2}{\tan 2\pi f R C}$$

Mit der im Bild 1 angegebenen Dimensionierung für R und C ergibt sich bei 200 Hz eine Phasendrehung von 45°. Die Amplitude der Ausgangsspannung kann bis zu 1 V_{eff} betragen, und die Spannungsverstärkung der Schaltung ist dabei konstant gleich 1.

(Collins, J. J.: Single transistors provide low-cost phase shifter. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 16, S. 82)

Empfangstechnik im UHF-Bereich. Von F. Möhring. Berlin/Kronach/Düsseldorf 1964, herausgegeben von der Werbeabteilung der Loewe Opta AG. 420 S. m. 385 B. u. 17 Tab. Schutzgebühr 5,70 DM.

Vor etwa vier Jahren erschien von demselben Verfasser das Loewe Opta-Fachbuch „Fernsehempfang im UHF-Bereich“, das die damals noch neuartige UHF-Technik in knapper Form behandelte. In der Zwischenzeit wurden auf dem Gebiet der UHF-Technik jedoch weitere Fortschritte erreicht, die eine Neufassung des Buches erforderlich machen.

Mit dem vorliegenden Buch steht jetzt allen an der UHF-Technik Interessierten ein umfassendes Kompendium dieser Technik zur Verfügung, dessen besonderer Vorzug darin liegt, daß es sich nicht nur auf die Belange des Fernsehempfangs beschränkt, sondern alle Empfangsprobleme in diesem Frequenzbereich in Theorie und Praxis ausführlich behandelt. Besonders auch der UKW-Funkamateur findet hier alles das übersichtlich zusammengestellt, was er sonst mühsam in vielen Büchern und Zeitschriften suchen müßte. Das Buch ist in drei Hauptabschnitte unterteilt: Der erste Teil behandelt das Verhalten von Bauelementen und Leitungskreisen, während im zweiten die Schaltungstechnik beschrieben ist. Auf die Praxis des UHF-Empfangs und den Fernsehservice (UHF-Meßtechnik sowie Untersuchung, Reparatur und Abgleich von Röhren- und Transistoruntersuchern) geht der dritte Teil ein. Für spezielle Fragen ist im Anhang ein umfangreiches Schriftumsverzeichnis zusammengestellt.

Ra.

BD 2,5

Abmessungen: 34 mm ø
62 mm hoch
Gewicht: 150 g
Nennspannung 1,2 V
Nennkapazität: 2 Ah
10-stündig

Planen Sie den Bau von schnurlosen Elektrogeräten?

Dann wird Sie die VARTA DEAC Zelle BD 2,5 interessieren.

Diese wiederaufladbare, gasdichte Nickel-Cadmium-Zelle hat einige besondere Vorteile: günstiges Leistungsgewicht und -volumen, große Leistungsfähigkeit und Austauschbarkeit gegen Trockenzellen gleicher Abmessungen.

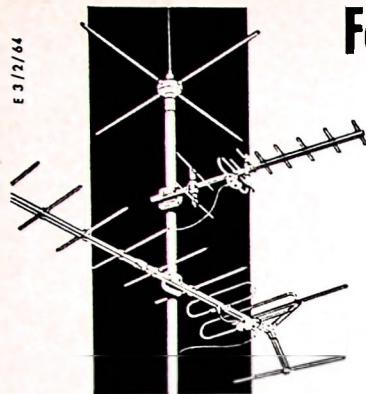
Bisher wurde sie vorwiegend als Stromquelle für Kofferradios verwendet. Aber vielleicht ist gerade die Zelle BD 2,5 für Ihr schnurloses Elektrogerät besonders geeignet.

VARTA DEAC baut serienmäßig Stahlakkumulatoren in den Kapazitäten von 0,02 Ah bis 1000 Ah. Nutzen Sie bei Ihren Überlegungen die Erfahrungen der VARTA DEAC. Unser Berater steht Ihnen zu einem Gespräch gern zur Verfügung.



immer wieder VARTA wählen





fuba-Fernseh-Antennen vermitteln optimalen Empfang in allen Bereichen. Sie verbürgen hohe, technische Sicherheit. Sinnvoll gestaltete Bauelemente, wie Schwenkmastschelle, Elemente- und Dipolhalterungen sowie Tragerohr-Steckverbinder erleichtern den Aufbau und senken die Montagezeiten ganz erheblich.



ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO - 3202 BAD SALZDETTEL / HANN.

MONETTE

Glasierte und zementierte drahtgewickelte Hochlast-Widerstände

Drahtgewickelte Drehwiderstände (Potentiometer) glasiert und zementiert

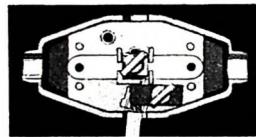
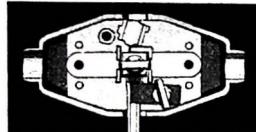
MONETTE ASBESTDRAHT GMBH

Zweigniederlassung Marburg/L
Tel. 6833 Drahtwerk Monettemarburg

Fernsehen mit perfekten Antennen!

In neuartigen Anschlußkästen schließen Sie wahlweise 240-Ohm- oder 60-Ohm-Kabel schnell und kontaktlos an ohne dabei Werkzeug zu benötigen. Der Einbau eines zusätzlichen Symmetriergliedes erübrigt sich.

Im ganzen also – perfekte Antennen für perfekten Empfang!



Die Abbildungen zeigen den geöffneten Anschlußkästen mit angeschlossenem 240-Ohm- bzw. 60-Ohm-Kabel

Im August erscheint das



HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH- GROSSHANDELS

1964/65

Herausgegeben
vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e. V.

Bearbeitet
von der Redaktion der FUNK-TECHNIK

Der Katalog enthält auf annähernd 460 Seiten technische Daten, Bilder und Preisangaben der

Fernseh-Empfänger

Tonabnehmer

Fernseh-Kombinationen

Phonomöbel

Rundfunk-Tischempfänger

Tonbandgeräte

Kombinierte Rundfunk-Empfänger

Tonbänder

Koffer-Empfänger

Spulen, Kassetten

Taschen-Empfänger

Antennen

Auto-Empfänger

Batterien

Omnibus-Empfänger

Röhren

Zerhacker

Halbleiterdioden

Wechselrichter

Transistoren

Wechselgleichrichter

Halbleiter-gleichrichter

Phonogeräte

Änderungen vorbehalten

Preis 7,50 DM je Exemplar zuzüglich 1,— DM Versandspesen bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH BERLIN WEST 7664

Für den Großhandel bzw. bei Großabnahme Sonderpreis

Das Handbuch 1964/65 ist ausschließlich für den persönlichen Gebrauch der Angehörigen der Rundfunk- und Fernsehwirtschaft bestimmt.

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

Katalog-Abteilung

Berlin-Borsigwalde
Postanschrift: 1 Berlin 52

PHILIPS

Wir suchen einsatzfreudige, qualifizierte Mitarbeiter für nachstehende Aufgabengebiete:

Gruppenleiter Intercom

Techn. Kaufmann oder Ingenieur mit gründlicher Vertriebsfahrung und Fachkenntnissen auf dem Gebiet innerbetrieblicher Wechsel- und Gegensprech-Anlagen. Das Arbeitsgebiet umfaßt vor allem folgende Aufgaben: Aufbau einer Vertriebsgruppe, Steuerung des Verkaufs, Marktanalyse, techn.-kommerz. Betreuung der Entwicklung.

Gruppenleiter

Magnetaufzeichnung

Ingenieur mit guten Fachkenntnissen und Vertriebs erfahrungen auf dem Gebiet hochwertiger Magnettongeräte für Studio-Betrieb, Datenaufzeichnung und ähnliche Spezialgebiete. Das Arbeitsgebiet umfaßt vor allem: Aufbau der Vertriebsgruppe, Betreuung der Kunden und Vertriebskanäle, Marktforschung und techn.-kommerz. Kontakt mit der Entwicklung.

Vertriebs-Ingenieure

für technisches Fernsehen

Ingenieure mit Erfahrungen im Vertrieb technischer Fernseh-Anlagen. Das Arbeitsgebiet umfaßt vor allem: Verkauf von hochwertigen Schwarz/Weiß- und Farbfernseh-Anlagen für Industrie, Medizin, Unterricht u. a. m. in verschiedenen Gebieten der Bundesrepublik.

Service-Techniker

Bei diesen Positionen handelt es sich vor allem um folgende Aufgaben: Inbetriebnahme und laufende Revision von elektroakustischen Anlagen und technischen Fernseh-Anlagen in verschiedenen Bezirken der Bundesrepublik.

Die ersten beiden Positionen (Gruppenleiter) sind in Hamburg zu besetzen. Für alle Positionen erfolgt eine gründliche Schulung auf dem technischen Sektor, jedoch werden ausreichende praktische Erfahrungen vorausgesetzt.



Schriftliche Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen und Angabe der angestrebten Tätigkeit erbeten an

DEUTSCHE PHILIPS GMBH
Personalabteilung

2 Hamburg 1 - Postfach 1093 - Mönckebergstraße 7

PHILIPS

Wir suchen einen

HF-Ingenieur

oder

Fernsehtechniker

mit Meisterprüfung

für den Einsatz als Fernsehlehrer in unserer Fernsehschule in Hamburg.

Der Bewerber muß sehr gute praktische und theoretische Kenntnisse der Fernsehtechnik besitzen. Gute pädagogische Fähigkeiten sind Voraussetzung. Eine Einweisung in die Transistor- und Farb-Fernsehtechnik ist vorgesehen.

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen erbeten an



DEUTSCHE PHILIPS GMBH

Personalabteilung

2 Hamburg 1, Postfach 1093, Mönckebergstr. 7

Der HESSISCHE RUNDFUNK sucht einen

KONSTRUKTEUR

der dem Konstruktionsbüro der Hochfrequenzabteilung vorstehen soll. Der Bewerber soll mehrjährige Berufserfahrung besitzen, er muß imstande sein, selbständig schwierige Konstruktionsunterlagen für den elektrischen und mechanischen Ausbau der technischen Einrichtungen von Hörfunk und Fernsehen, der Sender- und videoteknischen Anlagen auszuarbeiten und die Werkstätten entsprechend anzuweisen.

Genaue Kenntnisse der Ausbauvorschriften, Geräte und Bauteile, der VDE- und Sicherheitsvorschriften sowie der einschlägigen Normen ist erforderlich.

Geboten werden angemessenes Gehalt, gute soziale Leistungen und zusätzliche Altersversorgung.

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen und Lichtbild erbeten an die Personaldirektion des HESSISCHEN RUNDFUNKS, Frankfurt-Main 1, Postfach 3294.

Wir suchen zum baldmöglichen Eintritt einen

Elektroniker

möglichst Ingenieur

für interessante Entwicklungsaufgaben auf dem Gebiet der Meß- und Regeltechnik als Führungskraft für einen modernen Kleinbetrieb im Raum Remscheid-Solingen.

Wir erwarten fundierte elektronische Kenntnisse und Entwicklungserfahrungen auch in der Anwendung von Halbleitern.

Wir bieten eine ausbaufähige Stellung bei guter Bezahlung und bestem Betriebsklima, Wohnung kann bei Bedarf gestellt werden.

Angebote erbeten unter F. Y. 8441

BLAUPUNKT

mit heute über 8000 Beschäftigten
ist eine der ältesten und größten
Rundfunkfirmen Deutschlands.

Für die Grundlagenentwicklung neuer und die Weiterentwicklung
bereits bewährter Erzeugnisse suchen wir unter anderem einen

Laboringenieur für die elektronische Entwicklung

mit Kenntnissen und Erfahrung auf dem Gebiet der Digitaltechnik,
einen

Laboringenieur für die Entwicklung von Gegensprechanlagen

Entsprechende Erfahrung oder theoretische Spezialkenntnisse sind
erwünscht

sowie einen

Laboringenieur für die Fernsehgeräte-Entwicklung

Außerdem benötigen wir für die Lehrwerkstatt unseres Zweig-
betriebes in Salzgitter-Lichtenberg einen tüchtigen, pädagogisch
begabten

Rundfunktechniker als Lehrlingsausbilder

Meisterprüfung ist erwünscht, jedoch nicht Bedingung.

Ihre Bewerbung bitten wir mit den üblichen Unterlagen und einem
handschriftlichen Anschreiben oder Lebenslauf an unsere Personal-
abteilung einzureichen.



BLAUPUNKT-WERKE GMBH

32 HILDESHEIM Postfach
Personalabteilung

**36 Jahre Arit-Kataloge –
immer besser, immer ausführlicher!**

Besitzen Sie schon den

Arit-Bautelle-Katalog 1964/65

• Mit 550 Seiten

• Über 8000 Artikel

• und über 1600 Abbildungen

Ist er der bisher größte aller Arit-Kataloge. Es wäre ein unmögliches Vorhaben, alles
hier aufzuführen, was dieser Katalog enthält und was er an Belehrungen zu geben
hat, denn er ist nicht nur ein Preisverzeichnis, sondern ein Helfer und ein Nach-
schlagewerk für alle, die an Funk und Elektronik interessiert sind.

Die Schutzgebühr beträgt 3,— DM. Nachnahme Inland 4,50 DM. Vorkasse Inland
3,80 DM. Vorkasse Ausland 4,10 DM.



4 Düsseldorf 1, Friedrichstr. 61a, Postfach 1406, Postscheck: Essen 37336,
Telefon 80001, Telex 08587 343

1 Berlin 44, Karl-Marx-Straße 27, Postfach 225, Postscheck: Berlin-W 19737,
Telefon 681104, Telex 01 83439

7 Stuttgart-W, Rotebühlstraße 93, Postscheck: Stuttgart 401 03, Telefon 624473

METALLGEHÄUSE

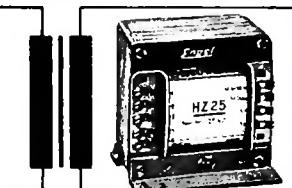
*für
Industrie
und
Bastler*

LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA-CLAUSSTR. 4-6

Zeltwirtschaft Bankrott bedingt
Mogler-Kasse Ordnung bringt



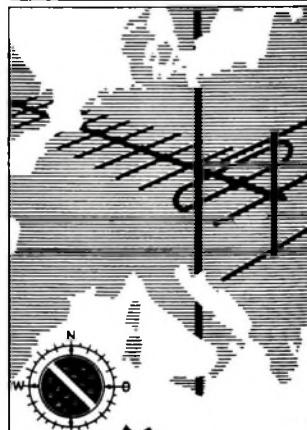
ABT 100 MOGLER KASSENFABRIK HEILBRONN



Rundfunk- Transformatoren

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden - Schierstein



Kompass

FS- u. UKW-
Antennen
Abstandisolatoren
Zubehör

Hunderttausendfach
bewährt von der Nordsee
bis zum Mittelmeer.
Neues umfangreiches
Programm.
Neuer Katalog 6430 wird
dem Fachhandel gern zuge-
stellt.

Kompass-Antennen
3500 Kassel
Erzbergerstraße 55/57

Verkäufe

Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand
Ingenieur Heinz Lange
1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

Sämtliche Jahrgänge der PUNK-TECHNIK abzugeben. Preisangebote erbeten unter F.X. 8440

Sto elektronik

SIEGFRIED BROSCH
8952 Marktüberdorf, Heilstraße 10

Preisgünstige Transistoren	ab 1 St. 10 St.
GFT 32/15B NF 150 mWatt	1,— 0,90
GFT 42B UKW Drift	1,50 1,20
GFT 3708 NF 8 Watt	2,20 1,90
3/61 Meß-Diode 60Vsperr, Imax 30mA	0,80 0,70
Siliziumgleichrichter	
35 Veff/18 Amp.	5,50 4,50
70 Veff/18 Amp.	6,50 5,—
280 Veff/18 Amp.	12,60 10,—
600 Vss/0,75 Amp.	3,50 3,—
800 Vss/0,75 Amp.	4,20 3,80

Unterricht

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

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden und Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

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

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Platz 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1-84509

BLAUPUNKT

mit heute über 8000 Beschäftigten
ist eine der ältesten und größten
Rundfunkfirmen Deutschlands.

Der seitherige

Leiter unserer elektronischen Entwicklung

hat in unserem Firmenbereich eine andere Aufgabe übernommen.

An seiner Stelle suchen wir einen dynamischen und ideenreichen Diplom-Ingenieur mit Erfahrung auf dem Gebiet der Digitaltechnik und der Befähigung, mit einem geeigneten Mitarbeiterstab unseren neuen Entwicklungsbereich auszubauen.

Außerdem bieten wir einem tüchtigen Diplom-Ingenieur der Fachrichtungen Elektro- oder Nachrichtentechnik die Möglichkeit, als

Assistent der technischen Geschäftsführung

die Aufgaben der Unternehmensleitung kennenzulernen. Die für ihn vorgesehenen Arbeiten sind vielseitig und betreffen sowohl Fragen der Entwicklung als auch der Fertigung. Sie setzen Anpassungs- und Durchsetzungsfähigkeit voraus.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften erbitten wir an unsere Personalabteilung.

Zur Kontaktaufnahme genügt auch ein handschriftliches Anschreiben, aus dem der berufliche Werdegang ersichtlich ist.



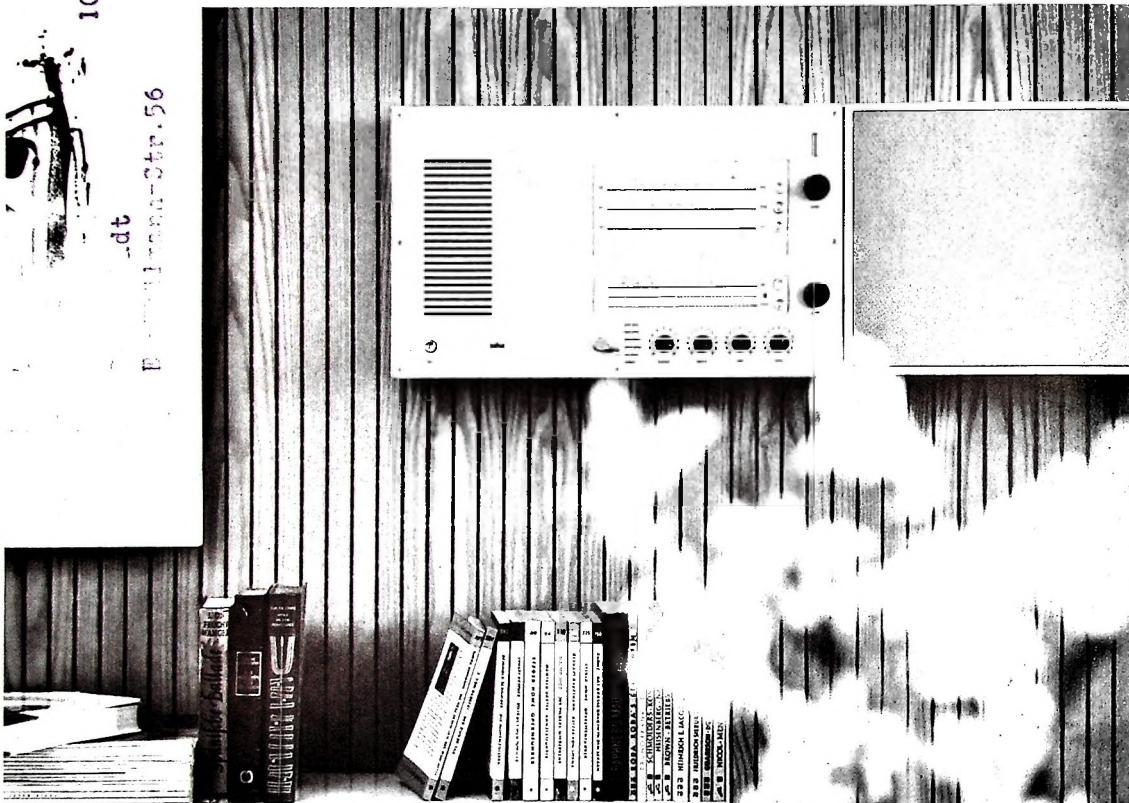
BLAUPUNKT-WERKE GMBH
32 HILDESHEIM Postfach
Personalabteilung



10020

Braun TS 45, Berlin-Str. 56

dt.



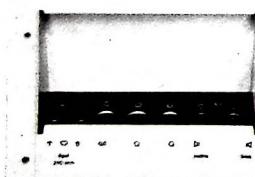
Das neue HiFi-Stereogerät TS 45 ist so praktisch konstruiert, daß es wie ein Bild an die Wand gehängt werden kann.

Es findet natürlich auch, wie andere Apparate, im Regal oder auf dem Tisch Platz und kann auch sehr einfach eingebaut werden. Die tiefgelegten Anschlußbuchsen nehmen alle Anschlußstecker so auf, daß sie nicht aus der Rückwandplatte herausragen. Aber das sind nicht die einzigen Vorteile — und nicht die entscheidenden.

Das auf der Funkausstellung 1963 in Berlin als TS 40 vorgeführte Rundfunksteuergerät ist weiterentwickelt worden zum TS 45, zu einem echten HiFi-Gerät mit 2×12 Watt Dauerleistung, (2×20 Watt Musikleistung), einem Klirrfaktor unter 1%, eingebautem Vorverstärker für Magnettonabnehmer und automatischem Stereo-Decoder.



Rückwand: Besonders tiefgelegte Anschlußbuchsen.



Technische Daten:

Bestückung: 39 Transistoren

Bereiche: L, M, K, U

FM-Empfindlichkeit: besser als $1,5 \mu$ Volt für 26 dB

FM-Begrenzungseinsatz: 8μ Volt

AM-Empfindlichkeit: $5 \dots 20 \mu$ Volt für 6 dB (2μ V für 50 mW)

Frequenzgang: $40 \dots 20000$ Hz $\pm 1,5$ dB

Klirrfaktor: unter 1% im mittleren Bereich

Eingänge: Phono (f. Magnettonabnehmer)

Tonband, Reserve

Ausgänge: Lautsprecher 2×4 Ohm,

Tonband

Ausgangsleistung: 2×12 Watt,

(2×20 Watt Musikleistung).

Höhen, Tiefen, Balance-Regler

Gehäuse: Stahlblech, Rand weiß oder graphit, Abdeckplatte Aluminium

Preis DM 1145.—