

BERLIN

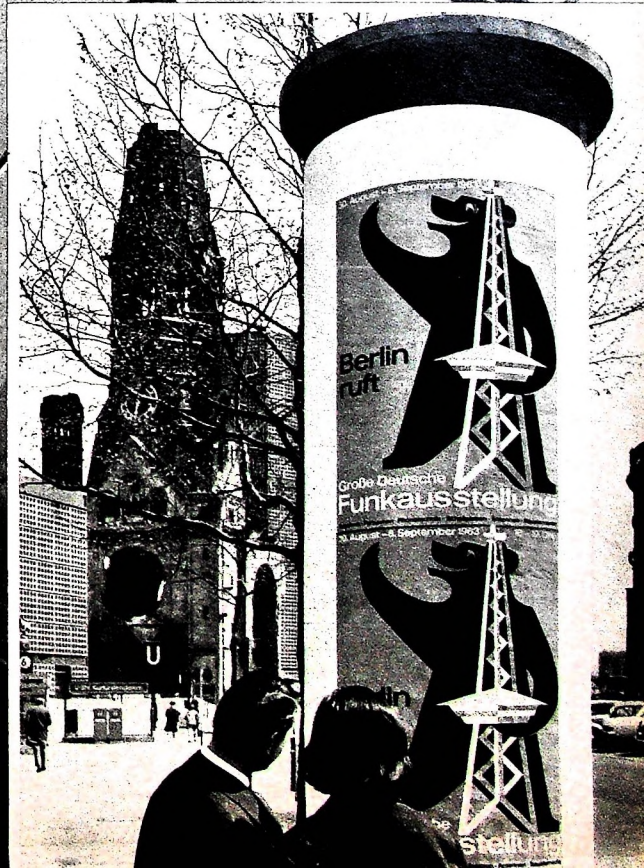
FUNK- TECHNIK

A 3109 D

15 1963 +

15. AUGUSTHEFT

mit Elektronik-Ingenieur



1. AUGUSTHEFT 1963

FT-Kurznachrichten	522
Fernseh-Weitvermittlung	525
Induktive Geber und Meßverfahren für nichtelektrische Größen	526
Der Einfluß der Induktivität des Ausgangsübertragers oder der Ausgangsrossel in der Vertikal-Endstufe von Fernsehempfängern	528
Technische Probleme des Hi-Fi-Plattenspieler	531
Das PAL-Farbferrseh-System	534
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Spannungs-Stabilisierungsschaltungen mit Zener-Dioden	535
Neues Empfangsantennen-Zubehör	539
Für den KW-Amateur	
Der neue Überwachungsoszilloskop „HO-10“ für Amateursender	540
Internationales Bodensee-Treffen	542
Transistorempfänger steuert Hi-Fi-Verstärker	543
FT-BASTEL-ECKE	
Transistorisierter Stereo-Decoder für FM-Stereo-Rundfunkempfang	544
Neue Geräte · Neue Röhren	544
Vom Versuch zum Verständnis	
Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik	545
Persönliches	550

Unser Titelbild: Auf der Großen Deutschen Funkausstellung Berlin (30.8.—8.9.1963) werden Fernseh-Empfangsantennen im Ausstellungsgelände eines ähnlich herrschenden Blickpunkt wie schon auf der Antennenstraße der Hannover-Messe bilden; das Bild zeigt eine Teilansicht des Hirschmann-Antennenmastes. Aufnahmen: Hirschmann und Berliner Ausstellungen

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 523, 524, 547, 548, 551 und 552 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO · FOTO · KINOTECHNIK
GMBH, Berlin · Borsigwalde. POSTanschrift:
1 BERLIN 52, Eichborndamm 141—167. Telefon:
Sammel-Nr. (0311) 492331. Telegrammanschrift:
Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0181 632
fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth,
Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur:
Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur:
Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu.
Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefredakteur:
Bernhard W. Bearwirth, beide Berlin. Postscheck-
konto: FUNK-TECHNIK Pöschel Berlin West Nr. 2493.
Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim
Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK
erscheint monatlich zweimal. Der Abonnements-
preis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein
Ausschlag von 12 Pf. berechnet. Auslandspreis II.
Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Les-
zirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in
fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von
Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus
sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus
Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin

Grundsteinlegung für Satelliten-Bodenstation in Raisting erst im Oktober

Die Grundsteinlegung für die deutsche Bodenfunkstation für Nachrichtensatelliten in Raisting in Oberbayern wird erst im Oktober 1963 erfolgen, erklärte kürzlich Bundespostminister Stücklen, ohne Gründe für diese Verzögerung anzugeben. Gleichzeitig mit der Grundsteinlegung wird die Bundespost in Raisting eine fahrbare Satellitenstation (s. Heft 12/1963, S. 410) für Versuchssendungen in Betrieb nehmen.

Die Kosten für die deutsche Bodenstation sind im ersten Bauabschnitt (Antenne und Verwaltungsgebäude) auf 25 Mill. DM veranschlagt.

Modell-Wettbewerbe

Bei einer internationalen Schiffsmodellregatta in Amiens (Frankreich) konnte Hans Münch vom Modellbauclub Nürnberg mit dem Schiffsmodell „Rotterdam“ in der Klasse CF2 (Baubewertung und Geschicklichkeitsfahren) den 1. Preis und in der Klasse F7 (Sondermanöver über Funkfernsteuerung) den 3. Preis erringen. Für die drahtlose Übertragung seiner Steuerbefehle verwendete Münch eine Grundig-Funkfernsteuerungsanlage „Variophon“/„Varioton“ mit acht Kanälen. In dem Schiffsmodell ist ein Tonbandgerät „TK 1“ eingebaut, mit dem die „akustische Kullasse“ eines echten Schiffsmanövers originalgetreu wiedergegeben werden kann. Insgesamt waren etwa 200 Teilnehmer aus Frankreich, Belgien, Holland, England, der Schweiz und der Bundesrepublik mit über 250 Booten am Start.

Zwischen dem 10. und 15. September 1963 finden am kleinen Dutzendteich in Nürnberg die Europa-Meisterschaften statt. Zu diesem Wettbewerb haben sich bereits Teilnehmer aus acht verschiedenen Ländern angemeldet.

Internationaler Wettbewerb (IWT) der besten Tonaufnahme 1963

Wie in jedem Jahr, so ruft auch diesmal der Ring der Tonbandfreunde auf zum „Nationalen Wettbewerb“ als Vorentscheidung zum XII. Internationalen Wettbewerb (IWT) der besten Tonaufnahme in Lüttich vom 24. 10. bis 29. 10. 1963.

Die Ausschreibung des Nationalen Wettbewerbs findet in München statt. Die Uher-Werke GmbH hat das Patronat für den 12. NWT übernommen.

Der Einsendeschluß für Tonbandarbeiten ist der 1. 9. 1963. Die Bänder sind unter Kennwort „12. Nationaler Wettbewerb 1963“ zu senden an: Dr. Ernst Welsbach, 3 Hannover, Hildesheimer Str. 73.

Die folgenden Wettbewerbskategorien laden zu einer Teilnahme ein:

- A) Montagen (Hörfolgen, Hörspiele, Skizzen usw.); maximale Dauer 15 min
- B) Dokumentaraufnahmen und Reportagen; maximale Dauer 10 min
- C) Musikalische oder gesprochene Aufnahmen; maximale Dauer 4 min
- D) Einmalige Tondokumente; maximale Dauer 4 min
- E) Trickaufnahmen oder technische Montagen; maximale Dauer 4 min

Außer den genannten Kategorien gibt es noch die Schulkategorie sowie den Wettbewerb in Stereo.

Messen und Ausstellungen

30. 8.—8. 9. 1963
Große Deutsche Funkausstellung, Berlin

1. 9.—8. 9. 1963
Leipziger Herbstmesse

2. 9.—7. 9. 1963
INEL 1963, Internationale Messe für Industrielle Elektronik, Basel

5. 9.—15. 9. 1963
Salon International de la Radio et de la Television, Paris

7. 9.—15. 9. 1963
29. Nationale Radio- und Fernseh-Ausstellung sowie 1. Internationaler Salon der Elektronischen Bauelemente, Mailand

12. 10.—27. 10. 1963
Deutsche Industrieausstellung 1963, Berlin

14. 11.—21. 11. 1963
Mesucora (Messen, Steuern, Regeln, Automatisieren), Paris

Galvanische Telefonadapter „NG 1203/01“ für Tonbandgeräte „RK 62“ und „RK 66“

Im Lieferprogramm des Tonbandgeräte-Zubehörs von Philips befindet sich der galvanische Telefonadapter „NG 1203“, der jedoch nicht für die Tonbandgeräte „RK 62“ und „RK 66“ sowie nicht für alle Tonbandgeräte aus den früheren Jahren zugelassen ist. Für diese Geräte steht jetzt der neuzugelassene Telefonadapter „NG 1203/01“ zur Verfügung.

► Bemerkenswert ist ein während der Funkausstellung geplanter Fortbildungskursus für Gewerbetreibende auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik mit dem Ziel, diesen Kreis stärker als bisher an allen Fragen der HF- und Antennentechnik zu interessieren.

► In der Nachbarschaft des Belgischen Pavillons wird die Antennenindustrie ähnlich wie auf der Hannover-Messe und auf den zurückliegenden Funkausstellungen eine „Antennenstraße“ errichten.

Das Handwerk wirbt

► Auf der Funkausstellung 1963 in Berlin hat das Radio- und Fernsichttechniker-Handwerk wie schon 1961 den Österreichischen Pavillon belegt. Hier werden eine Anzahl Reparaturplätze aufgebaut, um dem Publikum lebendig vor Augen zu führen, mit welcher Sorgfalt und auch mit welchem Aufwand an Meß- und Prüfgeräten Fernseh- und Rundfunkempfänger repariert werden müssen.

► Im einzelnen sind an Reparaturplätzen vorgesehen: ein normaler Fernseh-Reparaturplatz, ein UHF-Tuner-Reparaturplatz und ein Wobbelmeßplatz; mehrere Tonband- und Phonogeräte-Reparaturplätze; Reparaturplatz für Transistorempfänger mit allen von den einschlägigen Herstellern zur Verfügung gestellten Einrichtungen.

► Besonderen Wert legt man auf attraktive Aufmachung und ansprechende Organisation dieser Sonderschau, um das Publikum zu interessieren und direkt anzusprechen.



Große Deutsche Funkausstellung Berlin 1963

30. 8.—8. 9. 1963

Antennenberatung für jedermann

► Auf der Funkausstellung 1963 in Berlin baut der Arbeitskreis Rundfunk-Empfangsantennen im Kanadischen Pavillon eine Sonderschau „Antennenberatung“ auf. Man wird das Modell einer Gemeinschaftsantenne zeigen und mit kleinen Kontrollempfängern demonstrieren, wie gut das Fernsichtbild mit einer vor-schrittsmäßigen und wie schlecht mit einer ungenügenden oder falsch aufgebauten Antenne ist. Fachleute vom Fachverband „Empfangsantennen“ im ZVEI, von der Deutschen Bundespost, vom Gesamtverband Gemeinnütziger Wohnungsunternehmen und vom Verband der Berliner Haus- und Grundbesitzervereine stehen dem Publikum für alle Fragen der Antennentechnik und des Antennenrechts zur Verfügung.

► Im Kinosaal des Kanadischen Pavillons finden Vortragsveranstaltungen statt, unter anderem eine „Kleine Plauderei über Antennentechnik“, die — ohne wissenschaftlich zu werden — überzeugend das Wesentliche aussagt. Ein Rechtskundiger wird über „Antenne und Mietrecht“ sprechen, ebenso wie ein Spezialist des Gesamtverbandes der Gemeinnützigen Wohnungsunternehmen über „Vertragsgestaltung bei der Benutzung von Gemeinschaftsantennen“ referieren will.

Von Anfang an dabei...



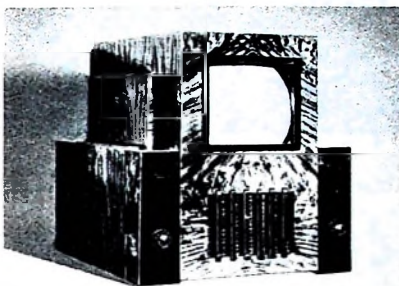
Loewe Ortsempfänger OE 333
der erste Rundfunkmillionär

1923

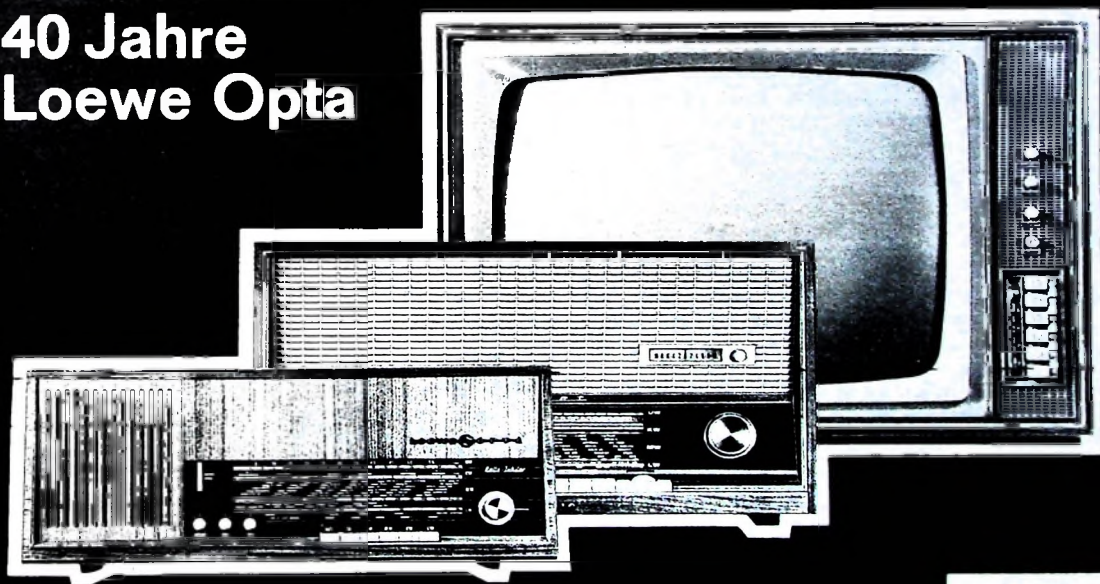
1963

**40 Jahre
Rundfunk**

**40 Jahre
Loewe Opta**



Loewe Fernsehgerät
Modell 1936



LOEWE OPTA

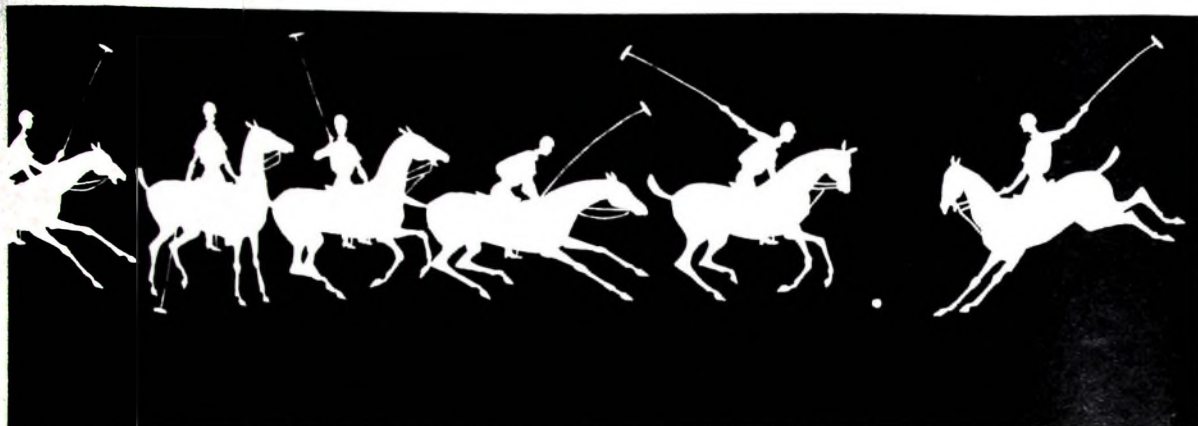
Berlin/West · Kronach/Bayern · Düsseldorf


Große
Deutsche
Funkausstellung
1963 Berlin 20. Aug. - 6. Sept.

Wir stellen aus in Halle 1/Ost · Stand 104

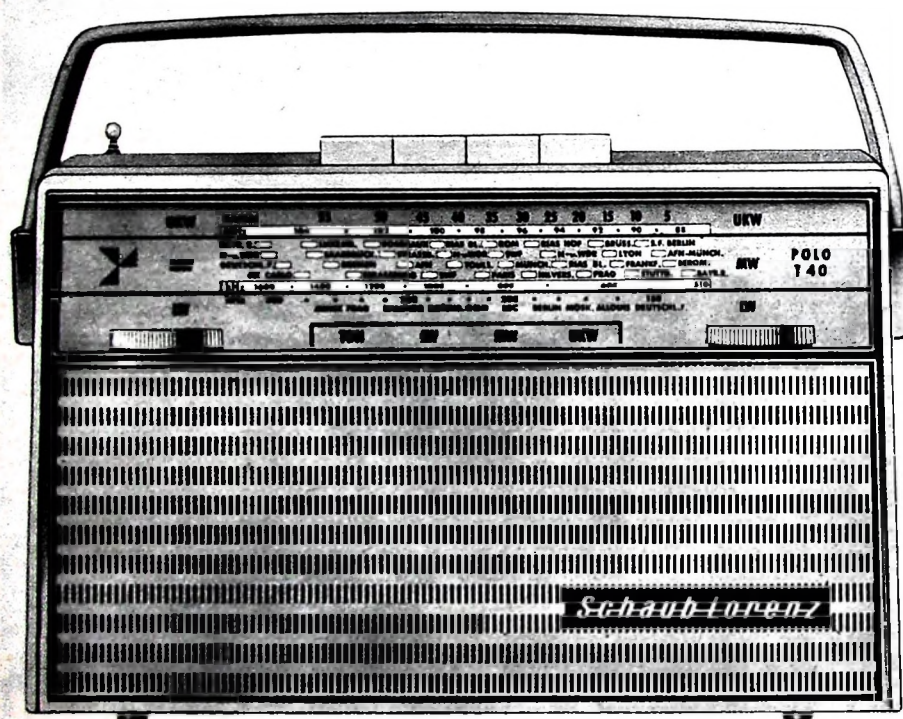


AUS DEM SCHAFFEN DER STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG



... und für Leute, die nicht an TOURING oder WEEKEND, sondern an ein „klassisches“ Koffergerät denken:

POLO T 40 - der handliche kleine Reisesuper mit dem großen 14x9-cm-Konzertlautsprecher



Zierlich
bildschön
leicht -
ein Gerät,
dessen Leistung
auch Kenner
verblüfft

■

UKW - Mittel - Kurz
oder
UKW - Mittel - Lang

SCHAUB-LORENZ



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

H. WISBAR

Fernseh-Weitempfang

In den Sommermonaten häufen sich alljährlich die Meldungen über Störungen des Fernsehempfanges in den Kanälen 2 bis 4, dem sogenannten Fernsehbereich I. In krassen Fällen erscheint während der lokalen Darbietung auf dem Bildschirm für Minuten oder Sekunden das Programm eines weit entfernten Senders, und noch mancher Fernsehteilnehmer in Nordwestdeutschland wird sich des 1. 7. 1962 erinnern, an dem statt der vorgesehenen Sendung ein über Stunden dauerndes Stierkampf-Programm in ungeahnter Wiedergabequalität und direkt aus Spanien geboten wurde. Dies war ein Ausnahmefall! Aber sehr häufig gelingt es geschickten Amateuren mit Hilfe drehbarer Richtantennen, Fernsehprogramme aus 1000 km, mitunter bis zu 2500 km Entfernung, einzufangen. In zunehmendem Maße hat sich vor allem im Ausland das Hobby entwickelt, Testbilder ferner Sender zu fotografieren und Erfahrungen untereinander auszutauschen. Einigen ausländischen Pressemeldungen zufolge gelang bereits Fernsehempfang über 8500 km und mehr.

Beobachtungen dieser Art können von bedeutendem wissenschaftlichem Wert sein, wenn sie möglichst regelmäßig durchgeführt und nach Zeit, Ort, Richtung und Kanalbereich festgelegt werden. Von den kürzeren Überreichweiten rein witterungsmäßig bedingter Art soll hier abgesehen werden.

Reichweiten über 3000 km entstehen vorwiegend durch Reflexionen an der von den Kurzwellen her bekannten F_2 -Schicht in der Ionosphäre. Sie sind grundsätzlich nur in den Winter- und Übergangsmonaten, zur Zeit des Sonnenfleckenmaximums, zu erreichen, und man wird sie frühestens wieder ab 1969 erwarten können. Dagegen entstehen mittlere Reichweiten bis zu 2500 km auch in den übrigen Jahren der elfjährigen Fleckenperiode. Ihr Auftreten ist von solchem Interesse, daß ihnen während des IQSY (International Quiet Sun Year), dem Jahr der ruhigen Sonne, das 1964 erwartet wird, wissenschaftlich besondere Aufmerksamkeit entgegengebracht wird. Mit aller angebrachten Vorsicht sollten auch meteorologische Gesichtspunkte dabei zur Prüfung anstehen. Möglicherweise sind zwischen der Häufigkeit extremer Reichweiten über die E_s -Schicht und ihrem Verhalten sowie der Großwetterlage bisher noch unbekannte Zusammenhänge festzustellen, vielleicht in Form eines Breitengrad-effektes. Einige Vorgänge im scheinbar planlosen Jahresverlauf der sporadischen E -Häufigkeit über die weltumspannenden Gürtel der gemäßigten Zonen hinweg deuten darauf hin.

Fernseh-Überreichweiten infolge Reflexionen an der sporadischen E -Schicht treten besonders in den Sommermonaten von Mai bis etwa Oktober auf, und zwar mit einem Maximum in den Monaten Juni und Juli. Ein kleineres, schwächeres Maximum ergibt sich ferner oft noch in den Monaten Dezember und Januar.

Das Maximum der Tages- E_s mit den häufigsten Tages-Überreichweiten von Fernsehsendern liegt zwischen 11 und 14 Uhr Ortszeit (in manchen Jahren wesentlich breiter zwischen 11 und 18 Uhr), das Maximum der Nacht- E_s zwischen 18 und 20 Uhr. Die zeitlichen Maxima sind bei streifendem Einfall

des Signals leicht richtungsabhängig. Maßgebend bleibt der Reflexionspunkt auf halber Strecke. Der mittlere Durchmesser zumeist wolkenartiger E_s -Schichten liegt bei etwa 200 km, und ihre statistische Driftgeschwindigkeit ist rund 200 ... 350 Stundenkilometer.

Nach einer Aufstellung des Verfassers waren 1962 in den Sommermonaten rund 60 Tage im Bereich um 50 MHz E_s -gestört. Sie brachten in Norddeutschland mehr oder weniger starke Überreichweiten in den Kanälen 2 und 3. Im Jahr 1961 lag die Störfrequenz etwas niedriger. Es besteht eine logarithmische Abhängigkeit der E_s -Häufigkeit von der Frequenz. Der Verfasser konnte 1962 mehrmals italienische, spanische und portugiesische Rundfunksender im 3-m-UKW-Band aufnehmen, einige Male noch um 22.30 MEZ – eine Tatsache, die selbst manchen erfahrenen Ausbreitungsfachmann in Erstaunen setzen wird. Ein Hamburger Amateur, DJ 5 HG, notierte 1962 im gleichen Band an mindestens sieben Tagen E_s -Fernempfang. Überreichweiten durch Inversionen überwiegen allerdings in diesem Bereich. Mit großer Sicherheit treten sporadisch auch noch im 2-m-Band der UKW-Amateure E_s -Reflexionen auf, deren Überwachung sehr wertvoll wäre. Mit besonderer Freude begrüßt man daher die Aktivität der finnischen Sendeamateure; sie errichteten einen ständig arbeitenden Bakensender mit Rundstrahlantenne auf der Frequenz 144,9 MHz. Auch in England, Schweden und Deutschland wurden solche Sender in Betrieb genommen, und es wäre wünschenswert, wenn andere Länder in den europäischen Randgebieten – wie Italien, Portugal, Spanien, UdSSR – sich dieser Methode anschließen würden. Die Beobachtung extremer Reichweiten auf den sehr hohen Frequenzen wird so wesentlich erleichtert. Voraussichtlich liegt die Grenzfrequenz des E_s -Fernempfanges in den ersten Kanälen des Fernsehbereiches III.

Für jeden ernsthaft Arbeitenden besteht die Möglichkeit, gut fundierte Fernempfangsbeobachtungen einer wissenschaftlichen Auswertung zuzuführen. So hat der Deutsche Amateur-Radio-Club mit seinem Referat „Amateurfunkbeobachtung“ (AFB-Referat, Wiesbaden-Dotzheim, Hasenspitze 56) ein vorzüglich funktionierendes Verbindungsglied zur Forschung geschaffen, von dem zahlreiche Meldungen über den Empfang elektromagnetischer Wellen bestimmter Frequenzen bei den unterschiedlichsten Verhältnissen im Laufe der Zeit gesammelt und systematisch gesichtet werden konnten.

Natürlich erforschen offizielle Stellen – in Deutschland vor allem das Max-Planck-Institut für Aeronomie in Lindau am Harz – laufend die Ausbreitungsbedingungen für den Funkverkehr. Manche zusätzliche Einzelbeobachtung trägt jedoch noch dazu bei, das gewonnene Bild abzurunden. Die FUNK-TECHNIK unterstützt diese Arbeiten und Bestrebungen und gibt entsprechende Meldungen gern weiter; im Rahmen der aktuellen Berichterstattung ist sie auch bereit, von Zeit zu Zeit über besonders interessante Empfangsbeobachtungen und -erfahrungen sowie in Kurzform über die benutzten Anlagen zu berichten.

Induktive Geber und Meßverfahren für nichtelektrische Größen

DK 621.317.39

1. Allgemeines

Für das Messen nichtelektrischer Größen werden Meßfühler benötigt, deren Gebelemente elektrisch aktiv oder passiv wirken können. Bei den meisten passiven Gebern verursacht die zu messende Größe eine Widerstandsänderung. Diese Widerstandsänderung kann ohmscher, induktiver oder kapazitiver Natur sein. Eine Übersicht über die kapazitiven Verfahren wurde bereits in einer früheren Veröffentlichung [1] gegeben. Noch umfangreicher sind die induktiven Meßverfahren. Induktiven Gebern und Meßverfahren liegt die Gesetzmäßigkeit des magnetischen Kreises zugrunde, so daß sich für einige Varianten des induktiven Gebers auch die Bezeichnung „magnetischer Geber“ eingeführt hat. Wird jedoch der Scheinwiderstand einer Spule gemessen (Wechselspannung als Hilfsenergie), so ist die Bezeichnung „induktiver Geber“ sinnvoller, da dann die Abbildungsgröße als Induktivitäts- bzw. Widerstandsänderung auftritt. Der Betrag des Scheinwiderstandes einer Spule ist mit $\omega = 2\pi f$ als Kreisfrequenz

$$|Z| = \frac{|U|}{|I|} = \sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2} = f(L) \quad (1)$$

Der Selbstinduktionskoeffizient

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{\mu_0 \cdot \mu \cdot w^2 \cdot F}{l} \quad (2)$$

einer Eisenkernspule ist bei gegebener Windungszahl vom wirksamen Querschnitt F , dem mittleren Kraftlinienweg l und der Permeabilität μ abhängig. Sind zwei Spulen miteinander gekoppelt, so ist bei gegebenen L -Größen noch der Kopplungsfaktor k von Bedeutung, denn für die Gegeninduktivität gilt

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (3)$$

Gelingt es, mit einer zu messenden nichtelektrischen Größe eine der vier L -bestimmenden Größen zu ändern, so kann gemäß Gl. (1) eine Widerstandsänderung und damit eine Strom- oder Spannungsänderung erreicht werden. Ist die Induktivität Teil eines Schwingkreises, so ist auch eine Frequenzänderung möglich. Die Bezeichnung „magnetische Meßverfahren“ ist sinnvoll, wenn, von Schaltvorgängen abgesehen, der magnetische Fluß nicht als Ursache, sondern als Wirkung auftritt, das heißt bei Gleichstromspeisung. Treten neben gewollten Induktivitätsänderungen unerwünschte ohmsche Widerstandsänderungen auf, so werden zusätzliche Heißleiterwiderstände verwendet. Für dynamische Messungen ist die Frequenz der Speisespannung von Bedeutung. Der Modulationswert kann bis 20 % des Trägerfrequenzwertes betragen. Induktive Geber sind fast immer statisch eichbar. Als Nachteil der Ankergeber wird gelegentlich der notwendige mechanische Ankerabgleich angesehen.

2. Geber mit Flächen- und Kopplungsänderung

2.1. Längsankergeber

Längsankergeber bestehen, wie im Bild 1a angedeutet, aus zwei Spulen w_1 und w_2

und einem Längsanker A . Ruht der Anker symmetrisch zwischen beiden Spulen, das heißt, sind die Übergangsflächen F_1 und F_2 gleich groß, so sind auch die Induktivitäten L_1 und L_2 gleich. Durch eine Ankerschiebung nach links wird $L_1 = c(F + \Delta F)$ linear vergrößert und $L_2 = c(F - \Delta F)$ linear verkleinert. Mit $\frac{\Delta F}{F} = \lambda$ als Änderungsgrad wird $\Delta L = \lambda L$ und dadurch

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{1 + \lambda}{1 - \lambda} \quad (4)$$

Bild 1b zeigt den L -Verlauf als Funktion der Fläche. Die Abhängigkeit des L -Verhältnisses von λ ist aus Bild 2 zu ersehen.

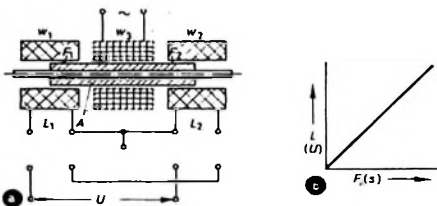


Bild 1. Längsankergeber: a) prinzipieller Aufbau des Längsankergebers, b) Abhängigkeit der Induktivität L von der Fläche F

Längsankergeber sind sehr einfach aufgebaut und daher sehr betriebssicher. Sie eignen sich für Wegmessungen im μm - bis cm -Gebiet [2]. Eine spezielle Wegmessung ist die Drehmomentmessung nach Bild 3. Das Drehmoment wird in eine Weggröße und diese in einen proportionalen Spannungswert umgewandelt. Der induktive Längsankergeber ist mit den Widerständen R_1 und R_2 Teil einer Brückenschaltung, die mit dem Differentialdrehkondensator D abgeglichen wird. Die Übertragung der Speise- und Meßspannung erfolgt ohne Schleifringe durch die beiden eingezeichneten Übertrager U_1 und U_2 .

Von Interesse ist die Umkehrung des Längsankergebers für Stell- und Regelungsaufgaben. Durch Speisung der beiden



Bild 4. Differentialtransformator-Geber, Wegaufnahmen bis $\pm 1 \text{ mm}$, von Hottinger

Spulen mit Gleichstrom lassen sich nach dem Federprinzip bestimmte Kraftgrößen auf bestimmte Weggrößen übertragen. Die sogenannten Tauchspulregler oder Magnetkernstellglieder werden in Verbindung mit mechanischen, hydraulischen und pneumatischen Geräten verwendet. Bekannte Ausführungen geben $\pm 0,5 \text{ kp}$ Kraft bei $\pm 3,5 \text{ mm}$ Weg ab.

2.2. Differentialtransformator-Geber

Mit einer dritten Wicklung w_3 nach Bild 1a kann von der Flächenänderung zur Kopplungsänderung übergangen werden. Bei symmetrischer Ankerlage heben sich die in den Wicklungen w_1 und w_2 induzierten Spannungen auf.

Durch Änderung der Ankerlage ist die resultierende Spannung U proportional dem Ankerweg s gemäß Bild 1b. Eine Ausführung mit feststehender Spule w_3 und beweglichem Anker A wird auch als Tauchankergeber bezeichnet. Die Primärspule w_3 kann auch direkt auf dem Anker sitzen, was zu der Bezeichnung „Tauchspulgeber“ führte. Der Wegbereich des Tauchspul- oder Tauchankergebers reicht

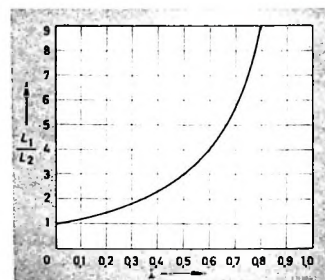


Bild 2. Abhängigkeit des L -Verhältnisses vom Änderungsgrad λ

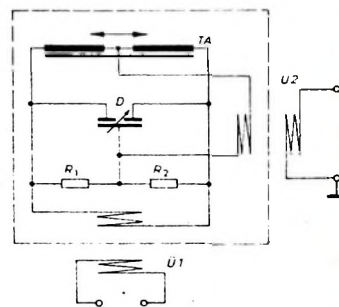


Bild 3. Drehmomentmessung mit einem Längsankergeber

vom mm - bis in das m -Gebiet. Bild 4 zeigt einen Differentialtransformator-Geber des mm -Gebietes.

Nach den Prinzipien von Bild 1a lassen sich auch Dreh- und Winkelgeber bauen. Die induzierte Spannung ist proportional dem Drehwinkel [3]. Bekannte Ausführungen haben maximale Drehwinkel von 90° und 120° .

2.3. Drehtransformator

Der Drehtransformator ist im allgemeinen kein Meßfühler im Sinne der technisch-physikalischen Meßtechnik, doch eignet sich auch er zur Aufnahme von Winkelgrößen. Gegenüber dem Geber nach Abschnitt 2.2. hat der Drehtransformator jedoch keinen symmetrischen Dreiwicklungsaufbau, sondern den Aufbau eines Induktionsmotors oder Drehmehlers. Die Primärwicklung ist der Läufer, die Sekundärwicklung der Ständer. Durch Verdrehen des Läufers wird ein dem Drehwinkel proportionaler Wicklungsteil der Ständerwicklung gegenübergestellt, so daß auch nur eine bestimmte Spannung induziert wird.

2.4. Schwingkreiskopplung

Der elektromagnetische Schwingkreis wird sowohl für kapazitive als auch für induktive Geber verwendet. Durch stetiges Ändern einer L- oder C-Größe kann ein proportionaler Spannungs- oder Frequenz-

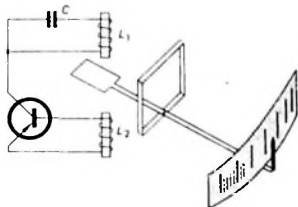


Bild 5. Prinzip der induktiven Zeigerab-tastung mittels Schwingkreiskopplung

wert gewonnen werden. Eine besondere Art der Meßwertbildung kann mittels Schwingkreisbedämpfung nach Abschnitt 5.1. erhalten werden. Es ist auch möglich, durch induktive Zeigerabastung den Schwingungseinsatz eines Oszillators zu bestimmen und dadurch die Grundlage für hochwertige Zweipunktregelungen zu schaffen [4]. Bild 5 zeigt das Prinzip der induktiven Zeigerabastung mittels Schwingkreiskopplung. Der Istwert der zu überwachenden Meßgröße wird von einem elektrischen Meßwerk erfaßt. Unterhalb eines eingestellten Grenzwertes erzeugt der Transistoroszillator ungedämpfte Schwingungen. Die Induktivitäten L1 und L2 stehen sich axial gegenüber, so daß die Rückkopplungsspule L2 den frequenzbestimmenden Kreis L1, C zum Schwingen anregen kann. Mit der am Zeiger befestigten Steuerfahne wird bei Erreichen des vorgegebenen Grenzwertes die Kopplung zwischen L1 und L2 gestört, so daß die Schwingungen aussetzen. Durch das Aussetzen der Schwingungen kann ein Relais betätigt werden. Es ist auch möglich, einen zweiten Oszillator zum Schwingen zu bringen oder die Frequenz eines Oszillators zu ändern.

3. Geber mit Abstandsänderung

3.1. Querankergeber für Wegaufnahme

Querankergeber haben einen Aufbau nach Bild 6a. Zwischen den Spulen w1 und w2 ist der Queranker A angeordnet. Zu dem magnetischen Fluß Φ einer jeden Spule gehören ein Luft- und ein Eisenweg. Die Induktivität einer solchen Spule ist

$$L = \frac{w^2}{R_{mLu} + R_{mFe}} = \frac{\mu_0 \cdot w^2 \cdot F}{\frac{l_{Lu}}{\mu_{Lu}} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}}} \quad (5)$$

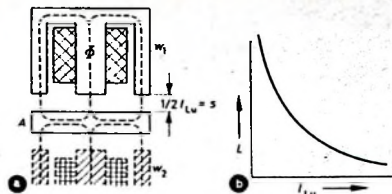


Bild 6. Querankergeber: a) prinzipieller Aufbau, b) Abhängigkeit der Induktivität L vom Luftweg lLu

Mit $\frac{l_{Lu}}{\mu_{Lu}} \gg \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}}$ und $\Delta l_{Lu} \ll l_{Lu}$ kann $L = \frac{c}{l_{Lu}}$ gesetzt werden. Der L-Lauf ist nach Bild 6b hyperbolisch. Eine Ankerverschiebung nach oben bedeutet

$$L_1 = L + \Delta L \approx \frac{c}{l_{Lu} - \Delta l_{Lu}}$$

und $L_2 = L - \Delta L \approx \frac{c}{l_{Lu} + \Delta l_{Lu}}$

Mit $\frac{\Delta l_{Lu}}{l_{Lu}} = \lambda$ als Änderungsgrad wird die Induktivitätsänderung einer Spule

$$\Delta L = \frac{L}{\frac{1}{\lambda} \pm 1} \quad (6)$$

Die relative L-Änderung als Funktion des Änderungsgrades zeigt Bild 7. Der Funktionsverlauf läßt erkennen, daß nur bei kleinen Luftspaltänderungen mit linearer Anzeige zu rechnen ist. Querankergeber nach Bild 8 eignen sich aus diesem Grund besonders zur Aufnahme kleiner Wege sowie zur Messung von Dehnungsgrößen. Da sich zum Beispiel Kraft-, Druck- und Drehmomentgrößen ebenfalls auf Dehnungen zurückführen lassen, kann der Querankergeber auch als Geberelement für derartige Meßfühler verwendet werden [5, 6, 7]. Nach dem Hookeschen Gesetz kann

$$\Delta l = \frac{P \cdot l}{E \cdot F} \quad (7)$$

gesetzt werden, wenn P die Kraft, l die Meßlänge, F den wirksamen Querschnitt und E den Elastizitätsmodul bedeutet.

Der Querankergeber ist außerordentlich meßempfindlich, so daß sich verstärkende Meßgeräte oftmals erübrigen.

3.2. Querankergeber für Schichtdickenaufnahme

Wird nach Bild 6a nur eine Topfkernspule verwendet und der Queranker durch eine Stahlplatte ersetzt, so gelten eben-

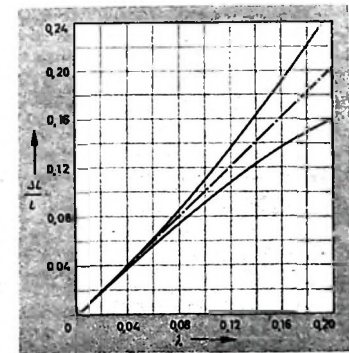


Bild 7. Abhängigkeit des L-Verhältnisses vom Änderungsgrad λ

falls Gl. (5) und Gl. (6). Ein solcher Meßfühler eignet sich zur Messung para- und diamagnetischer Schichten, einschließlich Luftschichten. Die Messung von Luftschichten tritt bei der berührungslosen Schwingwegbestimmung auf.

Bei der allgemeinen Schichtdickenmessung wird das zu untersuchende Material auf eine Weichenplatte gebracht und darauf der Meßkopf gesetzt. Der halbe Luftspalt ist gleich der Schichtdicke s. Der Anzeige-verlauf ist hyperbolisch. Soll die Abweichung von einem Mittelwert bestimmt werden, so kann die Schichtbezugsdicke in einer Brückenschaltung mit einem zweiten Meßkopf kompensiert werden. Es ist auch möglich, den Meßkopf mit einem zusätzlichen Kompensationsteil auszurüsten [1]. Veränderliche Luftschichtdicken treten unter anderem bei Schwingungen auf, so daß sich durch Schichtdickenbestimmung berührungslos Schwingungen messen lassen [8, 9]. Sind im Hinblick auf den Modulationswert Trägerfrequenzen vom mehrfachen Wert der Netzfrequenz notwendig, so werden am besten HF-Schalenkerne verwendet. Um bei größeren Schwingwegen die Empfindlichkeit zu erhöhen und den L-Verlauf etwas zu linearisieren, werden oftmals zwei Meßköpfe verwendet. Zwischen beiden bewegt sich das schwingende Bauteil beziehungsweise ein daran befestigtes Stück Blech [9]. Schichtdickenmeßköpfe sind statisch eichbar und außerordentlich betriebssicher. Ihr Zeitverhalten wird allein von der Trägerfrequenz bestimmt. Bild 9 zeigt einen solchen Schichtdickenmeßkopf.

3.3. Impulsgeber

Der induktive Impulsgeber nach Bild 10 ist eine Variante des Schichtdickenmeßkopfes. Sind auf einer Welle oder auf einem sich bewegenden Bauteil Eisenplättchen so angebracht, daß sie bei Drehung beziehungsweise Bewegung den Luftspalt des Gebers mehr oder weniger schließen, so kommt eine Änderung des magnetischen Widerstandes und damit eine Induktivitätsänderung zustande. Diese L-Änderung wird in einer Brückenschaltung in einen Spannungs- oder Stromimpuls umgeformt. Bild 10 zeigt das Prinzip der Drehzahlmessung mit einem Impulsgeber bei Verwendung eines Zahnrades. Die Anzahl der Impulse je Zeiteinheit ist ein proportionales Maß für die Drehzahl. Der induktive Impulsgeber eignet sich auch zu Ungleichmäßigkeitsbestimmungen von Längs- und Drehbewegungen sowie zur Anzählmessung.

(Wird fortgesetzt)



Bild 8. Querankergeber zur Messung kleiner Wege und Dehnungsgrößen



Bild 9. Schichtdickenmeßkopf

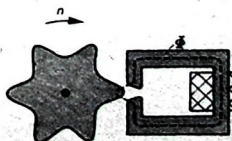


Bild 10. Induktiver Impulsgeber für Drehzahlmessungen

Der Einfluß der Induktivität des Ausgangsübertragers oder der Ausgangsdrossel in der Vertikal-Endstufe von Fernsehempfängern

DK 621.397.62

Eine Drossel- oder eine Übertragerkopplung der Vertikalspule an die Vertikal-Endstufe ist erforderlich, damit der in der Vertikal-Endstufe fließende Gleichstromanteil von der Vertikalspule ferngehalten und so eine Vorablenkung vermieden wird. Die Drosselkopplung wird verwendet, wenn auf eine Transformation des Widerstandes der Vertikalspule auf den für die Endstufe erforderlichen Wert verzichtet werden kann. Sie findet Anwendung in transistorisierten Vertikalablenk-Endstufen. In mit Röhren bestückten Vertikalablenkstufen wird ausschließlich die Transformatorkopplung benutzt.

In beiden Fällen liegt parallel zum Widerstand der Vertikalspule die Induktivität der Drossel beziehungsweise des Ausgangsübertragers. Der in der Endstufe fließende Strom setzt sich daher zusammen aus dem sägezahnförmigen Strom in der Vertikalspule und einem überwiegend parabolischen Strom in der Induktivität der Drossel beziehungsweise des Übertragers. Durch Verändern dieser Induktivität verändert sich die Kurvenform des Stromverlaufs in der Endstufe und damit der Spitzenstrom und der arithmetische Mittelwert, das heißt die Gleichstromaufnahme. Es läßt sich zeigen, daß zum Beispiel die Gleichstromaufnahme bei einer bestimmten Größe der Induktivität der Drossel beziehungsweise des Ausgangsübertragers ein Minimum wird.

Im Schrifttum sind hierzu Berechnungsangaben zu finden. Dabei wird jedoch, soweit dem Verfasser bekannt ist, angenommen, daß die Vertikalspule keine Induktivität, sondern nur einen Wirkwiderstand hat. Bei den heute verwendeten Ablenkeinheiten ist eine solche Vernachlässigung nicht mehr vertretbar. Im folgenden werden daher Gleichungen abgeleitet, mit deren Hilfe der Einfluß der Induktivität der Drossel oder des Transformators unter Berücksichtigung der Induktivität der Vertikalspule berechnet werden kann.

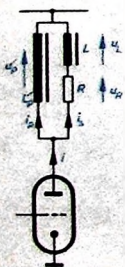


Bild 1. Impedanz im Anodenkreis (Collectorkreis) einer Vertikal-Endstufe

Bild 1 zeigt die Impedanz im Anodenkreis beziehungsweise Collectorkreis der Vertikal-Endstufe (L_p Induktivität der Ausgangsdrossel beziehungsweise Induktivität der Primärwindung des Ausgangsübertragers, L Induktivität der Vertikalspule, R Wirkwiderstand der Vertikalspule). Bei

Transformatorkopplung stellen L und R die auf die Primärseite des Transformators umgerechneten Werte der Vertikalspule dar. Der Strom in L_p wird mit i_p , der Strom in R und L mit i_s und die Summe aus i_p und i_s mit i bezeichnet. Der

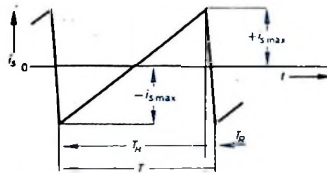


Bild 2. Stromverlauf in der Vertikalspule

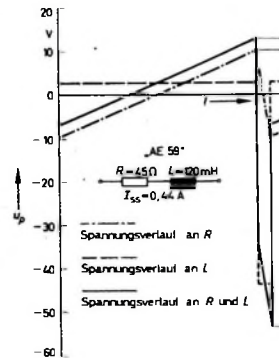


Bild 3. Spannungsverlauf an einer Vertikalspule

Spulenstrom i_s soll entsprechend einer zeitlinearen Ablenkung einen Sägezahnverlauf nach Bild 2 aufweisen. Der Maximalwert des Spulenstroms i_s wird mit $i_{s \max}$, die Hinlaufzeit mit T_H , die Rücklaufzeit mit T_R und die Periodendauer mit T bezeichnet.

Die Spannung an der Ablenkeinheit

Die Spannung u_p an der Ablenkeinheit setzt sich zusammen aus der Spannung u_R am Wirkwiderstand R und der Spannung u_L an der Induktivität L . Es ist

$$u_p = u_R + u_L = i_s \cdot R + L \frac{di_s}{dt} \quad (1)$$

Aus Bild 2 kann für den Hinlauf die Gleichung

$$i_s = i_{s \max} \left(\frac{2t}{T_H} - 1 \right) \quad (2)$$

abgelesen werden. Damit ergibt sich durch Einsetzen von Gl. (2) in Gl. (1)

$$u_p = i_{s \max} \cdot R \left(\frac{2t}{T_H} - 1 \right) + i_{s \max} \frac{2L}{T_H} \quad (3)$$

Mit dieser Gleichung kann der Spannungsverlauf an der Vertikalspule während des Hinlaufs berechnet werden. Für die Berechnung des Spannungsverlaufs an der Vertikalspule während des Rücklaufs läßt sich auf die gleiche Weise die Gleichung

$$u_p = i_{s \max} \cdot R \left(1 - \frac{2t}{T_R} \right) - i_{s \max} \frac{2L}{T_R} \quad (4)$$

finden. Bild 3 zeigt den mit Hilfe von Gl. (3) und Gl. (4) errechneten Spannungsverlauf an einer Ablenkeinheit „AE 59“ (Telefunken) für $i_{s \max} = 0,22$ A.

Verlauf des Magnetisierungsstroms in der Ausgangsdrossel beziehungsweise in dem Ausgangsübertrager

Bei Verwendung einer Ausgangsdrossel sind Magnetisierungsstrom und der von der Drossel aufgenommene Strom identisch. Bei Verwendung eines Ausgangsübertragers ist es zweckmäßig, sich den Ausgangsübertrager als einen idealen Übertrager mit unendlich großer Eingangsinduktivität vorzustellen, dem eine Induktivität von der Größe der eigentlichen Eingangsinduktivität des Übertragers parallel geschaltet ist. Der in dieser Induktivität fließende Strom entspricht dann dem Magnetisierungsstrom. Da die an dieser Induktivität (Eingangsinduktivität des Übertragers beziehungsweise Induktivität der Drossel) liegende Spannung nach Gl. (3) und Gl. (4) bekannt ist, kann der dadurch hervorgerufene Magnetisierungsstrom errechnet werden. Es soll jedoch nur der Stromverlauf mit Hilfe von Gl. (3), also nur für den Hinlauf, berechnet werden, weil der Stromverlauf während des Rücklaufs nicht von Interesse ist.

Es ist also

$$u_p = i_{s \max} \cdot R \left(\frac{2t}{T_H} - 1 \right) + i_{s \max} \frac{2L}{T_H} = L_p \frac{di_p}{dt} \quad (5)$$

Die Integration von Gl. (5) ergibt

$$i_p = i_{s \max} \frac{R T_H}{L_p} \left[\left(\frac{t}{T_H} \right)^2 - \frac{t}{T_H} + 2 \frac{L}{R T_H} \left(\frac{t}{T_H} \right) \right] + C \quad (6)$$

Darin entspricht die Integrationskonstante C einem beliebigen Gleichstrom. Die Funktion selbst (ohne Integrationskonstante C) enthält ebenfalls einen Gleichstromanteil, der mit dem Buchstaben P bezeichnet werden soll. Dieser ist durch Mittelwertbildung aus Gl. (6) erchenbar. Es wird

$$P = i_{s \max} \frac{R T_H}{L_p} \left(\frac{L}{R T_H} - \frac{1}{6} \right) \quad (7)$$

Subtrahiert man P nach Gl. (7) von Gl. (6),

so erhält man

$$i_p = i_{p1} + i_{s \max} \frac{R T_H}{L_p} \left[\left(\frac{t}{T_H} \right)^2 - \frac{t}{T_H} + \frac{1}{6} + \frac{L}{R T_H} \left(2 \frac{t}{T_H} - 1 \right) \right] \quad (8)$$

Man erkennt aus Gl. (8), daß die Amplitude des Wechselstromanteils (das ist i_p ohne i_{p1}) direkt vom Ausdruck L_p/RT_H abhängig ist. Dieser Ausdruck, der im folgenden als „charakteristische Größe“ bezeichnet werden soll, stellt das Verhältnis der unteren Grenzfrequenz zur Ablenkfrequenz dar. Weiter erscheint ein Ausdruck L/RT_H , der ein Maß für den Einfluß der Eigeninduktivität der Vertikalspule darstellt. Im Bild 4 ist der auf

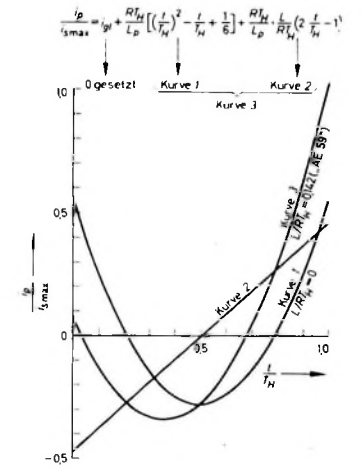


Bild 4. Stromverlauf in der Übertragerwicklung einer Vertikal-Endstufe für $L_p/RT_H = 0,3$, $i_{g1} = 0$

den Maximalwert $i_{s \max}$ des Ablenkstroms bezogene Stromverlauf von i_p in Abhängigkeit von der Zeit für einen charakteristischen Wert $L_p/RT_H = 0,3$ und für $L/RT_H = 0,142$ (entsprechend „AE 59“) dargestellt. Wie in diesem Bild gezeigt wird, setzt sich die Kurve aus einem rein parabol-förmigen Verlauf und einem sägezahn-förmigen Verlauf zusammen. Unter Vernachlässigung der Eigeninduktivität der Vertikalspule würde sich der rein parabol-förmige Verlauf ergeben, während sich bei Berücksichtigung der sägezahn-förmige Verlauf hinzuaddiert. Die Entstehung dieses Sägezahnverlaufs läßt sich leicht an Hand von Bild 3 erklären. Nach Bild 3 ist während des Hinlaufs der Sägezahnspannung eine Gleichspannung, hervorgerufen von der Eigeninduktivität der Vertikalspule, überlagert. Legt man diese konstante Spannung an die Induktivität der Drossel beziehungsweise des Übertragers, dann entsteht nach dem Induktionsgesetz ein Sägezahnstrom.

Für die Berechnung der Drossel beziehungsweise des Übertragers ist der Maximalwert des Magnetisierungsstroms von Wichtigkeit. Nach Bild 4 tritt dieser offensichtlich im Zeitpunkt $t = T_H$ auf. Man erhält den maximalen Magnetisierungsstrom $i_{p \max}$, indem man in Gl. (8) für t den Wert T_H einsetzt. Es ergibt sich

$$i_{p \max} = i_{p1} + i_{s \max} \frac{R T_H}{L_p} \left(\frac{L}{R T_H} + \frac{1}{6} \right) \quad (9)$$

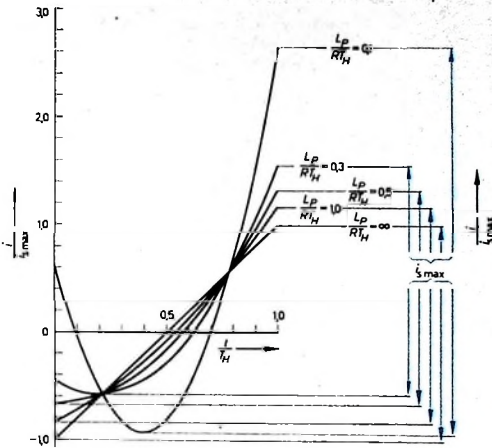


Bild 5. Stromverlauf in der Vertikal-Endstufe für $L/RT_H = 0$

Der Stromverlauf in der Endröhre beziehungsweise im Endtransistor

Den Stromverlauf in der Endröhre beziehungsweise im Endtransistor erhält man, wenn man zu dem Magnetisierungsstromverlauf nach Gl. (8) den Ablenkstromverlauf nach Gl. (2) addiert. Es ergibt sich

$$i = i_p + i_{s \max} \left(\frac{2t}{T_H} - 1 \right) \quad (10)$$

Im Bild 5 ist dieser Stromverlauf, bezogen auf den Maximalwert $i_{s \max}$ des Ablenkstroms, eingezeichnet unter Vernachlässigung der Eigeninduktivität der Vertikalspule ($L/RT_H = 0$) für die charakteristischen L_p/RT_H -Werte $\infty, 1,0, 0,5, 0,3$ und $0,1$. Man erkennt, daß mit Abnahme des L_p/RT_H -Wertes der Anodenstromverlauf der Endstufe eine immer größere Abweichung vom zeitlinearen Verlauf erfährt. Für $L_p/RT_H = 0,5$ beginnt der Stromverlauf parallel zur Abszisse, bei noch kleineren Werten sogar fallend. Im Bild 6 wurden nach Gl. (10) für dieselben L_p/RT_H -Werte wie im Bild 5 die Collectorstromverläufe, bezogen auf den Maximalwert des Ablenkstroms, errechnet unter Berücksichtigung der Selbstinduktion für die Ablenkeinheit „AE 59“ mit $L/RT_H = 0,142$. Aus den Bildern 5 und 6 kann man gut die Abhängigkeit der Gleichstromaufnahme und des Collectorbeziehungsweise Anodenspitzenstroms von dem L_p/RT_H -Wert erkennen. Die Gleichstromaufnahme, die minimal in der Endstufe eingestellt werden muß, entspricht dem Abstand des maximalen negativen Kurvenwertes von der Nulllinie. Sie nimmt mit Abnahme des L_p/RT_H -Wertes zunächst ab, um etwa $L_p/RT_H = 0,3$ ab wieder zuzunehmen. Der Anodenbeziehungsweise Collectorspitzenstrom steigt beschleunigt mit Abnahme des L_p/RT_H -Wertes an.

Die Gleichstromaufnahme in Abhängigkeit vom L_p/RT_H -Wert

Die minimal einzustellende Gleichstromaufnahme entspricht nach den Bildern 5 und 6 dem Abstand des maximalen negativen Stromwertes von der Nulllinie. Hier-von sind zwei Fälle zu unterscheiden:

a) Für große L_p/RT_H -Werte tritt der maximale Abstand im Zeitpunkt $t = 0$ auf.

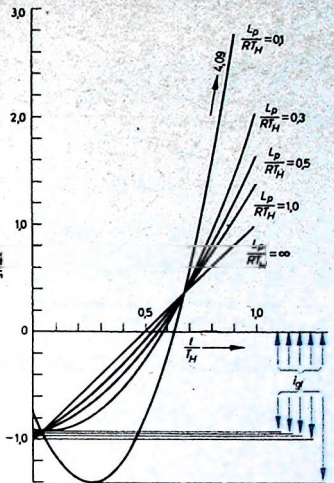


Bild 6. Stromverlauf in der Vertikal-Endstufe für $L/RT_H = 0,142$

b) Für kleinere L_p/RT_H -Werte tritt der maximale Abstand in dem Zeitpunkt auf, in dem sich der fallende Stromverlauf in einen ansteigenden verwandelt (Wendepunkt).

Die Lage des Wendepunktes ergibt sich durch Differenzierung und Nullsetzen von Gl. (10) zu

$$\left(\frac{t}{T} \right)_{\text{Wende}} = 0,5 - \frac{L_p}{R T_H} - \frac{L}{R T_H} \quad (11)$$

Mit zunehmendem L_p/RT_H -Wert rückt der Wendepunkt dem Zeitpunkt $t = 0$ immer näher. Bis zu dieser Grenze erfolgt die Berechnung der Abhängigkeit des minimal einzustellenden Gleichstromanteils nach Fall b), bei noch größeren L_p/RT_H -Werten nach Fall a). Die Grenze zwischen den Berechnungsfällen a) und b) wird also gegeben für einen L_p/RT_H -Wert, für den $t/T = 0$ ist. Dieser Wert (L_p/RT_H)_{Grenze} ergibt sich aus Gl. (11) zu

$$\left(\frac{L_p}{R T_H} \right)_{\text{Grenze}} = 0,5 - \frac{L}{R T_H} \quad (12)$$

Für Fall a) errechnet sich die Größe des minimal einzustellenden Gleichstroms, indem in Gl. (8) $t = 0$ gesetzt wird (i_{g1} in Gl. (8) ist hierbei ebenfalls 0 zu setzen). Der für diesen Zeitpunkt berechnete Strom entspricht dem Strom

$$i_{g1} = i_{s \max} \left[1 + \frac{R T_H}{L_p} \left(\frac{L}{R T_H} - \frac{1}{6} \right) \right] \quad (13)$$

Für den Fall b) errechnet sich die Größe des minimal einzustellenden Gleichstroms durch Einsetzen von Gl. (11) in Gl. (8) (i_{g1} in Gl. (8) = 0) zu

$$i_{g1} = i_{s \max} \frac{R T_H}{L_p} \left[\left(\frac{L_p}{R T_H} + \frac{L}{R T_H} \right)^2 + \frac{1}{12} \right] \quad (14)$$

Im Bild 7 ist der minimal einzustellende Gleichstrom, bezogen auf den Maximalwert des Ablenkstroms, in der Endstufe als Funktion des charakteristischen Wertes L_p/RT_H dargestellt. Die untere Kurve ergibt sich bei Vernachlässigung der Selbstinduktion der Vertikalspule. Im Interesse eines kleinen Ausgangsübertragers ist ein möglichst kleiner L_p/RT_H -Wert erwünscht. Nach der unteren und oberen Kurve scheint ein L_p/RT_H -Wert von 0,2 noch erlaubt, das heißt, ohne daß die Stromaufnahme

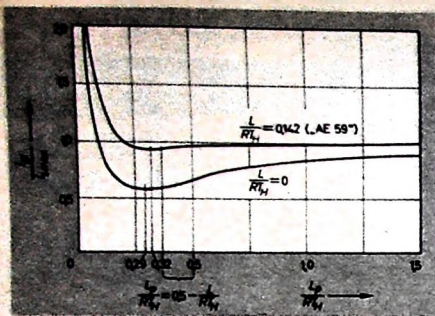


Bild 7. Einfluß der Übertragerinduktivität auf den Ruhestrom der Vertikal-Endstufe

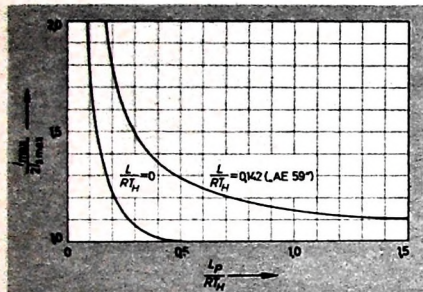


Bild 8. Einfluß der Übertragerinduktivität auf den Maximalstrom der Vertikal-Endstufe

der Endstufe merklich ansteigt. Man erkennt aus Bild 7, daß bei einem bestimmten Wert für L_p/RT_H , der mit $(L_p/RT_H)_{opt}$ bezeichnet werden soll, die Stromaufnahme ein Minimum ist. Durch Differenzierung und Nullsetzen von Gl. (14) ergibt sich

$$\left(\frac{L_p}{RT_H}\right)_{opt} = \sqrt{\frac{1}{12} + \left(\frac{L}{RT_H}\right)^2} \quad (15)$$

Der Anoden- beziehungsweise Collector-spitzenstrom

Der Anoden- beziehungsweise Collector-spitzenstrom, der mit i_{max} bezeichnet werden soll, ist die Summe aus Magnetisierungsspitzenstrom nach Gl. (9) und maximalem Ablenkstrom $i_{s max}$. Es gilt

$$i_{max} = i_{gl} + i_{s max} \cdot \frac{RT_H}{L_p} \left(\frac{1}{6} + \frac{L}{RT_H} \right) + i_{s max} \quad (16)$$

Für $\frac{L_p}{RT_H} \leq 0,5 - \frac{L}{RT_H}$ ist

$$i_{max} = i_{s max} \cdot \frac{RT_H}{L_p} \left[\left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right)^2 + \left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right) + \frac{1}{4} \right] \quad (17)$$

Tab. 1. Formeln zur Berechnung des Einflusses der Übertrager- beziehungsweise Drosselinduktivität in der Vertikal-Endstufe

	$\frac{L_p}{RT_H} \leq 0,5 - \frac{L}{RT_H}$	$\frac{L_p}{RT_H} \geq 0,5 - \frac{L}{RT_H}$
Spannungsverlauf an der Ablenkeinheit während des Hinlaufs u_p	$i_{s max} \cdot R \left(\frac{2t}{T_H} - 1 \right) + i_{s max} \frac{2L}{T_H}$	
Spannungsverlauf an der Ablenkeinheit während des Rücklaufs u_p	$i_{s max} \cdot R \left(1 - \frac{2t}{T_H} \right) - i_{s max} \frac{2L}{T_H}$	
Magnetisierungstrom i_p	$i_{gl} + i_{s max} \frac{RT_H}{L_p} \left[\left(\frac{t}{T_H} \right)^2 - \left(\frac{t}{T_H} \right) + \frac{1}{6} + \frac{L}{RT_H} \left(2 \frac{t}{T_H} - 1 \right) \right]$	
Maximalwert des Magnetisierungstroms $i_{p max}$	$i_{gl} + i_{s max} \frac{RT_H}{L_p} \left(\frac{1}{6} + \frac{L}{RT_H} \right)$	
Stromverlauf im Anoden- beziehungsweise Collector- kreis der Endstufe i	$i_p + i_{s max} \left(\frac{2t}{T_H} - 1 \right)$	
Minimal einzustellender Gleichstrom in der Endstufe i_{gl}	$i_{s max} \frac{RT_H}{L_p} \left[\left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right)^2 + \frac{1}{12} \right]$	$i_{s max} \left[1 + \frac{RT_H}{L_p} \left(\frac{L}{RT_H} - \frac{1}{6} \right) \right]$
Spitzenstrom in der Endstufe i_{max}	$i_{s max} \frac{RT_H}{L_p} \left[\left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right)^2 + \left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right) + \frac{1}{4} \right]$	$i_{s max} \cdot 2 \frac{RT_H}{L_p} \left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right)$
Wendepunkt $\left(\frac{t}{T} \right)_{Wende}$	$\frac{1}{2} - \frac{L_p}{RT_H} - \frac{L}{RT_H}$	
Charakteristischer Wert für $i_{gl} = \min \left(\frac{L_p}{RT_H} \right)_{opt}$	$\sqrt{\frac{1}{12} + \left(\frac{L}{RT_H} \right)^2}$	

und für

$$\frac{L_p}{RT_H} \geq 0,5 - \frac{L}{RT_H}$$

wird

$$i_{max} = 2 \frac{RT_H}{L_p} \left(\frac{L_p}{RT_H} + \frac{L}{RT_H} \right) \quad (18)$$

Im Bild 8 ist der Maximalwert des Collector- beziehungsweise Anodenstroms, bezogen auf den 2fachen Spitzenwert des Ablenkstroms, in Abhängigkeit vom L_p/RT_H -Wert nach Gl. (17) und Gl. (18) berechnet und eingezeichnet worden.

Die untere Kurve ergibt sich unter Vernachlässigung, die obere Kurve unter Berücksichtigung der Selbstinduktion der Vertikalpule. Während im Hinblick auf die Gleichstromaufnahme nach Bild 7 ein L_p/RT_H -Wert von 0,2 noch zulässig war,

ergibt sich aus Bild 8, daß als äußerste Konzession an die Kleinheit des Kernes ein L_p/RT_H -Wert von 0,3 noch möglich ist. Hierbei ist der Spitzenstrom in der Endstufe (obere Kurve) schon annähernd um 50% angestiegen. Kommt es nicht sehr auf einen kleinen Übertrager an oder kann der Endtransistor beziehungsweise die Endröhre nicht diesen hohen Spitzenstrom liefern, dann ist ein L_p/RT_H -Wert von 0,5 optimal. Dazu kommt noch, daß der Stromverlauf in der Endstufe weniger verzerrt ist und dadurch die Linearitätseinstellung der Vertikal-Endstufe unkritischer wird.

In Tab. 1 sind alle Bestimmungsgleichungen zusammengefaßt. Irgendwelche Besonderheiten sind bei der Anwendung nicht zu beachten. Lediglich bei der Berechnung des Wertes L/RT_H ist der Wirkungsgrad des Übertragers zu berücksichtigen. Man kann sich den Übertrager verlustfrei vorstellen und die Verluste dadurch entstanden denken, daß in Reihe zum Wirkwiderstand der Ablenkeinheit ein weiterer Widerstand R_v eingeschaltet wurde. Die Summe der beiden Widerstände ist

$$R_v + R = \frac{R}{\eta}$$

Damit erhält man einen etwas anderen Wert für L/RT_H . Bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 0,75$ erhält man so für die Ablenkeinheit „AE 59“

$$\frac{L}{RT_H} \cdot \eta = \frac{120 \cdot 10^{-3}}{45 \cdot 18,8 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,75 = 0,106$$

an Stelle von 0,142 für $\eta = 1$.

Den Ausstellungsstand der **FUNK-TECHNIK** auf der
Großen Deutschen Funkausstellung Berlin 1963

30.8.—8.9.1963



finden Sie in **Halle I Ost, Stand 102**

Wir zeigen Ihnen dort auch verschiedene

Selbstbau-Geräte aus dem FT-Labor

und würden uns freuen, Sie an unserem Stand begrüßen zu können

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde
POSTanschrift: 1 BERLIN 52

Technische Probleme des Hi-Fi-Plattenspielers

Die Schallplatte stellt immer noch den am einfachsten zu handhabenden und in seiner heutigen technischen Perfektion für den Heimgebrauch zugleich ausgereiftesten Tonträger dar. Der Hi-Fi-Gedanke und die Einführung der Stereophonie haben auf die technische Qualität der Tonabnehmersysteme und Plattenspieler einen großen Einfluß genommen, so daß heute Wiedergabegeräte zur Verfügung stehen, die allen Anforderungen entsprechen.

Plattenspieler und Abtastsystem haben die schwierige Aufgabe, die Rillenauslenkungen auf der Schallplatte störungsfrei in verhältnismäßige elektrische Spannungen umzuwandeln. Verzerrungen, die die Abspielrichtung dabei hervorruft, können durch keine noch so gute Verstärkeranlage anschließend wieder beseitigt werden. Eine Hi-Fi-Anlage bringt die Schwächen eines Abspielgerätes, die bei einer einfachen Anlage mit begrenztem Übertragungsbereich kaum auffallen, deutlich und oft bereits unerträglich zur Geltung. Daher ist es sinnvoll, bereits an die Schallrillenabastung höchste Anforderungen zu stellen.

Die an ein Hi-Fi-Laufwerk zu stellenden Forderungen nach absolut konstanter Winkelgeschwindigkeit des umlaufenden Plattentellers und weitgehender Erschütterungsfreiheit des Tonarms hören sich zwar selbstverständlich an, lassen sich für preisgünstige Konstruktionen jedoch nur unter erheblichen Anstrengungen näherungsweise erreichen. Bei der Bewertung eines Laufwerks darf man auch bestimmte Qualitätsanforderungen an einen organisch angebauten Tonarm nicht außer acht lassen. Die Eigenschaften von Plattentellerantrieb, Tonarm sowie auch von Tonarmsteuerungen und Abtastsystem müssen sehr genau aufeinander abgestimmt werden, wenn man nicht trotz hochwertiger Einzelelemente die technische Qualität der Kombination vermindern will.

Man unterscheidet bei Plattenspielergeräten zwischen den manuell zu bedienenden Laufwerken (Turntables), die keinen angebauten Tonarm haben, und den heute allgemein üblichen Abspielgeräten mit organisch angebautem Tonarm und verschiedenen Bedienungs- und Steuerungselementen. Beim Turntable wird besonderer Wert auf störungsfreien Antrieb des meistens sehr großen und schweren Plattentellers gelegt. Der Tonarm ist getrennt vom Laufwerkchassis montiert und übt außer der Rillenabastung keine Steuerungsfunktionen aus. Das Laufwerk muß also mit einem besonderen Netzschalter ein- und ausgeschaltet und der Tonarm von Hand auf- und abgesetzt werden. Eine derartige Anordnung, die im Studiobetrieb allgemein eingeführt ist, kann man für den Heimbetrieb jedoch nicht immer als praktisch ansehen.

Bei den üblichen Plattenspielern und -wechslern bilden Laufwerk und Tonarm eine Einheit. Dadurch besteht die Möglichkeit, Plattentellerantrieb und Tonarmbewegung für einen automatischen Betrieb zu kombinieren. Der dazu erforderliche mechanische Steuerungsaufwand

braucht, bei richtiger Dimensionierung der Bauteile, die Qualität des Plattentellerantriebs und die störungsfreie Funktion des Tonarms in keiner Weise zu beeinträchtigen.

Nachstehend wird mit dem „Dual 1009“ (Bild 1) ein Gerät beschrieben, das infolge seiner Konstruktionseigenarten eine Schallrillenabastung gewährleistet, die hohen Ansprüchen gerecht wird. Dieses moderne Abspielgerät läßt sich als manuell zu bedienendes Laufwerk, als automatischer



Bild 1. Ansicht des Hi-Fi-Plattenspielers „Dual 1009“

Spieler und als automatischer Plattenspieler betreiben und stellt daher ein universell verwendbares Gerät dar.

1. Tonarm

Der mechanische Kontakt zwischen der Schallrinne und dem im Vergleich dazu recht großen Abtaststift, das heißt die Führung des Abtaststiftes in der Schallrinne, ist für eine störungsfreie Abastung besonders wichtig. Die Abastung der in der Größenordnung von einigen tausendstel Millimeter liegenden Rillenauslenkungen stellt nicht nur an das Abtastsystem, sondern auch an den Tonarm besonders hohe Anforderungen.

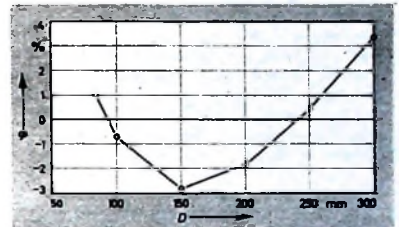
Das in den Tonarm eingebaute Tonabnehmersystem soll bei der Abastung mit seiner Längsachse parallel zur Schallrillentangente stehen. Das ist aber bei abgewinkelten Tonarmen im abzutastenden



Bild 2. Tonarm des „Dual 1009“

Durchmesserbereich der Schallplatte nur für zwei Rillen genau zu erreichen (beim geraden Tonarm sogar nur für eine Rinne). Infolge der zwischen tatsächlicher und tangentialer Richtung auftretenden Winkelabweichungen (Abtast-Fehlwinkel φ) werden die Rillenflanken von der Abtastnadel unterschiedlich beansprucht und dadurch Verzerrungen hervorgerufen. Der Tonarm des „Dual 1009“ (Bild 2) besteht aus einem torsionssteifen Alu-Rohr mit

einer wirksamen Länge (von der vertikalen Drehachse bis zur Abtastspitze) von 200 mm. Daher bleibt der Fehlwinkel im Plattendurchmesserbereich 10 ... 30 cm kleiner als $\pm 3^\circ$ (Bild 3). Der Fehlwinkel läßt sich durch Verlängerung des Tonarms zwar noch verringern, man erhält

Bild 3. Fehlwinkel φ in Abhängigkeit vom Plattendurchmesser D beim Tonarm des „Dual 1009“

dann aber Abmessungen, die einen Einbau in Musikmöbel unmöglich machen.

In technischen Berichten wird der Fehlwinkel häufig in $^\circ/\text{cm}$ angegeben. Das bedeutet, daß bei einer abzutastenden Rinne mit dem Radius R die Angabe $^\circ/\text{cm}$ mit R multipliziert werden muß, um den Fehlwinkel φ zu erhalten. Diese Angabe ist bei abgewinkelten Tonarmen jedoch nicht korrekt, wenn der Verlauf des Fehlwinkels die im Bild 3 dargestellte Abhängigkeit vom Plattendurchmesser aufweist.

Um geringste Lagerreibungen in der vertikalen und horizontalen Bewegungsrichtung des Tonarms zu erreichen, wurden beim „Dual 1009“ Präzisionskugellager verwendet (Bild 4). Auf Kegelflächen abrollende Kugeln bilden das Horizontal-lager, während die vertikale Lagerung mit zwei Radialkugellagern erfolgt. Durch diese Anordnung lassen sich die Reibungskräfte in den Lagern in beiden Bewegungsrichtungen $\leq 0,1 \text{ p}$ halten. Der-

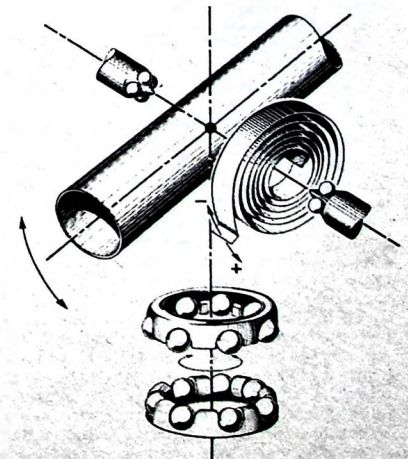


Bild 4. Prinzip der Tonarmlagerung

artig geringe Lagerreibungen sind bei Verwendung sehr nachgiebiger Tonabnehmersysteme unbedingt erforderlich, da einerseits bei geringen Auflagekräften und zu hohen Reibungskräften im Horizontal-lager die Abtastnadel in der Schallrinne nicht mehr einwandfrei geführt würde, andererseits bei zu großer Reibung im Vertikallager der Tonarm nicht zum Plattenmittelpunkt geführt werden könnte. Das Horizontal-lager ist zum Tonarm schräg angeordnet, so daß die optimale Stellung der Abtastnadel zur Schallrinne auch bei schwankender Höhe der Plattenoberfläche beibehalten wird.

Der Tonarm kann je nach dem Gewicht des verwendeten Tonabnehmersystems (2...16 g) durch Verstellen eines Ausgleichsgewichtes für die vertikale Bewegungsrichtung statisch ausbalanciert werden. Bild 5 zeigt die Anordnung und darunter eine Schnittzeichnung des Ausgleichsgewichtes. Das Gewicht läßt sich mit dem Gewindedorn zur groben Balancierung im Tonarm verschieben. Die Fein-



Bild 5. Anordnung (oben) und Schnittzeichnung (unten) des Ausgleichsgewichtes

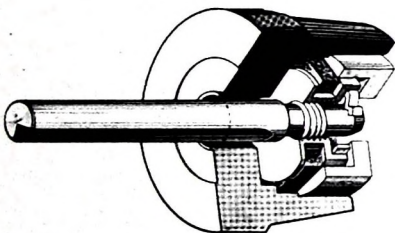


Bild 6. Die an einem abgewinkelten Tonarm auftretende Kraft Z hat eine Komponente K , die auf das Tonarm-lager wirkt, und eine Komponente D , die den Tonarm zum Plattenmittelpunkt zu ziehen versucht

einstellung ist dann durch Verdrehen möglich. Das Ausgleichsgewicht ist zur Resonanzbedämpfung sowie zur Schockabsorption (Absorption kurzer Stöße), besonders aber zur Verringerung der effektiven dynamischen Tonarmmasse über ein elastisches Dämpfungsglied mit dem Gewindedorn verbunden, das gleichzeitig auch als Sicherung gegen unbeabsichtigtes Verdrehen wirkt.

Infolge der Abwinkelung des Tonarms ergibt sich in der horizontalen Bewegungsebene eine Unstabilität der Balance in Richtung der Abwinkelung, die das Vertikallager und die Rillenflanken ungleichmäßig belastet. Eine vollwertige Balance auch für die horizontale Bewegungsrichtung des Tonarms wird beim „Dual 1009“ durch ein weiteres fest angebrachtes Ausgleichsgewicht unterhalb der Tonarm-lager erreicht. Wenn die Tonarmauflagekraft auf Null gestellt ist, liegt der Schwerpunkt des Tonarms genau im Schnittpunkt der horizontalen und vertikalen Drehachse. Er hat dann eine neutrale Balance, die den Tonarm in jeder Stellung seines Bewegungsbereiches weitgehend im Gleichgewicht hält.

Auf den abgewinkelten Tonarm wirkt außerdem infolge der Reibung zwischen Abtaststift und Schallrinne ein horizontales Moment $M_H = D \cdot l$, das ihn zum Plattenmittelpunkt zu ziehen versucht (Bild 6). Die Gleitkraft $D = Z \cdot \sin \alpha = p \cdot \mu \cdot \sin \alpha$ (Skating force), die mit der Auflagekraft p zunimmt, belastet zusätzlich die innere Rillenflanke, wodurch sich besonders bei nachgiebigen Systemen ein unsymmetrischer Verzug des Nadelträgers zum Plattenrand hin ergibt. Man kann die Gleitkraft nachweisen, indem man den Tonarm auf eine glatte Fläche der Schallplatte setzt. Er wird dann, auch wenn er völlig ausbalanciert ist, sofort zum Plattenmittelpunkt gezogen. Obwohl die Gleitkraft bei geringen Tonarmauflagekräften klein ist (im Beispiel von Bild 6 etwa 0,4 p), kann sie doch wegen des unterschiedlichen Druckes auf die Rillenflanken besonders bei Stereo-Platten Abtastverzerrungen hervorrufen. Diese Kraft D muß also durch eine Gegenkraft D' kompensiert werden. Bei einem englischen Qualitäts-Tonarm erreicht man dies durch



ein am Tonarmende aufgehängtes kleines Gewicht, das ein Gegendrehmoment erzeugt. Beim „Dual 1009“ wird dagegen vom Tonarm zur Steuerung des Wechselvorganges bei automatischem Betrieb sowie zur Endabschaltung des Gerätes ein sehr leichtgängiger Fühlhebel mitgeführt, der einerseits am Tonarm-lager drehbar befestigt ist, andererseits auf einer rollenden Kugel unterhalb des Plattentellers auf dem Chassis gleitet. Obwohl diese Anordnung sehr leicht und reibungsfrei arbeitet, muß die Tonarmführung diese – wenn auch geringe – zusätzliche Reibungskraft überwinden. Sie wurde durch entsprechende Konstruktion nun so abgestimmt, daß sie etwa der Gleitkraft D entspricht. Da sie aber D entgegenwirkt (die Tonarmbewegung zum Plattenmittelpunkt hemmt), hebt sie die unterschiedliche Flankenpressung und den einseitigen Verzug des Nadelträgers auf. Der Abstellmechanismus ist also hier nicht nur ein wirkungsvoller Bedienungskomfort, sondern eine geschickt ausgenutzte Möglichkeit, die beim Abtasten mit einem abgewinkelten Tonarm auftretende horizontale Unbalance zu kompensieren.

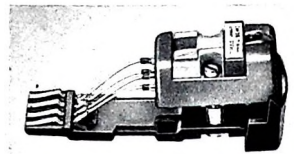


Bild 7. Einschieb- und verriegelbarer Tonkopfeinsatz für alle Tonabnehmer nach der 1/4"-Befestigungsnorm

Der zum Tonarm angewinkelte Tonkopf ist in Skelettausführung aus Kunststoff gefertigt, um ein kleines Massenträgheitsmoment zu erreichen. Er hat einen einschieb- und verriegelbaren Einsatz, auf dem sich alle Tonabnehmersysteme, die nach der 1/2"-Befestigungsnorm aufgebaut sind, montieren lassen (Bild 7).

Ein Tonarm wird durch mechanische Vibrationen und Stöße leicht zu Eigenschwingungen angeregt, deren Frequenz und Amplitude sehr stark von seinen Konstruktions-eigenarten abhängen. Diese Resonanzen, die unter Umständen die

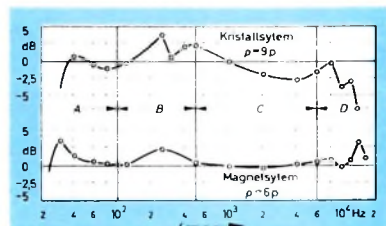


Bild 8. Wiedergabekurven mit Resonanzüberhöhungen und -einbrüchen eines Kristall- und eines Magnetsystems bei einem älteren Laufwerk

Wiedergabe an verschiedenen Stellen des übertragenen Frequenzbereiches nachteilig beeinflussen können, entstehen, weil schwingungsfähige Massen vorhanden sind, die bei einer mechanischen Anregung in Schwingungen geraten (Wechselwirkung zwischen Tonarm und Abtaster sowie Abtaster und Platte).

Als typische Beispiele für Frequenzgänge mit Resonanzüberhöhungen und -einbrüchen zeigt Bild 8 die Wiedergabekurven eines Kristall- und eines Magnetsystems auf einem älteren Laufwerk (sie wurden seinerzeit als recht gut angesehen). Die Resonanzüberhöhung im unteren Übertragungsbereich A hängt von der effektiven Schwingmasse m des Tonarms und der Nachgiebigkeit (Compliance) C des eingebauten Tonabnehmersystems ab. Nach der Beziehung

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{m \cdot C}}$$

ist also die Resonanzfrequenz um so niedriger, je nachgiebiger das System ist. Man könnte zwar auch die Masse des Tonarms vergrößern, um das schwingungsfähige Gebilde möglichst tief abzustimmen, aber das ist aus anderen Gründen nicht zweckmäßig. Der Tonarm des „Dual 1009“ hat eine effektive Schwingmasse von etwa 20 g, so daß sich zum Beispiel bei Verwendung eines Abtastsystems mit einer Nachgiebigkeit von $20 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn im Bereich A eine Resonanz bei etwa 8 Hz ergibt. Obwohl sie außerhalb des Hörbereichs liegt, kann sie die Wiedergabe beeinflussen, wenn sie nicht ausreichend gedämpft wird. Dazu trägt beim „Dual 1009“-Tonarm das elastisch angebrachte

Ausgleichsgewicht wesentlich bei. Diese Resonanz bezeichnet man auch als Tonarm-Schüttelresonanz, da der Tonarm, wenn er zur Resonanz angeregt ist, deutlich sichtbar hin- und herschwingt und bei zu großen Amplituden und ungenügender Dämpfung aus der Rille springt.

Torsionsresonanzen des Tonarms, die im Bereich B zwischen 150 und 500 Hz infolge eines schwingungsfähigen Tonarmprofils entstehen, können durch geeignetes Material und zweckmäßige Formgebung völlig unterbunden werden. Resonanzen zwischen 500 und 6000 Hz (Bereich C) sind auf System-Eigenresonanzen oder Schwingungen von Halterungen im Tonkopf zurückzuführen und lassen sich ebenfalls durch entsprechenden Aufbau des Abtastsystems und der Einbauvorrichtungen, vor allem aber durch Präzision bei der Herstellung und Montage vermeiden.

Resonanzüberhöhungen im Bereich D hängen außer von der dynamischen Schwingmasse des Abtaststiftes einschließlich des Nadelträgers von der Elastizität der Plattenmasse ab. Da die Platten aus

fung der Überhöhung wird dann ein Widerstand, der von den meisten Magnet-system-Herstellern als günstigster Anpassungswert angegeben wird, der Ausgangsleitung parallel geschaltet, wenn nicht ein entsprechender Verstärker-Eingangswiderstand vorliegt.

Die Meßkurve im Bild 10 zeigt den Frequenzgang des Stereo-Abtasters „ADC 1“ (Audio Dynamics Corporation), gemessen mit der Meßplatte DG 99 102 auf dem „Dual 1009“ bei 1,5 p Auflagekraft. Resonanzstellen sind im gesamten Wiedergabebereich von 30 ... 16 000 Hz nicht feststellbar.

2. Einstellung der Auflagekraft

Um das Abtastsystem zum Ansprechen zu bringen, muß ihm aus der Schallrinne eine bestimmte Bewegungsenergie zugeführt werden. Diese Energie kann um so kleiner sein, je geringer die Rückstellkraft ist, die das Tonabnehmersystem einer mechanischen Auslenkung entgegensetzt. Moderne Systeme lassen sich jedoch bereits mit sehr geringen Auslenkkräften voll aussteuern, so daß die Tonarm-Auflagekräfte für eine optimale und plattenschonende Abtastung entscheidend verringert werden konnten.

Bild 4 zeigte bereits das Prinzip der Auflagekräfteeinstellung beim „Dual 1009“. Da

Laufwerks erhalten. Die Auflagekraft kann also die Stereo-Rillenflanken nie unsymmetrisch belasten (Bild 12), und auch die Lage des Achsenkreuzes der 45°/45°-Technik bleibt immer optimal bestehen, da sich auch bei einem weichen Tonabnehmersystem die Koppellglieder nicht unsymmetrisch verziehen können. Da sich der Tonarm mit eingebautem Tonabnehmersystem ausbalancieren läßt, bleibt außerdem der Auflagekraft-Regelbereich von 0 ... 7 p für alle zur Zeit auf dem Markt befindlichen hochwertigen Tonabnehmersysteme erhalten. Auch die mit dem Verstellrad kombinierte Anzeige der eingestellten Auflagekraft stimmt dann immer sehr genau mit der wirklichen Auflagekraft überein.

3. Plattenteller

Der aus nichtmagnetischem Material hergestellte Druckguß-Plattenteller (Durchmesser 27 cm, Gewicht 3,2 kg) hat ein maximales Massenträgheitsmoment von 400 p.c.m.s. Damit lassen sich auch bei 33 1/3 U/min ein verhältnismäßig großes Schwingmoment und sehr geringe Tonhöhenabweichungen erreichen. Die sehr genau ausgewuchtete Schwingmasse wird von einem radialelastisch montierten Vierpol-Induktionsmotor über ein Gummi-zwischenrad angetrieben. Der Ringkern-Blechschnitt des Antriebsmotors gewährleistet einen sehr geringen magnetischen Streußfluß und der dynamisch ausgewuchtete Rotor eine hohe Laufruhe.

(Wird fortgesetzt)

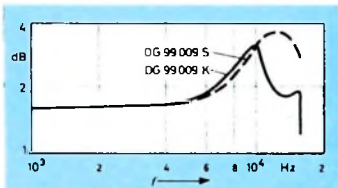


Bild 9. Abhängigkeit der Höhenresonanz von der Elastizität der Plattenwerkstoffe (Kunststoffplatte DG 99 009 K, Schellackplatte DG 99 009 S)

den modernen Preß- oder Spritzkunststoffen im Vergleich zu der früher verwandten Schellackplatte recht weich sind, muß die dynamische Masse des Nadelträgers so klein sein, daß an der oberen Frequenzgrenze keine Resonanzstellen auftreten. Die im Bild 9 sehr deutlich sichtbaren Unterschiede in der Höhenresonanz sind durch den Werkstoff der Meßplatten bedingt (Kunststoffplatte DG 99 009 K, Schellackplatte DG 99 009 S). Auch bei Kunststoffen treten Härteunterschiede auf, so daß sich durchaus Streuungen in der Höhenresonanz ergeben können. In diesem Bereich tritt außerdem eine elektrische Resonanzüberhöhung auf, wenn die Spuleninduktivität eines magnetischen oder dynamischen Abtasters (beispielsweise 650 mH) mit der Kapazität der angeschlossenen Leitung oder des Verstärkereingangs einen Resonanzkreis bildet. Bei einer Parallelkapazität von 150 pF ergibt sich die Resonanzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{0,65 \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} \approx 16 \text{ kHz.}$$

Die Überhöhung kann (wie in diesem Beispiel) recht günstig (an der oberen Hörgrenze) liegen und zur Verbreiterung des Wiedergabebereichs beitragen. Zur Dämpfung

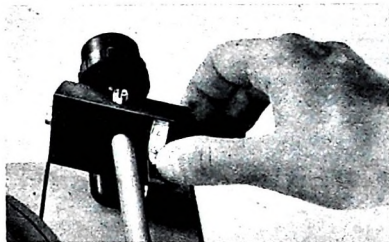


Bild 11. Einstellung der Auflagekraft beim „Dual 1009“

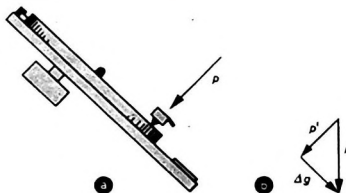


Bild 12. a) Richtung der Auflagekraft p bei einem schräggestellten Laufwerk mit gewichtsbalanciertem Tonarm, bei dem die Auflagekraft durch Federspannung am Horizontallager eingestellt ist; b) bei einem Tonarm mit vertikaler Unbalance zur Einstellung der Auflagekraft tritt bei Schrägstellung des Laufwerks die Kraftkomponente dg auf, die den Tonarm von der auf dem Plattenteller liegenden Platte rutschen läßt

die Spiralfeder, deren Spannung durch einen Rändelknopf in ausreichender Linearität kontinuierlich variiert werden kann (Bild 11), direkt auf die Horizontalachse der Tonarmlagerung wirkt, bleibt die Tonarmbalance in jeder Lage des

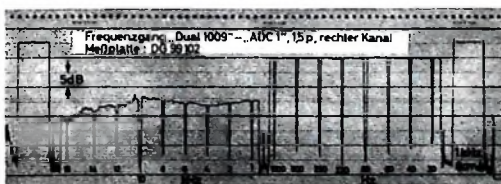


Bild 10. Frequenzgang des Stereo-Abtastsystems „ADC 1“ (rechter Kanal) auf dem „Dual 1009“ bei 1,5 p Auflagekraft (Meßplatte DG 99 102)



**Große Deutsche Funkausstellung
Berlin 1963**

30.8.—8.9.1963

Die „Schallplatten-Stadt“

Die deutsche Schallplattenindustrie hat sich entschlossen, ihre große Gemeinschaftsausstellung unter dem Namen „Die Schallplatten-Stadt“ in Halle XII anlässlich der Funkausstellung 1963 in Berlin ganz dem Thema „Stereophonie“ zu widmen. Wer diese von Architekt Köhler reizvoll gestaltete Halle vorbei am Informationsstand betreten hat, wird sogleich automatisch durch alle neun Abteilungen geleitet werden. Diese nehmen den gesamten zentralen Teil des Hallenabschnittes ein, während die Firmen selbst etwas zurücktreten und ihre Anwesenheit nur durch einheitlich beschriftete Besprechungsräume am Rand der Halle dokumentieren.

Aus der Abteilung der Attraktionen sind nur einige erwähnt: In der Abteilung „Ober“ ist eine Bühne mit zwei Besucherlogen aufgebaut; hier kann man mit Stereo-Doppelkopfhörern klassisches Musik lauschen. — In der neunten Abteilung „Märchen und Abenteuer“ fährt ein kleiner Zug durch einen „Märchen“-Tunnel. Kinder sitzen darin und hören sich Märchen über Kopfhörer an.

In einem von jedem Besucher zu durchschreitenden Tunnel sind Stereo-Lautsprecher angebracht; sie lassen wühlklingende Musik ertönen, die zugleich durch ein raffiniertes Verfahren optisch dargestellt wird.

Einen angenehmen Aufenthalt verspricht der „Ruhende Pol“ im Niederländischen Pavillon. In gepflegter Umgebung darf man klassische Musik in Stereo genießen, während im Französischen Pavillon ein unterhaltsames „Wunschkonzert“, durchweg ebenfalls mit Stereo-Wiedergabe, ablaufen wird.

Eine Sonderschallplatte, auf der sich viele bekannte und beliebte Stars aller deutschen Schallplattenfirmen zusammenfinden, bereitet die bundesdeutsche Schallplattenindustrie für die Funkausstellung in Berlin vor. Besonderes Kennzeichen: Diese Platte wird nur auf der Funkausstellung, und zwar zu einem günstigen Preis, abgegeben.

Das PAL-Farbfernseh-System

Die internationale Einigung über das für die europäischen Verhältnisse günstigste Farbfernseh-System ist die Voraussetzung zur Einführung des Farbfernsehens in den einzelnen Ländern. Daher hat eine von der EBU (European Broadcasting Union) gegründete Arbeitsgruppe, in der auch Experten der Postverwaltungen und der Industrie der beteiligten Länder vertreten sind, drei Farbfernseh-Systeme zur praktischen Erprobung ausgesucht, und zwar das in den USA und in Japan bereits eingeführte NTSC-System (National Television System Committee), das französische SECAM-System (Sequentielle avec memoire) und das von W. Bruch bei Telefunken entwickelte PAL-System, das auf dem NTSC-System aufbaut und die Vorteile des NTSC- und des SECAM-Verfahrens vereinigt.

Bei allen Farbfernseh-Verfahren wird dem Leuchtdichtesignal (Helligkeit), das man zur Wiedergabe mit einem Schwarzweiß-Empfänger benötigt, die einem Träger aufmodulierte Farbinformation überlagert. Die Farbart (Farbe), die durch Farbton und Farbsättigung gekennzeichnet ist, erfordert die gleichzeitige Übertragung zweier zusätzlicher Signale, die zum Beispiel beim NTSC-System¹⁾ einem Farbträger in sogenannter Quadraturmodulation gleichzeitig aufmoduliert werden. Dabei entsteht ein sowohl in seiner relativen Phasenlage als auch in seiner Amplitude moduliertes Wechselstromsignal, wobei die Phasenlage den Farbton und die Amplitude die Farbsättigung im Empfänger bestimmt. Da bei normalen Farbübertragungen erfahrungsgemäß nur verhältnismäßig geringe Farbsättigungen vorkommen (zum Beispiel bei Übertragungen von Farbdiaspositiven und Filmen etwa 15 ... 20 %), ergeben sich für die Farbträgeramplitude die gleichen niedrigen Werte; bei farblosem Bild verschwindet der Farbträger sogar vollkommen. Im Schwarzweiß-Empfänger ist der störende Träger daher nur wenig sichtbar und entfällt bei farblosen Bildern völlig. Diese vorteilhafte Eigenschaft des NTSC-Systems sollte also möglichst beibehalten werden.

Das NTSC-Verfahren hat jedoch den großen Nachteil, daß auf dem Übertragungsweg aufgetretene Phasenverzerrungen im Empfänger als Farbtonverfälschungen sichtbar werden. Da außerdem beim Empfang verschiedener Sender unterschiedliche Übertragungseigenschaften auftreten können, erfordert diese Art der Farbtonübertragung einen Regler am Empfänger, mit dem man versuchen muß, den richtigen mittleren Farbton einzustellen. Das PAL-System kompensiert dagegen phasenabhängige Übertragungsfehler automatisch, obwohl hierbei die für Schwarzweiß-Empfänger günstige NTSC-Modulationsart im wesentlichen beibehalten wird. Dazu schaltet man am Sender die Phase eines der beiden Modulationsvektoren, aus denen sich die Quadraturmodulation

zusammensetzt, von Zeile zu Zeile um 180° um.

Im Empfänger verwendet das PAL-Verfahren eine neuartige Demodulationsart, bei der man die die Farbart bestimmenden Signale ohne Übertragungsfehler wiedergewinnt. Die während einer Zeile übertragenen Farbinformationen werden hierzu um die Dauer einer Zeile verzögert und anschließend mit der Information der folgenden Zeile gleichphasig in zwei Widerstandsbrücken zusammengefügt. Die phasenrichtige trägerfrequente Addition der beiden unterschiedlichen Zeileninformationen liefert dann unabhängig von Phasenfehlern das eine und die Subtraktion das andere Signal. Die Verzögerung erfolgt mit einer Verzögerungsleitung, die nach folgendem Prinzip arbeitet: Das trägerfrequente Farbsignal wird zunächst mit einem Keramikwandler, der auf einen Glasstab gekittet ist, in eine Ultraschallwelle umgewandelt. Diese Welle durchläuft den Glasstab und erreicht nach Ablauf der Zeilendauer (etwa 64 µs) das Ende des Stabes, an dem ein weiterer Wandler angebracht ist, der sie wieder in eine Trägerfrequenzspannung zurückwandelt. Die im Sender eingeführte Umschaltung erfordert auch im Empfänger einen Umschalter. Hier genügt aber ein einfacher Diodenschalter, der eines der beiden Signale synchron mit dem Sender von Zeile zu Zeile umpolt.

Das PAL-Verfahren überträgt (im Gegensatz zum SECAM-System, bei dem die Phasenunabhängigkeit dadurch erreicht wird, daß man auf die Übertragung je einer Farbinformation in jeder Zeile verzichtet und das für die Farbwiedergabe erforderliche zweite Signal im Empfänger durch einen Kunstgriff simuliert) beide Farbinformationen voll und nutzt zur Bildung der Farbsignale vier Informationen aus (je zwei für eine Zeile). Diese integrierende Wirkung ergibt eine wesent-

liche Verbesserung der Bildwiedergabe und einen von Übertragungsverzerrungen unabhängigen Farbton. Als Mehraufwand gegenüber dem NTSC-Empfänger sind die Verzögerungsleitung und der elektronische Schalter erforderlich.

Ein weiterer Vorteil des PAL-Systems ist die Unabhängigkeit von Einseitenbandverzerrungen. Da die drei europäischen 625-Zeilen-Systeme, bei denen das Farbfernsehen eingeführt werden soll, mit verschiedenen Videobandbreiten arbeiten, können sich Einseitenbandverzerrungen ergeben, wenn das Frequenzspektrum eines angebotenen Videosignals breiter ist als das, das der Sender abstrahlen kann. Das PAL-System erlaubt jedoch eine Beschneidung der Videobandbreite, da die beiden Seitenbänder der Farbinformation von Zeile zu Zeile vertauscht ausgestrahlt werden und im Empfänger infolge der Trägerfrequenz-Addition zweier Zeilen auch nach der Beschneidung noch beide Seitenbänder (allerdings nur scheinbar) zur Verfügung stehen. Das nicht abgeschnittene Seitenband der vorhergehenden Zeile tritt dabei an die Stelle des abgeschnittenen der laufenden Zeile.

Bei nicht allzu großen Phasenfehlern im Übertragungsweg läßt sich für das PAL-Verfahren auch ein wesentlich vereinfachter Demodulator ohne Verzögerungsleitung verwenden, der sich nur wenig von dem NTSC-Demodulator unterscheidet. Wird bei einem normalen NTSC-Empfänger²⁾ in einen der beiden Demodulatoren ein elektronischer Umschalter eingefügt, der die Phase des Farbträgers von Zeile zu Zeile um 180° dreht, dann erscheinen auf der Bildröhre bei Übertragungsfehlern die Farbverfälschungen in zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Zeilen komplementär. Aus beiden Zeilen bildet das Auge aber den Farbmittelwert, so daß sich recht genau die Sollfarbe ergibt. Diese Fehlerkompensation reicht innerhalb der praktisch vorkommenden Fehlergrenzen völlig aus. Die Kompatibilität des neuen Systems entspricht etwa der des NTSC-Verfahrens; allerdings wird eine geringfügig geänderte Farbträgerfrequenz verwendet.

(Nach Telefunken-Unterlagen)

¹⁾ Weber-Schäfer, M.: Der NTSC-Farbfernsehempfänger. Funk-Techn. Bd. 11 (1956) Nr. 14, S. 412-413

Seit Beginn des zweiten Halbjahres 1963 enthält die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU zusätzlich die vier Mittelseiten „Elektronik in aller Welt“ mit einer Fülle aktueller Nachrichten. Um diese Erweiterung des Inhalts auch nach außen hin zu dokumentieren, wurde der Titel der Zeitschrift ergänzt. Sie trägt ab Juli 1963 den neuen Titel INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juliheft unter anderem folgende Beiträge:

Wirkungsweise und Eigenschaften steuerbarer Siliziumgleichrichter
Grundschaltungen von Gleichspannungsverstärkern in der Meßwertverarbeitung
Oberflächeneffekte an Halbleitern — eine kurze Beschreibung ihrer Ursachen und Wirkungen
Der Statistor — ein neuer Feldeffekt-Halbleiter
Bauelemente-Ausstellung in London

Neue Halbleiter-Bauelemente
Piezoxide — eine neue piezoelektrische Keramik
Meßwertnehmer zur elektrischen Messung nichtelektrischer Größen
Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 3,50 DM, Einzelheft 3,75 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde
Postanschrift: 1 BERLIN 52

¹⁾ Weber-Schäfer, M.: Das Farbfernsehesignal des amerikanischen NTSC-Verfahrens. Funk-Techn. Bd. 11 (1956) Nr. 13, S. 377 bis 378

Spannungs - Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden

DK 621.382.2: 621.316.722.1

1. Eine allgemeine Brückenschaltung mit Zenerdioden

Im Interesse einer einheitlichen Bezeichnung werden folgende Vereinbarungen getroffen:

Die großen Kursivbuchstaben I und U bezeichnen stationäre Ströme beziehungsweise Spannungen im gewählten Arbeitspunkt, die kleinen Kursivbuchstaben i und u bedeuten auf den Arbeitspunkt I, U bezogene Strom- beziehungsweise Spannungsänderungen. Durch Indizes an I, U, i, u und den Widerständen R werden diese Größen eindeutig voneinander unterschieden. Die Zenerspannungen und die dynamischen Innenwiderstände der Zenerdioden sind mit einem zusätzlichen Index z gekennzeichnet.

Für die folgenden Betrachtungen sei vorausgesetzt, daß die Zenerdioden bei konstanter Temperatur und im linearen Teil ihrer Sperrkennlinie arbeiten sollen. Ferner soll die Eingangsspannung so begrenzt sein, daß auch bei Eingangsspannungsänderungen eine Überschreitung der zulässigen Grenzwerte der Zenerdioden nicht eintreten kann. Über den Zenereffekt und die Wirkungsweise der Zenerdioden sind schon viele Veröffentlichungen erschienen, siehe auch [1] und [2], so daß hier auf eine Wiederholung verzichtet werden kann.

Eine Zenerdiode habe bei einem stationären Zenerstrom I_z die Zenerspannung U_z ; I_z und U_z werden als Arbeitspunkt gewählt. Ändert sich der Zenerstrom I_z um i_z , so ändert sich die Zenerspannung um $u_z = R_z i_z$, und für die gesamte Spannung gilt

$$U_z + u_z = U_z + R_z i_z. \quad (1)$$

Die Aussagen von Gl. (1) sind in der Ersatzschaltung im Bild 1 dargestellt. Eine Zenerdiode kann als Reihenschaltung einer Batterie der EMK U_z und eines ohmschen Widerstandes R_z aufgefaßt werden, der vom Strom i_z durchflossen wird. Außerhalb des durch die Zenerdiode gebildeten Zweipols muß selbstverständlich der gesamte Strom $I_z + i_z$ berücksichtigt werden.

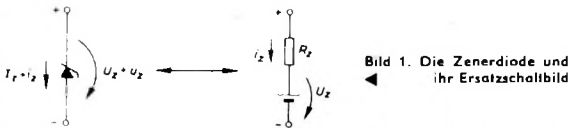
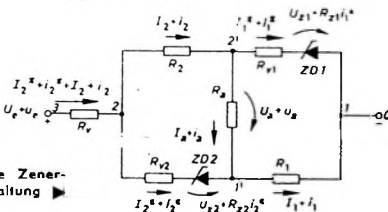


Bild 1. Die Zenerdiode und ihr Ersatzschaltbild

Bild 2. Allgemeine Zenerdioden-Brückenschaltung



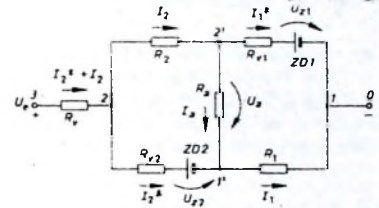
Die Stabilisierungseigenschaften der bekannten Zenerdioden-Schaltungen lassen sich sehr einfach aus der im Bild 2 dargestellten allgemeinen Zenerdioden-Brückenschaltung herleiten.

1.1. Berechnung der stationären Ausgangsspannung U_a der Zenerdiodenbrücke

Für $u_e = 0$ sind alle dynamischen Ströme i_1, i_2, i_1^*, i_2^* und i_a sowie alle dynamischen Spannungen gleich Null. Aus der allgemeinen Brückenschaltung (Bild 2) erhält man das im Bild 3 dargestellte

Schaltbild, wobei die Zenerspannungen U_{z1} und U_{z2} der Zenerdioden ZD 1 und ZD 2 als Batterien mit der EMK U_{z1} beziehungsweise U_{z2} dargestellt sind. Es wird die stationäre Ausgangsspannung U_a als Funktion der Eingangsspannung U_e in Abhängigkeit von den Schal-

Bild 3. Die allgemeine Zenerdiodenbrücke im stationären Betriebsfall



tungsparametern und den Zenerspannungen U_{z1} und U_{z2} gesucht. Nach dem Maschensatz gilt

für die Masche 3—2—I'—1

$$U_e = R_v (I_2 + I_2^*) + R_{v2} I_2^* + U_{z2} + R_1 I_1, \quad (2)$$

für die Masche 2—I'—2'—2

$$U_{z2} + R_{v2} I_2^* = R_2 I_2 + U_a, \quad (3)$$

für die Masche 2'—I—I'—2'

$$U_{z1} + R_{v1} I_1^* = R_1 I_1 + U_a. \quad (4)$$

Der Knotensatz führt für Knoten I' auf

$$I_2^* = I_1 - I_a = I_1 - \frac{U_a}{R_a} \quad (5)$$

und für Knoten 2' auf

$$I_1^* = I_2 - I_a = I_2 - \frac{U_a}{R_a}. \quad (6)$$

Der weitere Gang der Berechnung wird nur kurz angedeutet. Mit Hilfe von Gl. (5) und (6) werden aus Gl. (2) bis (4) die Ströme I_1^* und I_2^* eliminiert. Aus Gl. (3) und Gl. (4) ergibt sich

$$R_1 I_1 - R_{v1} I_2 = U_{z1} - \left(1 + \frac{R_{v1}}{R_a}\right) U_a, \quad (7)$$

$$-R_{v2} I_1 + R_2 I_2 = U_{z2} - \left(1 + \frac{R_{v2}}{R_a}\right) U_a.$$

Gl. (2) geht nach Elimination von I_2^* aus Gl. (5) über in

$$U_e = (R_v + R_1 + R_{v2}) I_1 + R_v I_2 + U_{z2} - \frac{R_v + R_{v2}}{R_a} U_a. \quad (8)$$

Aus Gl. (7) ergeben sich die Ströme I_1 und I_2 zu

$$I_1 = \frac{R_2 U_{z1} + R_{v1} U_{z2} - \left[R_2 \left(1 + \frac{R_{v1}}{R_a}\right) + R_{v1} \left(1 + \frac{R_{v2}}{R_a}\right) \right] U_a}{R_1 R_2 - R_{v1} R_{v2}}, \quad (9)$$

$$I_2 = \frac{R_{v2} U_{z1} + R_1 U_{z2} - \left[R_1 \left(1 + \frac{R_{v2}}{R_a}\right) + R_{v2} \left(1 + \frac{R_{v1}}{R_a}\right) \right] U_a}{R_1 R_2 - R_{v1} R_{v2}}.$$

Geht man mit den Strömen I_1 und I_2 aus Gl. (9) in Gl. (8) hinein, so folgt nach einer längeren Rechnung die gesuchte Ausgangsspannung

$$U_a = \frac{\left(R_2 + R_v \frac{R_2 + R_{v2}}{R_1 + R_{v1}} \right) \frac{U_{z1}}{R_2 + R_{v1}} + \left(R_1 + R_v \frac{R_1 + R_{v1}}{R_2 + R_{v2}} \right) \frac{U_{z2}}{R_1 + R_{v2}} - \frac{R_1 R_2 - R_{v1} R_{v2}}{(R_1 + R_{v2})(R_2 + R_{v1})} U_e}{1 + R_v \left(\frac{1}{R_1 + R_{v2}} + \frac{1}{R_2 + R_{v1}} + \frac{1}{R_a} \right) + \frac{\frac{R_1 R_{v2}}{R_1 + R_{v2}} + \frac{R_2 R_{v1}}{R_2 + R_{v1}}}{R_a}} \quad (10)$$

Je nach dem Vorzeichen von

$$F = \left(R_2 + R_v \frac{R_2 + R_{v2}}{R_1 + R_{v2}} \right) \frac{U_{z1}}{R_2 + R_{v1}} + \left(R_1 + R_v \frac{R_1 + R_{v1}}{R_2 + R_{v1}} \right) \frac{U_{z2}}{R_1 + R_{v2}} - \frac{R_1 R_2 - R_{v1} R_{v2}}{(R_1 + R_{v2})(R_2 + R_{v1})} U_e \quad (11)$$

ist U_a größer, gleich oder kleiner Null. Das ist eine sehr wichtige Eigenschaft der allgemeinen Zenerdiodenbrücke nach Bild 2, weil man mit Hilfe dieser Brückenschaltung Vorspannungen U_a von beliebiger Polarität je nach Größe der Eingangsspannung U_e erzeugen kann.

1.2. Berechnung der dynamischen Ausgangsspannung u_a der Zenerdiodenbrücke

Denkt man sich aus der im Bild 2 dargestellten Schaltung alle stationären Ströme und Spannungen eliminiert, so ergibt sich das im Bild 4 dargestellte Ersatzschaltbild. Darin stellt sich die Zenerdioden-

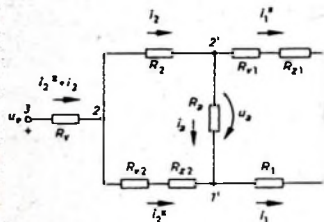


Bild 4. Spannungsersatzschaltung der allgemeinen Zenerdiodenbrücke nach Bild 2

Brückenschaltung als eine über den Vorwiderstand R_v gespeiste und mit dem Brückenwiderstand R_a belastete, im allgemeinen ungegliche Wheatstonesche Brücke dar. Man kann die Ersatzschaltung im Bild 4 durch Einführung der Widerstände

$$R_1^* = R_{v1} + R_{z1}, \quad R_2^* = R_{v2} + R_{z2} \quad (12)$$

noch etwas vereinfachen, wodurch die Ersatzschaltung im Bild 5 entsteht.

Die dynamische Ausgangsspannung u_a der Zenerdiodenbrücke von Bild 2 könnte mit Hilfe des Knoten- und Maschensatzes aus der Ersatzschaltung im Bild 5 berechnet werden. Das ist aber relativ umständlich. Wesentlich schneller führt hier die Stern-Dreieck-Transformation zum Ziel. Bild 6 zeigt die Stern-Dreieck-Transformation.

Die Transformationsformeln der Stern-Dreieck-Transformation ergeben sich aus der Forderung, daß die Klemmenwiderstände R_{12} , R_{23} und R_{31} des Widerstandsnetzwerks gleich den Klemmenwiderständen R_{12}^* , R_{23}^* und R_{31}^* des Widerstandsterns sein sollen. $R_{12} = R_{12}^*$ ist der zwischen den Klemmen 1 und 2 liegende Widerstand. Entsprechen-

des gilt für $R_{23} = R_{23}^*$ und $R_{31} = R_{31}^*$. Die Transformationsgleichungen der Stern-Dreieck-Transformation sind

$$R_k R'_k = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = R'_1 R'_2 + R'_2 R'_3 + R'_3 R'_1 \quad (13)$$

(mit $k = 1, 2, 3$).

Mit Gl. (13) kann das Widerstandsnetzwerk umkehrbar eindeutig in einen Widerstandstern umgeformt werden, ohne daß sich außerhalb der Klemmen 1, 2 und 3 etwas ändert.

Auf das Widerstandsnetzwerk R_2 , R_2^* , R_a mit den Eckpunkten 2', 2 und 1' wird die Stern-Dreieck-Transformation angewandt. Die Transformationsgleichungen nach Gl. (13) sind

$$R'_2 = \frac{R_2^* R_a}{R_2 + R_2^* + R_a}, \quad R'_2{}^* = \frac{R_2 R_a}{R_2 + R_2^* + R_a}, \quad R'_a = \frac{R_2 R_2^*}{R_2 + R_2^* + R_a} \quad (14)$$

Das Widerstandsnetzwerk 2', 2, 1' geht damit in den Widerstandstern 2', 2, 1' von Bild 7 über.

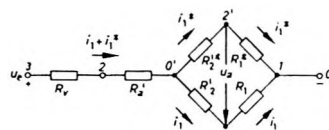


Bild 7. Umänderung der vereinfachten Spannungsersatzschaltung nach Bild 5 mittels Stern-Dreieck-Transformation

Der Umlauf über die Masche 0'—2'—1—1'—0' führt auf

$$(R_1^* + R'_2) i_1^* = (R_1 + R'_2) i_1 \quad (15)$$

Aus dem Umlauf über die Masche 3—2—0'—1'—1 folgt

$$u_a = (R_v + R'_a + R_1 + R'_2) i_1 + (R_v + R'_a) i_1^* \quad (16)$$

Mit Hilfe von Gl. (15) kann aus Gl. (16) entweder i_1 oder i_1^* eliminiert werden. Man erhält:

$$i_1 = \frac{(R_1^* + R'_2) u_e}{(R_v + R'_a)(R_1 + R'_2) + (R_1^* + R'_2^*)(R_v + R'_a + R_1 + R'_2)} \quad (17)$$

$$i_1^* = \frac{(R_1 + R'_2) u_e}{(R_v + R'_a)(R_1 + R'_2) + (R_1^* + R'_2^*)(R_v + R'_a + R_1 + R'_2)}$$

Für u_a ergibt sich aus

$$u_a = R_1^* i_1^* - R_1 i_1 \quad (18)$$

nach einer längeren Rechnung unter Beachtung von Gl. (14) die Beziehung

$$u_a = \frac{(R_1^* R_2^* - R_1 R_2) R_a \cdot u_e}{(R_1 + R_1^*)(R_2 + R_2^*) \left\{ R_v \left[1 + R_a \left(\frac{1}{R_1 + R_1^*} + \frac{1}{R_2 + R_2^*} \right) \right] + \frac{R_1 R_1^*}{R_1 + R_1^*} + \frac{R_2 R_2^*}{R_2 + R_2^*} + R_a \frac{(R_1 + R_2^*)(R_2 + R_1^*)}{(R_1 + R_1^*)(R_2 + R_2^*)} \right\}} \quad (19)$$

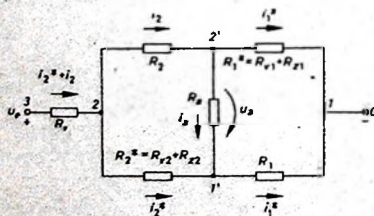


Bild 5. Vereinfachtes Spannungsersatzschaltbild der allgemeinen Zenerdiodenbrücke

Darin ist nach Gl. (12) $R_1^* = R_{v1} + R_{z1}$ und $R_2^* = R_{v2} + R_{z2}$. Für die Sonderfälle $R_v = 0$ und $R_a = \infty$ vereinfacht sich Gl. (19) etwas. Bei $R_v = 0$ und einem endlichen Widerstand R_a ergibt sich

$$u_a = \frac{(R_1^* R_2^* - R_1 R_2) R_a \cdot u_e}{R_1 R_2^* (R_2 + R_2^*) + R_2 R_2^* (R_1 + R_1^*) + R_a (R_1 + R_2^*)(R_2 + R_1^*)} \quad (20)$$

Im Grenzfall $R_a = \infty$ vereinfacht sich Gl. (20) zu

$$u_a = \frac{(R_1^* R_2^* - R_1 R_2) u_e}{(R_1 + R_2^*)(R_2 + R_1^*)} \quad (21)$$

$R_a = \infty$ bedeutet, daß der Brückenast 2'—1' unbelastet ist. Führt

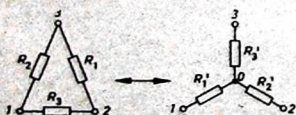


Bild 6. Stern-Dreieck-Transformation

man in Gl. (19) den Grenzübergang $\lim_{R_a \rightarrow \infty} u_a$ aus, so ergibt sich daraus

$$u_a = \frac{(R_1^* R_2^* - R_1 R_2) u_e}{R_v (R_1 + R_2 + R_1^* + R_2^*) + (R_1 + R_2^*) (R_2 + R_1^*)} \quad (22)$$

Die in Gl. (19) bis Gl. (21) auftretende Größe

$$D = R_1^* R_2^* - R_1 R_2 = (R_{v1} + R_{z1}) (R_{v2} + R_{z2}) - R_1 R_2 \quad (23)$$

ist dafür maßgebend, ob sich die dynamische Ausgangsspannung u_a der Zenerdiodenbrücke von Bild 2 gleichphasig ($D > 0$), gegenphasig ($D < 0$) oder überhaupt nicht ($D = 0$) mit der dynamischen Eingangsspannung u_e ändert.

Sollen mit der Zenerdiodenbrücke Spannungen stabilisiert werden, so wird der Fall $u_a = 0$, das heißt $D = 0$, angestrebt. $D = 0$ ist die bekannte Abgleichbedingung der Wheatstoneschen Brücke:

$$D = R_1^* R_2^* - R_1 R_2 = (R_{v1} + R_{z1}) (R_{v2} + R_{z2}) - R_1 R_2 = 0. \quad (24)$$

1.3. Glättungs- und Stabilisierungsfaktor der Zenerdiodenbrücke

In diesem Abschnitt werden der Glättungsfaktor G und der Stabilisierungsfaktor S für beliebige Stabilisierungsschaltungen definiert und für die Zenerdiodenbrücke von Bild 2 berechnet.

1.3.1. Der Glättungsfaktor G

Unter dem Glättungsfaktor G einer Stabilisierungsschaltung versteht man den Quotienten aus Eingangsspannungsänderung u_e und Ausgangsspannungsänderung u_a .

Nach dieser Definition folgt aus Gl. (19) die Beziehung

$$G = \frac{u_e}{u_a} = \frac{(R_1 + R_1^*) (R_2 + R_2^*) \left\{ R_v \left[1 + R_a \left(\frac{1}{R_1 + R_1^*} + \frac{1}{R_2 + R_2^*} \right) \right] + \frac{R_1 R_1^*}{R_1 + R_1^*} + \frac{R_2 R_2^*}{R_2 + R_2^*} + R_a \frac{(R_1 + R_2^*) (R_2 + R_1^*)}{(R_1 + R_1^*) (R_2 + R_2^*)} \right\}}{(R_1^* R_2^* - R_1 R_2) R_a} \quad (25)$$

Der Glättungsfaktor G wird um so größer, je größer die im Zähler von Gl. (25) stehende Funktion und je kleiner $D = R_1^* R_2^* - R_1 R_2$ ist. Für $D = 0$ wird der Glättungsfaktor unendlich groß. Durch geeignete Dimensionierung kann der Glättungsfaktor den geforderten Bedingungen angepaßt werden.

Nach der oben gegebenen Definition ist der Glättungsfaktor vorzeichenbehaftet.

$G > 0$ bedeutet, daß sich die Ausgangsspannung u_a phasengleich zur Eingangsspannung u_e ändert; $G < 0$ bedeutet, daß sich die Ausgangsspannung u_a gegenphasig zur Eingangsspannung u_e ändert; $G = \pm \infty$ bedeutet exakte Stabilisierung der Ausgangsspannung u_a .

1.3.2. Der Stabilisierungsfaktor S

Unter dem Stabilisierungsfaktor S einer Stabilisierungsschaltung versteht man den Quotienten aus der relativen Eingangsspannungsänderung u_e/U_e und der relativen Ausgangsspannungsänderung u_a/U_a , also das Verhältnis

$$S = \frac{u_e/U_e}{u_a/U_a} = G \frac{U_a}{U_e} \quad (26)$$

Der Quotient U_a/U_e in Gl. (26) kann aus Gl. (10) berechnet werden.

1.3.3. Experimentelle Bestimmung des Glättungs- und des Stabilisierungsfaktors

Der Glättungsfaktor G und der Stabilisierungsfaktor S einer Zenerdioden-Stabilisierungsschaltung lassen sich sehr einfach experimentell bestimmen.

Bei der Bestimmung des Glättungsfaktors G wird der Nenn-Eingangsspannung U_e der Stabilisierungsschaltung eine Wechsellspannung $u_e(t) = \hat{u}_e \sin \omega t$ mit einer Scheitelspannung \hat{u}_e überlagert. Die Scheitelspannung \hat{u}_e soll kleiner sein als die maximal zulässige Eingangsspannungsänderung $|u_a|_{\max}$. Der Nenn-Ausgangsspannung U_a ist dann eine Wechsellspannung $u_a(t) = \hat{u}_a \sin \omega t$ mit der Scheitelspannung \hat{u}_a überlagert. Mißt man \hat{u}_a und \hat{u}_e oder deren Effektivwerte mit einem Röhrevoltmeter, Oszillografen usw., so ergibt der daraus ermittelte Quotient den Betrag des Glättungsfaktors

$$|G| = \hat{u}_e / \hat{u}_a$$

Auf die gleiche Weise kann eine Zenerdioden-Brückenschaltung abgeglichen werden. Mit Hilfe eines eingefügten Regelwiderstandes kann die Brücke auf maximale Stabilisation eingestellt werden. Hat die Wechsellspannungsspitze \hat{u}_a ihr Minimum erreicht, so ist die Brücke am günstigsten kompensiert. In der Brückenschaltung nach Bild 12 ist zum Beispiel einer der Widerstände R_1 und R_{v2} ein Einstellwiderstand. In der Brückenschaltung nach Bild 13 kommen dafür die Widerstände R_1 , R_2 , R_{v1} und R_{v2} in Frage. Meistens ist einer der Widerstände R_{v1} und R_{v2} gleich Null. Ist zum Beispiel $R_{v2} = 0$, so wird R_{v1} als Regelwiderstand ausgebildet und damit der Abgleich durchgeführt.

Für die Berechnung des Stabilisierungsfaktors S muß neben dem Glättungsfaktor G nach Gl. (26) auch noch der Quotient aus der Ausgangs-Nennspannung U_a und der Eingangs-Nennspannung U_e bekannt sein. U_e und U_a können durch eine Gleichspannungsmessung bestimmt werden.

2. Spezialfälle der allgemeinen Zenerdiodenbrücke

Aus der allgemeinen Theorie der Zenerdioden-Brückenschaltung nach Bild 2 ergeben sich in einfacher Weise die Stabilisierungseigenschaften einer Vielzahl von bekannten Stabilisierungsschaltungen als Spezialfälle. In den Ergebnissen des Abschnittes 1. sind folgende Zenerdioden-Stabilisierungsschaltungen enthalten: *Einfachstabilisierung*, *Doppelstabilisierung* (*Kaskadenstabilisierung*), *Brückenstabilisierung mit einer oder zwei Zenerdioden*, *Brückenschaltung zur Messung kleiner Spannungsdifferenzen*.

Diese Spezialfälle werden der Reihe nach besprochen.

2.1. Einfachstabilisierung

Wird

$$R_{v1} = \infty, R_{v2} = 0, R_1 = R_2 = 0, U_{z1} = 0, R_{z1} = 0 \quad (27)$$

gesetzt, so erhält man unter Beachtung von

$$R_1^* = R_{v1} + R_{z1} = \infty, R_2^* = R_{v2} + R_{z2} = R_{z2} \quad (28)$$

aus der allgemeinen Zenerdiodenbrücke (Bild 2) die im Bild 8 dargestellte einfachstabilisierende Schaltung. Da nach Gl. (27) sowohl

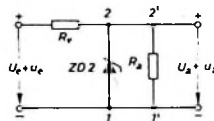
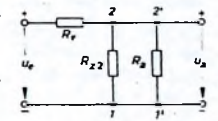


Bild 8. Einfachstabilisierende Schaltung

Bild 9. Spannungsersatzschaltung zu Bild 8



die Zenerspannung U_{z1} als auch der dynamische Innenwiderstand R_{z1} der Zenerdiode $ZD 1$ gleich Null sein sollen, ist die Zenerdiode $ZD 1$ kurzgeschlossen, also nicht wirksam.

Die stationäre Ausgangsspannung U_a der Schaltung im Bild 8 ist gleich der Zenerspannung der Zenerdiode $ZD 2$ im gewählten Arbeitspunkt. Es ist

$$U_a = U_{z2} \quad (29)$$

Dieses Ergebnis erhält man auch rechnerisch aus Gl. (10), wenn zunächst der Grenzübergang $R_{v1} \rightarrow \infty$ durchgeführt und dann Gl. (27) berücksichtigt wird.

Aus Gl. (19) erhält man nach Ausführung des Grenzübergangs $R_{v1} \rightarrow \infty$ und mit Hilfe der Bedingungsgleichungen Gl. (27)

$$u_a = \frac{u_e}{1 + R_v \left(\frac{1}{R_{z2}} + \frac{1}{R_a} \right)} = \frac{u_e}{G} \quad (30)$$

Die Stabilisierungswirkung ist um so größer, je größer R_v und je kleiner der dynamische Innenwiderstand R_{z2} der Zenerdiode $ZD 2$ ist. Der wichtigste Sonderfall ist $R_a \gg R_{z2}$.

Bild 9 zeigt das Ersatzschaltbild zu Bild 8.

2.1.1. Der Sonderfall $R_a \gg R_{z2}$

Der Belastungswiderstand R_a ist immer groß gegenüber dem dynamischen Innenwiderstand R_{z2} der Zenerdiode ZD 2. Aus Gl. (30) folgt unter Beachtung der Bedingung $R_a \gg R_{z2}$ die Beziehung

$$u_a = \frac{R_{z2}}{R_{z2} + R_v} u_e = \frac{u_e}{G} \quad (31)$$

Aus Gl. (31) ersieht man, daß im Interesse einer guten Stabilisierung der Vorwiderstand R_v groß gegenüber dem Innenwiderstand R_{z2} der Zenerdiode ZD 2 sein muß:

$$R_v \gg R_{z2} \quad (32)$$

2.2. Doppelstabilisierung (Kaskadenstabilisierung)

Der Sonderfall

$$R_{v1} = R_{v2} = 0, \\ R_1 = 0, R_2 > 0, U_{z1} > 0, U_{z2} > 0, R_{z1} > 0, R_{z2} > 0 \quad (33)$$

führt unter Beachtung von

$$R_1^* = R_{z1}, R_2^* = R_{z2} \quad (34)$$

die allgemeine Zenerdiodenbrücke (Bild 2) in die im Bild 10 dargestellte doppelstabilisierende Schaltung über. Aus Gl. (10) folgt

$$U_a = U_{z1} \quad (35)$$

Bild 11 zeigt das Ersatzschaltbild der doppelstabilisierenden Schaltung nach Bild 10.

Gl. (19) geht unter Beachtung von Gl. (33) und Gl. (34) über in

$$u_a = \frac{R_{z2} R_a \cdot u_e}{R_v \left[R_2 + R_{z2} + R_a \left(1 + \frac{R_2 + R_{z2}}{R_{z1}} \right) \right] + R_{z2} \left(R_2 + R_a \frac{R_2 + R_{z1}}{R_{z1}} \right)} = \frac{u_e}{G} \quad (36)$$

R_{z1} und R_{z2} sind klein im Vergleich zu R_v , R_2 und R_a . Dadurch vereinfacht sich Gl. (36) wesentlich.

Sowohl für $R_{z1} = 0$ als auch für $R_{z2} = 0$ wird $u_a = 0$. Dieses Ergebnis ist selbstverständlich, weil dann die Zenerdioden ZD 1 und ZD 2 wie ideale Spannungsquellen der EMK U_{z1} beziehungsweise U_{z2} mit dem Innenwiderstand Null wirken.

2.2.2. R_v, R_2 und $R_a \gg R_{z1}, R_{z2}$

In der Praxis ist immer

$$R_v, R_2, R_a \gg R_{z1}, R_{z2} \quad (40)$$

erfüllt. Für u_a ergibt sich wieder Gl. (39).

2.3. Brückenstabilisierung mit einer Zenerdiode

Denkt man sich die Zenerdiode ZD 2 im Bild 2 kurzgeschlossen ($U_{z2} = 0, R_{z2} = 0$) und die Bedingungen

$$R_{v1} = 0, R_{v2} > 0, U_{z2} = 0, R_{z2} = 0 \quad (41)$$

erfüllt, so ergibt sich wegen

$$R_1^* = R_{z1}, R_2^* = R_{v2} \quad (42)$$

die im Bild 12 dargestellte Brücken-Stabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode (ZD 1).



Bild 12. Brückenstabilisierung mit einer Zenerdiode

Aus Gl. (10) folgt unter Beachtung von Gl. (41) und Gl. (42) die stationäre Ausgangsspannung

$$U_a = \frac{\left(1 + \frac{R_v}{R_2} \cdot \frac{R_2 + R_{v2}}{R_1 + R_{v2}} \right) U_{z1} - \frac{R_2}{R_1 + R_{v2}} U_e}{1 + R_v \left(\frac{1}{R_1 + R_{v2}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_a} \right) + \frac{1}{R_a} \cdot \frac{R_1 R_{v2}}{R_1 + R_{v2}}} \quad (43)$$

Das Vorzeichen der im Zähler von Gl. (43) stehenden Funktion

$$F = \left(1 + \frac{R_v}{R_2} \cdot \frac{R_2 + R_{v2}}{R_1 + R_{v2}} \right) U_{z1} - \frac{R_2}{R_1 + R_{v2}} U_e \quad (44)$$

entscheidet darüber, ob die stationäre Ausgangsspannung U_a der Brücke größer als Null, kleiner als Null oder gleich Null ist.

Für die praktisch wichtigen Spezialfälle $R_v = 0$ beziehungsweise $R_a \rightarrow \infty$ vereinfacht sich Gl. (43).

$$R_v = 0:$$

$$U_a = \frac{U_{z1} - \frac{R_2}{R_1 + R_{v2}} U_e}{1 + \frac{1}{R_a} \cdot \frac{R_1 R_{v2}}{R_1 + R_{v2}}} \quad (45)$$

$$R_a \rightarrow \infty:$$

$$U_a = \frac{\left(1 + \frac{R_v}{R_2} \cdot \frac{R_2 + R_{v2}}{R_1 + R_{v2}} \right) U_{z1} - \frac{R_2}{R_1 + R_{v2}} U_e}{1 + R_v \left(\frac{1}{R_1 + R_{v2}} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (46)$$

Gl. (19) geht unter Beachtung von Gl. (41) und Gl. (42) über in

$$u_a = \frac{(R_{z1} R_{v2} - R_1 R_2) R_a \cdot u_e}{(R_1 + R_{z1})(R_2 + R_{v2}) \left\{ R_v \left[1 + R_a \left(\frac{1}{R_1 + R_{z1}} + \frac{1}{R_2 + R_{v2}} \right) \right] + \frac{R_1 R_{z1}}{R_1 + R_{z1}} + \frac{R_2 R_{v2}}{R_2 + R_{v2}} + R_a \frac{(R_1 + R_{v2})(R_2 + R_{z1})}{(R_1 + R_{z1})(R_2 + R_{v2})} \right\}} \quad (47)$$

Damit die Zenerdiode ZD 1 im Zenerbereich arbeitet, muß die Bedingung

$$U_{z2} > U_{z1} \quad (37)$$

erfüllt sein.

2.2.1. Der Sonderfall $R_a \rightarrow \infty$

Wird in Gl. (36) der Grenzübergang $R_a \rightarrow \infty$ durchgeführt, so folgt

$$u_a = \frac{R_{z2} \cdot u_e}{R_v \left(1 + \frac{R_2 + R_{z2}}{R_{z1}} \right) + \frac{R_{z2}}{R_{z1}} (R_2 + R_{z1})} = \frac{u_e}{G} \quad (38)$$

R_{z1} und R_{z2} können gegenüber R_2 vernachlässigt werden, wodurch eine weitere Vereinfachung von Gl. (38) eintritt:

$$u_a = \frac{R_{z1} R_{z2} \cdot u_e}{R_v R_2} \quad (39)$$

Das Vorzeichen von

$$D = R_{z1} R_{v2} - R_1 R_2 \quad (48)$$

ist dafür maßgebend, ob sich u_a gleich- oder gegenphasig mit u_e ändert. Für $D = 0$, das heißt

$$R_{z1} R_{v2} = R_1 R_2, \quad (49)$$

ist u_a identisch Null. Die Brücke stabilisiert dann exakt. Durch geeignete Wahl von R_{v2} , wobei gewöhnlich $R_1 = R_2$ ist, kann der dynamische Innenwiderstand R_{z1} der Zenerdiode ZD 1 durch Erfüllung der Bedingungsgleichung Gl. (48) kompensiert werden.

Die Sonderfälle $R_v = 0$ und $R_a \rightarrow \infty$ sind schon in Gl. (20) beziehungsweise (22) enthalten. Sie können daraus unter Beachtung von Gl. (41) und (42) beziehungsweise direkt aus Gl. (46) hergeleitet werden.

Soll die Brücke nach Bild 12 zur Spannungsstabilisierung dienen, so wird $R_v = 0$ gewählt. (Wird fortgesetzt)

Neues Empfangsantennen-Zubehör

Über Neuheiten an Empfangsantennen für die Fernsehbereiche I, III und IV/V wurde im Heft 14/1963, S. 496-498, berichtet. Eine Antennenanlage erfordert aber immer noch eine ganze Menge Zubehör. Auch dabei gibt es ständig Neues. So brachte Hirschmann kürzlich einen Mast mit drei steckbaren Standrohren „Stema 3“ (Ober- und Unterteil, 32 mm ϕ , 1,5 mm Wanddicke), „Stema 4“ (Mittelteil, 42 mm ϕ , 2 mm Wanddicke) und „Stema 5“ (Unterteil, 50 mm ϕ , 2 mm Wanddicke) heraus. Die Rohrenden sind so weit aufgeweitet beziehungsweise eingezogen, daß sie tief in das Rohr der nächsten Größe eingreifen. Jedes Rohr ist 2 m lang. Zusammengesetzt ergeben die drei Rohre ein Standrohr von 5,7 m Länge. Mit zwei Rohren (Ober- oder Unterteil weglassen) hat das Standrohr eine Länge von 3,85 m. Gegen Verdrehen sind die Rohre durch eine Schraube gesichert. Bei dem ebenfalls neuen Hirschmann-Standrohr „Stema 42/200“ (2 m lang, 42 mm ϕ , 2 mm Wanddicke) sind die Enden so aufgeweitet beziehungsweise eingezogen, daß sie auf ein zweites gleichartiges Rohr passen. Auch dieses Standrohr hat eine Verdrehungssicherung.

Eine besonders kleine Rohrbefestigungsschelle von Kathrein für 42-mm- und 48-mm-Rohre ist sehr schmal; sie kann sowohl an stark geneigten Dachbalken als auch an waagerechten Balken befestigt werden.

Auch das Schniewindt-Lieferprogramm enthält eine neue Mastschelle, und zwar die Dreh-Mastschelle „MA 1“. Diese Schelle hat eine Verstellbarkeit bis 360° und ist für Rohre bis zu 70 mm ϕ sehr vielseitig verwendbar (zum Beispiel als Mastschelle, als Kreuzschelle, als Mastbefestigungs- und Mastverlängerungsschelle oder auch als Universalschelle zur Befestigung von Masten an beliebig geneigtem Gebäck).

Seinen Blitzschutz verbesserte Kathrein. Band-, Schlauch- oder Schaumstoffleitungen brauchen beim Einlegen nicht mehr isoliert zu werden; beim Aufschrauben der Kappe greifen Zahnreihen tief durch die Isolation der Leitung und stellen den erforderlichen Kontakt her.

Praktisch ist ein neuer kleiner Zimmerisolator „Rac 3“ von Hirschmann. Er besteht aus zwei Spannschenkeln, zwischen denen wahlweise Band- oder Schlauchkabel verschiedenen Durchmessers rutsch-

bau und die Arbeitsweise solcher Rotoren berichtet. Bei den auf dem deutschen Markt erhältlichen Geräten handelt es sich dabei meistens um bewährte ausländische Ausführungen, die von Antennen- oder Versandfirmen in das Vertriebsprogramm übernommen wurden (Preis etwa um 200 DM). So sah man auf der letzten Hannover-Messe auch noch den Antennenrotor „TR-2 A“ (Cornell-Dubilier, USA). Die Anlage besteht (ebenso wie die beschriebenen Ausführungen) aus einem motorgetriebenen Rotor (Wechselstrommotor mit Kondensatoranlauf, 24 V), dessen Unterteil fest auf den Antennenmast aufgesetzt wird. Der drehbare Oberteil trägt das Antennenrohr. Es können Masten und Rohre zwischen 22 und 50 mm ϕ eingespannt werden. Die Betätigung erfolgt mittels eines in der Nähe des Empfängers untergebrachten Steuergerätes (Abmessungen 14 cm \times 9 cm \times 12 cm). Beim Drücken der rechten Seite einer Wippe des Steuergerätes dreht sich der Rotor im Uhrzeigersinn, beim Drücken der linken Seite der Wippe entgegengesetzt. Wird die Wippe gerade heruntergedrückt, dann leuchtet in einem Windrosenfeld einer der Buchstaben N, O, S, W oder es leuchten zwei Buchstaben NO, SW usw. auf. Der Rotor dreht sich um 375°, die Endstellung (zusätzliches Leuchtfeld „Ende“) ist normalerweise die Nordrichtung, kann aber auch auf jede andere Richtung einjustiert werden. Da zur Drehung um 375° etwa 60 Sekunden benötigt werden, läßt sich die für den Empfang günstigste Antennenstellung gut erkennen. Der Antennenrotor „TR-2 A“ wiegt 4 kg. Er hat drei Halteösen für die eventuell notwendige Abspannung des Mastes. Lasten bis etwa 70 kg lassen sich mit dem Rotor gut schwenken (die Leistung reicht also selbst zum Drehen umfangreicher Kurzwellen-Amateurantennen aus).

Der Betrieb des Rotors erfolgt über einen im Steuergerät untergebrachten Transformator aus dem Wechselstromnetz 220 V (Netzstecker am Steuergerät). Die Leistungsaufnahme ist etwa 60 W. Für die Verbindung des Rotors mit dem Steuergerät ist ein achtadriges wetterfestes Kabel (farbig gekennzeichnete Adern) zu verwenden.

Antennenweichen

Mehrere Einzelantennen einer Antennenanlage dürfen sich gegenseitig nicht beeinflussen. Die Zusammenschaltung verschiedener Kanal- oder Bereichantennen auf eine einzige Niederführung und die spätere Trennung der Frequenzbereiche vor den Empfängern erfordert bei den vielen Kombinationsmöglichkeiten eine Unzahl von Weichenausführungen. Bei Anlagen mit wenigen Einzelantennen versucht man, mit kleinen Einbauweichen auszukommen, die beispielsweise in das Anschlußkästchen der UHF-Antenne eingesetzt werden. Für größere Anlagen geht die Tendenz dahin, zumindest bei den einzelnen Firmen leicht montierbare Einheits-Weichengehäuse für Mast- und Unterdach-Montage zu schaffen, die je nach den Erfordernissen der Anlage mit der geeigneten Weichenkombination bestückt werden.

Neu schuf auch Fuba für ihr reichhaltiges Weichenprogramm ein einheitliches neues Weichengehäuse mit einrastendem Schieberdeckel. Eine Spezialergänzung der Wei-

chen dieser Firma ist im übrigen das Antennenkombinationsfilter „AKF 803“ zur Trennung der UKML-Frequenzen von den VHF-Bereichen I und III sowie den UHF-Bereichen IV/V (Dämpfung über alle Bereiche gemittelt etwa 1,5 dB). Dieses Kombinationsfilter läßt sich an der Rückwand des Fernsehempfängers befestigen.

Bei Siemens ist eine Universalweiche „SAZ 7051“. Sie ist für den Bereich I (Zusammenschaltung von Antennen, Verstärkern und Umsetzern im Bereich I mit anderen Verstärkern im Bereich I) nach dem Richtkopplerprinzip aufgebaut, wodurch eine Belegung von Nachbarkanälen möglich ist. Im Bereich I hat sie eine Durchlaßdämpfung von 1,5 dB und eine Anschlußdämpfung von 6,5 dB. Auf Grund ihrer elektrischen Werte in den Bereichen II und III (Durchlaßdämpfung 2,5 dB beziehungsweise 1,2 dB; Anschlußdämpfung 2,5 dB beziehungsweise 10 dB) läßt sie sich auch gut in diesen Bereichen verwenden.

Die neue Einbau-Bereichweiche „DH 01“ von Wisi ist zum Einsatz in das Antennenanschlußkästchen aller Bereich-IV/V-Antennen von Wisi ausgelegt und dient zum Zusammenschalten einer Bereich-I- oder Bereich-III-Antenne mit der Bereich-IV/V-Antenne. In einem neuartigen Gehäuse für Mast- oder Unterdach-Montage gibt es bei Wisi jetzt auch eine neue „DB“-Serie von Antennenweichen. Einige weitere neue Bereichweichen, Kanalweichen und eine neue Umwegweiche zum nachträglichen Anbau an UHF-Antennenverstärker runden das Weichenbauprogramm von Wisi ab.

Telo wartet mit einem ganz neuen Programm von Kombinationsweichen auf, die universell am Mast oder unter Dach montiert werden können (Grundausführung für 60 Ohm Ein- und Ausgang; Einsetzen eines Einbau-Symmetrierübertragers für Band- oder Schlauchleitung möglich).

Bei Zehnder sind einige neue Einbauweichen zu finden. So ist eine Einbau-Mehrbereichweiche mit dämpfungsarmen, abstimmbaren Saugkreisen für die Zusammenschaltung einer Antenne im Bereich IV mit einer Antenne im Bereich V bestimmt (Durchlaßdämpfung 1...2 dB, Sperrdämpfung 17...25 dB). Mit den gleichen Saugkreisen ist auch eine Einbau-Kanalweiche aufgebaut, die bei einem Mindestabstand von 2 Kanalbreiten die Zusammenschaltung von zwei Antennen im Bereich IV/V ermöglicht (Durchlaßdämpfung 1...2 dB, Sperrdämpfung 20...25 dB). Gleichfalls neu ist bei Zehnder eine Einbau-Allkanalweiche, die mit einer Leitungskombination arbeitet. Diese Weichen gibt es für den Bereich III und den Bereich IV/V. Beliebige Antennen in diesen Bereichen – auch solche in Nachbarkanälen – sind damit zusammenzuschalten (Durchgangsdämpfung 3...4 dB, Beeinflussungsdämpfung von einer Antenne zur anderen größer als



Der Zimmerisolator „Rac 3“ von Hirschmann mit ineinandergleitenden Schenkeln

fest eingespannt wird. Ein Schaft des oberen Schenkels umschließt fest den Nagel und ist in einer Hülse des unteren Schenkels geführt.

Für den Empfang von mehreren aus verschiedenen Richtungen einfallenden Sendern mit einer Antenne für einen einzigen Bereich oder mit einer nicht verstellbaren Kombinationsantenne muß auf einen Antennenrotor zurückgegriffen werden. In FUNK-TECHNIK Bd.15 (1960) Nr. 4, S. 105 bis 106, wurde ausführlich über den Auf-

Einfache Einbau-Allkanalweiche mit Leitungskombination von Zehnder



25 dB). Da für die letztgenannte Weiche keine frequenzbestimmenden Bauteile verwendet werden, läßt sie sich nur dort einsetzen, wo die Antenne keine Reflexionsstörungen im Frequenzbereich der anderen Antenne aufnimmt.

Der neue Überwachungszosillograf »HO-10« für Amateursender

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 14, S. 511

9. Der „HO-10“ im praktischen Einsatz

Wie schon aus der Beschreibung hervorgeht, wurde der „HO-10“ speziell für die Überwachung von Amateursendern ausgelegt. Seine Handhabung ist daher sehr einfach, und die Bedienungsknöpfe sind deutlich beschriftet. Es soll nun die praktische Anwendung des Gerätes beschrieben werden. An Hand von Oszillogrammen werden dabei die häufig bei AM- und SSB-Sendern auftretenden Fehler zur Sprache kommen.

Sämtliche HF- und NF-Verbindungen zwischen Sender und „HO-10“ müssen abgeschirmt sein. Nach Durchführung der nachstehend beschriebenen Zusammenschaltungen sind die Regler für Helligkeit (R 45), Bildscharfe (R 48), horizontale (R 9) und vertikale Bildverschiebung (R 14) einzustellen. Je nach dem Bildmuster sind die Kippfrequenz (R 21) sowie die Vertikalverstärkung (R 3) und die Horizontalverstärkung (R 20) einzuregulieren. Es wird

auf diese eigentlich selbstverständlichen Dinge im folgenden nicht mehr hingewiesen.

9.1. Umhüllungskurven

Der Senderausgang (50 ... 75 Ohm) ist durch ein möglichst kurzes Koaxialkabel mit Bu 5 zu verbinden. Der Bu 5 parallel geschaltete Eingang Bu 6 wird mit einem Belastungswiderstand (50 ... 75 Ohm) als „künstliche Antenne“ abgeschlossen. (Eine „künstliche Antenne“ wird für diesen Zweck von Heath unter der Bezeichnung „Cantenna HN 31“ geliefert. Während des Sendebetriebs ist an Bu 6 natürlich die Stationsantenne mit 50 ... 75 Ohm Fußpunktswiderstand angeschlossen.) Schließlich verbindet man noch den Tonfrequenzgang Bu 7 mit dem Mikrofoneingang des Senders. Die horizontale Ablenkung besorgt der eingebaute Kippgenerator (Schalter S 1 auf Stellung „Sinus“).

Bei AM, DSB und SSB mit zugesetztem Träger wird mit dem 1-kHz-Ton moduliert (Bilder 4, 5, 6, 7, 8).

Bei SSB erfolgt die Modulation zunächst mit dem 1-kHz-Ton. Damit werden unter anderem Seitenbandunterdrückung und Trägerunterdrückung kontrolliert (Bilder 9, 10, 11, 12, 13). Zur sicheren Vermeidung von Übersteuerungen und den sich daraus ergebenden Fehloszillogrammen wählt man am besten eine nur etwa 50prozentige Modulation (der Anodenstrom darf dann nur auf etwa das 2- bis 3fache des Anodenruhestroms ansteigen). Zur Kontrolle der Linearität und der Aussteuerung (Übermodulation) des SSB-Senders wird S 2 auf „2-Ton“ umgeschaltet (Bild 14). Während des SSB-Sendebetriebs erfolgt die Überwachung mit der Sprachmodulation; an den Verstärkereingang des Senders wird dann wieder das Mikrofon angeschlossen (Bilder 15, 16).

9.2. NF-Trapeze und NF-Doppeldreiecke

Aus dem NF-Trapez und dem NF-Doppeldreieck sind außer Übermodulation in der NF- und HF-Endstufe besonders deutlich Linearitätsfehler zu erkennen.

Der Senderausgang ist wie unter 9.1. mit dem „HO-10“ zusammenzuschalten. Der Tongeneratortausgang (Bu 7) ist ebenfalls wieder mit dem Mikrofoneingang des Senders und der Ausgang des Modulationsverstärkers (bei der NF-Endstufe) mit dem Eingang des Horizontalverstärkers (Bu 3) am Monitor zu verbinden. S 1 ist auf „NF-Trapez“ und S 2 auf „1 kHz“ um-

zuschalten. Bei AM wird die NF-Spannung an der Sekundärseite des Modulationstransformators über einen Spannungsteiler abgegriffen, damit keine zu hohe Wechselspannung auf den Eingang des Horizontalverstärkers kommen kann. Bei Anoden-Schirmgitter-Modulation empfiehlt sich ein Spannungsteiler von 100 kOhm + 5 kOhm. Die NF-Spannung ist am Verbindungspunkt über einen Kondensator von 0,1 µF zu entnehmen. Da bei SSB-Sendern die NF-Ausgangsspannungen wesentlich niedriger sind, erübrigt sich ein Spannungsteiler, und die Entnahme der NF-Ausgangsspannung erfolgt direkt am Verstärkerausgang.

Die Bilder 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24 zeigen NF-Trapeze, die für AM, SSB und DSB mit zugesetztem Träger gültig sind.

Während bei unmoduliertem AM-Sender auf dem Schirm ein senkrechter Strich, der Träger, sichtbar wird, ergibt sich bei unmoduliertem SSB-Sender infolge fehlender HF-Austrahlung nur ein Punkt. Um ein Einbrennen auf dem Leuchtschirm zu verhindern, wird dieser mit Hilfe der Brennpunktfalle (s. Abschnitt 6.) aus dem Bildschirm abgelenkt. Durch Ziehen des Bedienungsknopfes für das Potentiometer R 21 (Bild 1) wird S 3 betätigt und die Brennpunktfalle eingeschaltet. Zur Aufnahme von Doppeldreiecken bei SSB ist weiterhin S 2 auf „1 kHz“ zu stellen. Bei moduliertem SSB-Sender werden dann zwei mit den Spitzen zusammenstoßende Dreiecke sichtbar (Bilder 25, 26, 27, 28, 29, 30).

9.3. HF-Trapeze

Der „HO-10“ kann auch zur Überprüfung der Linearität von Linearverstärkern verwendet werden. Es wird dann das HF-Ausgangssignal des Steuersenders mit dem Ausgangssignal des Linearverstärkers verglichen. Das oszillografisierte HF-Trapez bezieht sich nur auf den Linearverstärker. Eine Überprüfung des Steuersendersignals ist hierbei nicht möglich.

Es sind folgende Schaltmaßnahmen durchzuführen: Der Antennenanschluß des Linearverstärkers ist mit Bu 5 zu verbinden. Der Bu 5 parallel geschaltete HF-Eingang Bu 6 wird wiederum mit der künstlichen Antenne abgeschlossen (s. Abschnitt 9.1). Bu 5 und Bu 6 werden mit dem HF-Ausgang des Steuersenders und mit dem HF-Eingang des Linearverstärkers verbunden. Das Ausgangssignal des Zweitongenerators an Bu 7 (S 2 auf Schalterstellung „2-Ton“) ist dem Mikrofoneingang des Steuersenders zuzuführen. S 1 bekommt die Stellung „HF-Trapez“.

Bild 22 zeigt beispielsweise das Oszillogramm einer Endstufe, die eine schlechte Linearität hat.

9.4. CW-Oszillogramme

Die Tastung eines Senders kann ebenfalls oszillografisch kontrolliert werden. Dazu ist der Senderausgang wie im Abschnitt 9.1. mit dem „HO-10“ zusammenzuschalten. Zur Horizontalablenkung wird der eingebaute Kippgenerator eingesetzt (S 1 auf Schalterstellung „Sinus“).

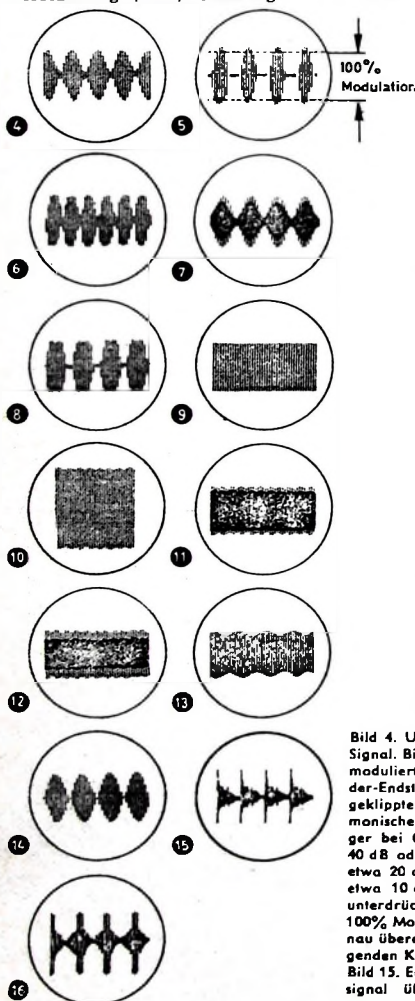
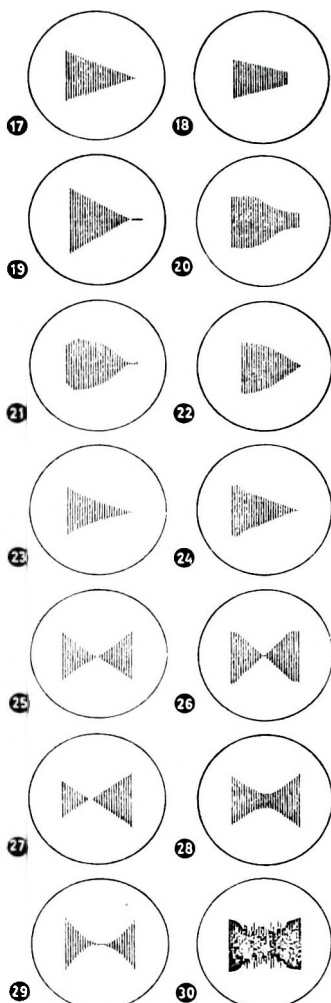


Bild 4. Umhüllungskurve bei 100% Modulation, einwandfreies Signal. Bild 5. Modulation > 100%. Bild 6. Nichtlinearität in der modulierten HF-Stufe. Bild 7. UKW-Schwingungen in der Sender-Endstufe. Bild 8. Übersteuertes Modulationsverstärker oder geklippte Sprachmodulation mit mangelhafter Filterung der Harmonischen. Bild 9. Einwandfreies SSB-Signal, sauberer CW-Träger bei CW-Betrieb. Bild 10. Seitenbandunterdrückung etwa 40 dB oder etwas weniger. Bild 11. Seitenbandunterdrückung etwa 20 dB oder darunter. Bild 12. Seitenbandunterdrückung etwa 10 dB oder weniger. Bild 13. SSB-Signal mit schlecht unterdrücktem Träger. Bild 14. Einwandfreies SSB-Signal mit 100% Modulation; die Amplituden des 1-kHz-Tons stimmen genau überein (bei unterschiedlicher Höhe der nebeneinander liegenden Kurvenzüge sind R 29, R 35 entsprechend einzuregulieren). Bild 15. Einwandfreies SSB-Sprachsignal. Bild 16. Durch Sprachsignal übersteuertes Sender, Mikrofonregler zurückdrehen



Die Bilder 9, 31, 32, 33, 34 zeigen Oszillogramme von CW-Signalen verschiedener Güte.

9.5. Signale der Gegenstation

Mit dem „HO-10“ lassen sich unter Verwendung des Stationenempfängers auch die Signale der Gegenstation sichtbar machen. In den stark belegten Bändern ist jedoch vielfach eine einwandfreie Beurteilung nicht möglich. Derartige Untersuchungen sollten bei Stationen im Nahbereich auf den Bändern 10 m, 15 m, 20 m in Zeiten vorgenommen werden, in denen keine DX-Verbindungen möglich sind. Die Beobachtungen werden wesentlich erleichtert, wenn die Gegenstation mit einem

Bild 17. Gute Linearität und 100% Modulation, einwandfreies Signal. Bild 18. Weniger als 100% Modulation, einwandfreie Funktion. Bild 19. Mehr als 100% Modulation. Bild 20. Fehlanpassung bei der Modulation. Bild 21. Übersteuerter Modulationsverstärker (zu geringe NF-Ausgangsleistung). Bild 22. Schlechte Linearität der Endstufe bei falsch gewähltem Arbeitspunkt, auch fehlerhafte Antennenanpassung. Bild 23. Schlechte Linearität, unsaubere Neutralisation. Bild 24. Parasitäre Schwingungen bei Modulationsspitzen. Bild 25. Gute Linearität, einwandfreies Signal. Bild 26. Spitzen leicht begrenzt infolge Übersteuerung (Gitarstrom) der Endröhre, fehlerhafter Antennenanpassung oder Selbst-erregung der Endstufe. Bild 27. Schlechte Trägerunterdrückung, hervorgerufen durch die Modulation im Balance-modulator (Übermodulation). Bild 28. Schlechte Trägerunterdrückung bei verstimmtem Balance-modulator. Bild 29. Schlechte Linearität, da der Arbeitspunkt auf dem gekrümmten Teil der Röhrenkennlinie liegt (infolge zu hoher Gittervorspannung der Endstufe oder zu hoher Anoden- und Gittervorspannung der PA-Röhre); aber auch Selbst-erregung bei mangelhafter Neutralisation kann die Ursache sein. Bild 30. Parasitäre Schwingungen

reinen Sinuston moduliert, so daß dann ein konstantes Empfangssignal zur Verfügung steht. Im übrigen können auch gewisse Verformungen der Oszillogramme vom Empfänger selbst herrühren. Darauf wird im folgenden noch eingegangen.

Bei dem verwendeten Empfänger muß die Zwischenfrequenz unter 500 kHz liegen, was bei den meisten Geräten auch der Fall ist. Es sind folgende Schaltmaßnahmen erforderlich: Die HF-Spannung wird am Gitter der letzten ZF-Stufe (notfalls auch an der Anode) über einen kleinen Kondensator von 5 ... 15 pF entnommen und Bu 4 zugeführt. Die dadurch bedingte leichte Verstärkung des ZF-Kreises macht eine Nachstimmung erforderlich. Für die horizontale Ablenkung ist der eingebaute Kippgenerator zu benutzen (S 1 auf Schalterstellung „Sinus“).

Bei der Auswertung der Oszillogramme ist zu beachten, daß im Empfänger gewisse Verformungen der ankommenden Signale eintreten können, die von der automatischen Schwundregelung (AVC) und einer zu schmalen ZF-Bandbreite herrühren. Es ist daher oft zweckmäßig, die AVC abzuschalten und die HF-Verstärkung von Hand zurückzuregulieren, um Übersteuerungen der Eingangsstufe, Begrenzungen usw. sicher zu vermeiden. Dadurch werden Abflachungen der Kurvenzüge weitgehend vermieden (Bild 32). Die weiteren Beispiele sollen nun den Einfluß der Bandbreite des Empfängers auf ein einwandfrei ausgestrahltes Signal zeigen. Ein Signal kann nämlich nur originalgetreu wiedergegeben werden, wenn die Empfängerbandbreite gleich oder größer als die zehnfache Modulationsfrequenz ist. Es wird also ein 300-Hz-Ton bei 3 kHz Bandbreite noch einwandfrei übertragen (Bild 35). Gut läßt sich dies bei einem SSB-Sprachsignal beobachten (Bild 36). Es besteht aber durchaus die Möglichkeit, daß ein fehlerhaftes oder begrenztes Senderausgangssignal (Bild 37a) bei 3 kHz Empfängerbandbreite zwar einwandfrei erscheint (Bild 37b), bei 6 kHz Empfängerbandbreite jedoch das verzerrte Sendersignal (Bild 37c) und bei 16 kHz Empfängerbandbreite wieder das geklippte Signal der Originalsendung (Bild 37d) sichtbar wird. Man ersieht aus diesen Beispielen, daß bei der Beurteilung von Signalen der Gegenstation Vorsicht geübt werden muß.

Neben der Darstellung der Umhüllungskurve läßt sich auch das demodulierte Signal der Gegenstation sichtbar machen, wobei der Sender zweckmäßigerweise mit einem Sinuston moduliert wird. Um Ver-

formungen infolge zu schmaler Bandbreite des Empfängers möglichst auszuschalten, ist eine niedrigere Tonfrequenz zwischen 300 Hz und 400 Hz zu wählen. Bei dieser Untersuchung verbindet man den Kopfhörerausgang des Empfängers mit Bu 4. Mit dem Frequenzregler des Kippschwingungsgenerators wird dann ein sauberes Sinuskurvenbild eingestellt. Es ist auf größtmögliche Bandbreite zu schalten.

Beobachtungen des eigenen Senders sollte man aus den genannten Gründen nicht über den Stationenempfänger machen. Man muß aber diesen Weg benutzen, wenn Sender mit geringer Ausgangsleistung untersucht werden sollen.

9.6. Weitere Anwendungen

9.6.1. NF-Untersuchungen

Für den KW-Amateur käme vor allem noch die Prüfung des NF-Verstärkers hinsichtlich Verzerrungen (Übersteuerungen) in Frage. Die 1-kHz-Schwingung aus Bu 7 (S 2 auf Schalterstellung „1 kHz“) wird zu

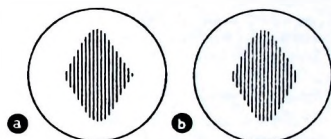


Bild 35. a) Mit 300-Hz-Ton modulierte Sendesignal; b) zugehöriges Empfangssignal bei 10-300 Hz = 3 kHz Bandbreite des Empfängers

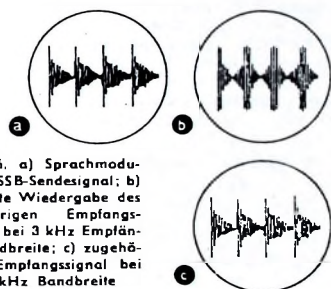


Bild 36. a) Sprachmoduliertes SSB-Sendesignal; b) schlechte Wiedergabe des zugehörigen Empfangssignals bei 3 kHz Empfängerbandbreite; c) zugehöriges Empfangssignal bei 16 kHz Bandbreite

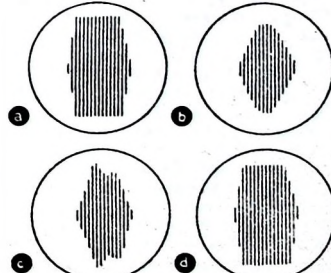


Bild 37. a) Begrenztes Senderausgangssignal; b) das Signal bei 3 kHz Empfängerbandbreite; c) das Signal bei 6 kHz Empfängerbandbreite; d) das Signal bei 16 kHz Empfängerbandbreite

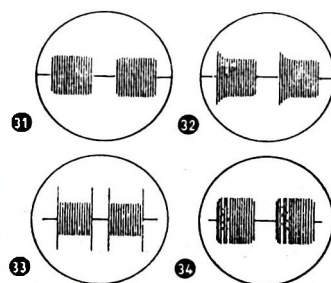


Bild 31. Saubere Tastung, vor allem bei Gebrauch einer automatischen Taste oder eines Bugs. Bild 32. Schlechte Spannungsstabilität des Sendernetzteils; bei Beobachtung von Signalen der Gegenstation mit dem Empfänger und dem „HO-10“ kann dieser Effekt auch von der AVC im Empfänger hervorgerufen werden (AVC ausschalten und HF-Regler möglichst weit zurückdrehen). Bild 33. Leichte Tastklicks. Bild 34. Schlechte Kontakte bei der Taste oder Prellen

diesem Zweck auf den Mikrofoneingang des NF-Verstärkers gegeben und der Ausgang des NF-Verstärkers mit Bu 4 verbunden. Für die horizontale Ablenkung benutzt man den eingebauten Kippschwingungsgenerator (S1 auf Schalterstellung „Sinus“). Mit R 21 ist eine entsprechende Kippfrequenz einzustellen, bei der dann mehrere Sinuskurven sichtbar sind. Der Sender muß dabei eingeschaltet sein, damit der Verstärkerausgang belastet ist (jedoch keine HF-Verbindung mit dem „HO-10“). Der Modulationsregler ist auf 100% Modulation einzustellen. Diese Reglerstellung läßt sich vorher an Hand der oszillographierten Umhüllungskurve oder des oszillographierten Trapezes leicht ermitteln. Sind bei der NF-Sinuskurve nennenswerte Verformungen oder gar Begrenzungen zu beobachten, dann wird der Modulationsregler so weit zurückgedreht, bis eine einwandfreie Sinuskurve sichtbar wird. Es können dann verschiedene Fehler möglich sein. Unter Umständen genügt die Leistung des Verstärkers überhaupt nicht für eine 100prozentige Modulation, oder aber es sind Röhren oder andere Bauelemente schadhafte. Auch HF-Einstreuungen in den Modulationsverstärker sind oft die Ursache übler Verzerrungen. HF-Einstreuungen verraten sich, wenn der Sender abgeschaltet wird. Sie müssen dann verschwinden. Bei AM-Sendern ist dabei unbedingt erforderlich, daß die Modulationsentwicklung des Modulationstransformators mit dem gleichen Arbeitswiderstand belastet wird, wie ihn die nachfolgende zu modulierende Röhrenstufe darstellt. Auf diese Weise sind gleiche Arbeitsbedingungen gegeben.

9.6.2. Durchlaßkurven

Der „HO-10“ kann auch zur oszillographischen Aufnahme der Durchlaßkurven von Filtern, Empfängern, Verstärkern usw. verwendet werden. Zu diesem Zweck wird die von einem separaten Wobbelgenerator gelieferte Kippspannung der Buchse Bu 3 zugeführt und die am Ausgang des Meßobjekts abgenommene demodulierte HF-Wobbelspannung an Bu 4 gelegt. Wenn das Meßobjekt keine Vorrichtung zur Demodulation der HF-Spannung enthält, dann müssen Abnahme und Gleichrichtung über einen HF-Diodentastkopf erfolgen.

10. Schlußbemerkung

Bei allen anderen Anwendungen des „HO-10“ ist zuvor festzustellen, ob überhaupt eine genügend hohe Ablenkspannung angeboten werden kann und ob die Frequenzbereiche eingehalten werden (s. Abschnitte 4. und 5.).

Der „HO-10“ hat sich für die vorgesehenen Zwecke in der vorliegenden Konzeption als äußerst wertvoll erwiesen. Man darf natürlich an das Gerät nicht die Ansprüche wie an einen Labor- und Service-Oszillografen stellen. Der günstige Preis ließ sich nur durch die vereinfachte Schaltung, die Verwendung von Mehrsystemröhren, den Verzicht auf symmetrische Ablenkung und auf Synchronisationsmöglichkeiten, auf den Synchronisationsverstärker, auf hohe Eingangsempfindlichkeit sowie große Bandbreite der Vertikal- und Horizontalverstärker usw. erreichen. Trotzdem lassen sich mit dem „HO-10“ alle für den Amateurbetrieb erforderlichen oszillographischen Darstellungen mit nahezu der gleichen Güte wie mit wesentlich teureren Oszillografen durchführen.

Aus der Amateurarbeit

Internationales Bodensee-Treffen

Am 15., 16. und 17. Juni 1963 trafen sich wieder die Funkamateure in Konstanz am Bodensee. Sie erfüllten damit eine Tradition, die an die früheren Treffen auf der Insel Reichenau anknüpft. Da die Insel Reichenau für die Vielzahl der Besucher – in diesem Jahre waren es etwa 2000 – zu klein geworden war, verlegte man bereits 1962 das Bodensee-Treffen nach Konstanz. Diese Stadt ist geradezu prädestiniert für ein internationales Treffen. Das beweist auch der Besuch vieler ausländischer Funkfreunde. Neben schweizerischen, österreichischen und deutschen Amateuren waren Delegationen aus den USA, Pakistan, Brasilien, Jugoslawien, Frankreich, Holland, Finnland, Schweden, Luxemburg und England vertreten.

Wettbewerbe und Ausstellung

Tagungsstätte war das Konstanzer Konzilgebäude. Am Samstag, dem 15. Juni, wurden vormittags verschiedene Mobilwettbewerbe für die anfangenden Stationen veranstaltet, bei denen es darauf ankam, Verbindungen mit der Leitfunkstelle und den anderen Mobilstationen herzustellen. Es beteiligten sich etwa 80 Mobilstationen, Sieger wurde DJ 1 IM.

Außerdem wurde an diesem Vormittag die Gerätemesse eröffnet, auf der fast alle namhaften Firmen für Amateurbedarf vertreten waren. Diese Ausstellung gab dem Funkamateure Gelegenheit, das Angebot an Ort und Stelle zu vergleichen und sich einen Überblick über die Leistungsfähigkeit der einzelnen Firmen zu verschaffen, denn oft kennt der Amateur das Angebot nur aus Anzeigen und Katalogen.

Offizieller Empfang

Am Nachmittag wurde im Rathaus ein Empfang der Stadt Konstanz für die Repräsentanten der ausländischen Amateurverbände und des DARC gegeben. Stadtrat Dr. Leiner hieß die Gäste in Vertretung des Oberbürgermeisters willkommen. Er wies auf den Beitrag hin, den die Funkamateure für die Völkerverständigung leisten, und auf ihre Mitarbeit bei wissenschaftlichen Forschungsaufgaben. Anschließend bedankte sich der Ortsverbandsvorsitzende von Konstanz, R. Kühne, DJ 8 PO, für die Unterstützung der Amateure durch die Stadtverwaltung. Der Präsident des DARC, K. Schultheiß, erwähnte unter anderem die Tätigkeit der Ortsverbände bei der Jugenderziehung und dankte noch einmal der Stadt für den herzlichen Empfang und die freundlichen Worte.

Gut gelungenes HAM-Fest

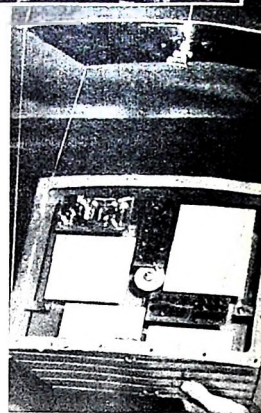
Um 20 Uhr begann das große HAM-Fest in den oberen Räumen des Konzilgebäudes. Die mit Spannung erwartete Tombola war durch wertvolle Spenden der Industrie reich ausgestattet. Der offizielle Teil dieses Abends blieb auf ein Minimum beschränkt, da besonderer Wert auf die Unterhaltung und das persönliche Kennenlernen der Om's gelegt wurde. Viele Amateure konn-



Der DARC-Präsident K. Schultheiß im Gespräch mit Stadtrat Dr. Leiner (2. von rechts) während des Empfangs der Stadt Konstanz; links Ehrenmitglied Om Laass und rechts Ortsverbandsvorsitzender R. Kühne

Aufnahmen: D. Stoy

Blick auf das in Konstanz gezeigte Muster des Amateurfunksatelliten „Oscar“ (Deckplatte abgenommen) ▶



ten ihren ihnen bisher nur durch Funkverbindungen bekannten Partnern zum erstenmal gegenüberstehen und so auch den persönlichen Kontakt pflegen. Als große Überraschung dieses Abends traf das Muster des schon in Wolfsburg gezeigten Amateurfunksatelliten „Oscar“ ein, das größtes Interesse fand.

Bei diesem HAM-Fest wurden neben den Siegern im Mobilwettbewerb zwei Amateure durch Verleihung der goldenen Ehrennadel des DARC für langjährige Verdienste um den Amateurfunk geehrt. Präsident Schultheiß überreichte den Mitgliedern Om Pfister, DL 9 DF, und Om Schmidlin, DL 9 QD, persönlich die hohe Auszeichnung.

Fuchsjagd-Veranstaltungen

Der Sonntag war hauptsächlich den verschiedenen Fuchsjagden vorbehalten. An der 80-m-Mobilfuchsjagd beteiligten sich 30 Teilnehmer, die teilweise mit modernsten Stationen ausgerüstet waren und beachtliche Ergebnisse erreichten. Die drei Fische waren quartzesteuert und automatisch getestet. Sieger wurde Om Badenhorst, DL 6 UN, aus Stuttgart. Bei der 80-m-Fuchsjagd zu Fuß waren zwei Automatik-Fische im Stadtgebiet Konstanz tätig. Hier ging Om Dornbusch, DJ 5 DO, aus Konstanz unter 30 Teilnehmern als Sieger hervor. Die 2-m-Fuchsjagd konnte dagegen nur unter Schwierigkeiten durchgeführt werden; von den 15 Teilnehmern fand keiner den Fuchs. Bester Jäger war hierbei Om Kuhn, DL 3 LY, aus Hildesheim. Alle Sieger erhielten wertvolle Preise.

Die noch verbleibenden Stunden des Sonntags und des Montags waren der weiteren Kontaktpflege zwischen den Amateuren gewidmet. Viele Om's hatten den Beginn ihres Urlaubs mit dem Konstanzer Meeting zusammengelegt und fuhren anschließend weiter an ihre Urlaubsorte. Der Verlauf des internationalen Bodensee-Treffens 1963 fand allgemeine Zustimmung. Besonderer Dank gebührt dem veranstaltenden Ortsverband Konstanz, insbesondere dem Vorsitzenden R. Kühne, für die gute Organisation dieses repräsentativen Treffens.

D. Stoy

Transistorempfänger steuert Hi-Fi-Verstärker

Hi-Fi-Freunde gehen mehr und mehr dazu über, ihre Anlagen selbst aus Bausteinen zusammenzustellen. Bei den einem mittleren Geldbeutel entsprechenden nicht überhöhten Ansprüchen ist es zweckmäßig, als Rundfunksteuerteil einen der modernen Transistorempfänger zu verwenden, deren HF- und ZF-Teile bereits hohen Anforderungen genügen. Das Kernstück einer Hi-Fi-Anlage, der NF-Verstärker, wird vorerst noch mit Röhren bestückt werden. Wenn sich auch bereits in diesem Bereich (wie zum Beispiel bei dem hochwertigen Musikgerät „audio 1“ von Braun) das Vordringen des Transistors bemerkbar macht, so wird der Hi-Fi-Freund sich doch daran erinnern, daß selbst moderne Tonfilmverstärker hoher Qualität aus gewissen technischen Gründen, die hier nicht näher erörtert werden sollen, nur in den Vorstufen transistorisiert wer-

seinem eigentlichen Zweck entsprechend benutzt werden.

b) Man kann auch einen kleinen Netzteil mit Transformator und Siebglied aufbauen, der im Batterieraum untergebracht wird. Es sind dann zwei Netzschnüre erforderlich, und bei ambulantem Betrieb des Reiseempfängers muß dieser zum Austausch des Netzteils gegen eine Batterie geöffnet werden. Das ist unbequem.

c) Eine Lösung des Problems mit Raffinesse sei an Hand der Bilder 1 und 2 erläutert. Aus einem Reiseempfänger „Kavalier L 3291“ (Telefunken), dessen NF-Eingangsstufe und Stromversorgungsteil im Bild 1 dargestellt sind, werden die Anschlüsse 1, 2 und 3 herausgeführt (1 heißes Ende des Lautstärkereglers, 2 positiver Pol des Stromversorgungsteils hinter dem Einschalter S, 3 Masseanschluß). Die Trockenbatterie des Reiseempfängers wird durch eine Batterie aus sechs Nickel-Cadmium-Zellen „450 D“ (DEAC) ersetzt. In die Leitung zwischen dem Minuspol des Verstärkernetzteils (Bild 2) und Masse (Chassis) legt man eine Leistungszenodiode, beispielsweise die ZL 8 (Intermetall). Das Chassisblech des Verstärkers dient als Kühlblech. Die Herausführung der Anschlüsse dürfte durch Bild 2 hinreichend erklärt sein. Verstärker und Steuerteil werden mit einer zweiadrigen abgeschirmten Leitung (Abschirmung am Anschluß 3, Adern an 1 und 2) verbunden.

Es ist wichtig, daß die Zenerspannung der Zenerdiode höher ist als die Batteriespannung. Bei der Anlage des Verfassers ergab sich an der Zenerdiode ein Span-

Transistorgerätes, dann fließt der Gesamtanodenstrom des Verstärkers über die Batterie, aus der bei nicht aufgedrehtem Lautstärkereglers ein Strom von etwa 15 mA zur Speisung der Transistorstufen entnommen wird. Wenn der Gesamtanodenstrom des Verstärkers 75 mA wäre, würde die Batterie mit $75 \text{ mA} - 15 \text{ mA} = 60 \text{ mA}$ aufgeladen werden. Das ist etwas zuviel. Man muß bei einer mittleren Batteriespannung von 7,5 V in einem zusätz-

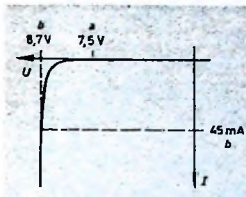


Bild 3. Stromfluß durch die Leistungszenodiode bei eingeschalteter (a) und ausgeschalteter (b) Batterie B

lichen Widerstand R (Bild 2) 15 mA zusätzlich verbrauchen, um auf die vorgeschriebene Ladestromstärke von 45 mA zu kommen. R wird also 500 Ohm groß ($0,2 \dots 0,25 \text{ Watt}$). Bei der Betriebsart B) stört er in keiner Weise, da der Strom durch die Zenerdiode mit 45 mA immer noch ausreichend hoch bleibt.

Man könnte auf den Gedanken kommen, die Zenerdiode einzusparen und den Widerstand R zur Erreichung einer Versorgungsspannung von 8,4 V für das Transistorgerät 140 Ohm groß zu machen. Dann würde sich, wie sich leicht nachrechnen läßt, im Betriebsfall C) nur ein Ladestrom von etwa 5 mA ergeben.

Abschließend sei auf eine Erscheinung hingewiesen, die allen denjenigen, die mit Transistoren noch nicht völlig vertraut sind, verwunderlich vorkommen wird. Bei größerer Entfernung zwischen dem großen Wiedergabelautsprecher und dem Transistorempfänger mag es manchmal wünschenswert sein, den Lautsprecher des letzteren zur Kontrolle mitlaufen zu lassen. Das geht nur dann, wenn man sich für den Kontrollzweck mit einer geringen Lautstärke begnügt und den Lautstärkereglers des Transistorgerätes mäßig weit aufdreht. Bei weiter aufgedrehtem Lautstärkereglers wird der nichtlineare Eingangswiderstand von T 1 wirksam. Die zwischen Punkt 1 und Masse auftretende Tonfrequenzspannung und damit auch die Wiedergabe über den Röhrenverstärker werden verzerrt, während der Transistorempfänger selbst unverzerrt arbeitet, weil infolge des hohen Innenwiderstandes der Tonfrequenzquelle der Steuerstrom ebenfalls unverzerrt bleibt. Dies demonstriert eindringlich, daß Transistoren normalerweise stromgesteuerte und Röhren spannungsgesteuerte Bauelemente sind. Die Unzulänglichkeit, die übrigens auch auftritt, wenn der Transistorempfänger ganz normal aus einer Batterie betrieben wird, läßt sich vermeiden, wenn man zwischen den Schleifer des Lautstärkereglers (10 kOhm, Bild 1) und den negativen Anschluß des Koppelkondensators C (Bild 1) einen Widerstand von einigen Kiloohm legt.

Für eine auch äußerlich besonders gut wirkende Hi-Fi-Anlage lassen sich selbstverständlich auch die geschmackvollen schnurlosen Empfänger in gleicher Weise als Steuerteil verwenden. e/d.

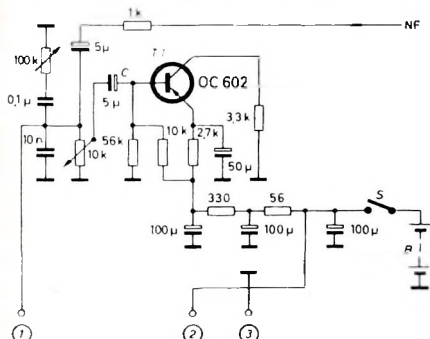
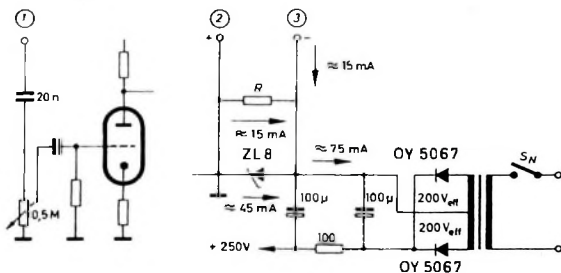


Bild 1. Teilschaltbild des Reiseempfängers „Kavalier L 3291“ (Telefunken)

Bild 2. Teilschaltbild eines Hi-Fi-Verstärkers; die dargestellte Stromverteilung liegt angenähert bei nicht eingeschalteter Batterie B (Bild 1) vor



den und daß die Leistungsstufen dieser Geräte nach wie vor mit Röhren bestückt sind.

Soll ein vorhandener oder billig zu erwerbender röhrenbestückter Verstärker mit einem Transistor-Reiseempfänger als Steuerteil versehen werden, dann gibt es mehrere Lösungsmöglichkeiten:

a) Man behält die Trockenbatterie im Reiseempfänger bei und führt das heiße Ende des Lautstärkereglers sowie den Masseanschluß an ein Buchsenpaar, an das der Verstärkereingang gelegt werden kann. Beim Hi-Fi-Betrieb im Heim ist dann stets der Transistorempfänger besonders einzuschalten. Wenn sein Lautstärkereglers nicht aufgedreht wird, ist die Trockenbatterie nur mit etwa 10 bis 15 mA belastet. Der Reiseempfänger kann leicht von der Gesamtanlage getrennt und

nungsabfall von 8,7 V. Die Batteriespannung lag im Mittel bei 7,5 V.

Es sind folgende Betriebsweisen möglich:

A) Der Schalter S des Transistorempfängers (Bild 1) wird geschlossen. Das Transistorgerät arbeitet allein. Der Strom über die parallel zur Batterie liegende Zenerdiode ist nur Bruchteile eines Mikroampere und stört nicht (Bild 3, a). Der Transistorempfänger kann auch nach Abziehen der Verbindungsschnur verwendet werden.

B) Es wird der Schalter S_N des Verstärkers geschlossen. Sobald die Röhren Strom ziehen, wird der Transistorempfänger über die Verbindungsleitungen 2 und 3 gespeist. Die Aussteuerung erfolgt über die Ader 1.

C) Schließt man bei geschlossenem Schalter S_N auch noch den Schalter S des



P. ALTMANN

Die Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 14, S. 517

3.2.5. Leistung und Arbeit

Wir haben gesehen, daß ein Widerstand warm wird, wenn durch ihn Strom fließt. Das entspricht dem Auftreten von Wärmeenergie, die der elektrischen Energie äquivalent ist. Der Widerstand wird natürlich um so wärmer, je höher die angelegte Spannung ist, denn dann steigt auch entsprechend der Strom, und die aufgenommene Energie vergrößert sich. Die so zustandekommende elektrische Leistung entspricht daher offenbar dem Produkt aus Spannung und Strom. Bezeichnen wir die Leistung mit P , so ist also

$$P = U \cdot I$$

Zur Messung elektrischer Leistungen gibt es besondere Vorrichtungen, die in der Einheit der Leistung, dem Watt (W), geeicht sind. Wir können daher Leistungen mit unserem Vielfachinstrument nur über den Umweg von Strom- und Spannungsmessung bestimmen. Dazu greifen wir wieder auf den Versuch nach Bild 19 zurück und rechnen mit den dabei erhaltenen Ergebnissen die Leistung aus. Sie ist $P = 4 \cdot 0,08 = 0,32$ W. Dieser Leistung entspricht eine ganz bestimmte Wärmeleistung und eine bestimmte Temperatur des Widerstandes. Die Temperatur ist offenbar um so niedriger, je größer die Oberfläche des Widerstandes ist, denn dann kann entsprechend viel Wärme nach außen abgegeben werden. Bei zu kleiner Oberfläche wäre die Erwärmung zu groß, und der Widerstand würde beschädigt. Deshalb geben die Firmen für Widerstände jeweils die „Höchstbelastbarkeit“ in W an. Unser Widerstand von 50 Ohm trägt beispielsweise die Angabe „1 W“. Im vorliegenden Fall ist der Widerstand mit rund 0,3 W noch keineswegs überlastet. Würden wir aber die Spannung so weit erhöhen, daß die Grenze von 1 W überschritten wird, so würde der Widerstand zu heiß und könnte dadurch zerstört werden. Man muß dann zu Widerständen mit gleich großem Widerstandswert, aber höherer Belastbarkeit greifen, und diese Widerstände sind stets räumlich größer. Ihre größere Oberfläche kann daher auch mehr Wärme an die Umgebung abgeben, und ihre Temperatur bleibt in tragbaren Grenzen. Die aufgedruckte Watt-Zahl auf den Widerständen entspricht also der zulässigen Belastbarkeit, das heißt derjenigen Leistung, die der Widerstand aufnehmen darf, ohne gefährdet zu sein.

Wir ersetzen nun im Bild 19 den Widerstand R durch einen solchen von 100 Ohm. Messen wir jetzt den Strom, so ergeben sich nur 0,04 A. Die Leistung ist jetzt $P = 4 \cdot 0,04 = 0,16$ W. Eine Verdoppelung des Widerstandes führt also bei konstanter Spannung zur halben Leistung. Andererseits würde sich die Leistung verdoppeln, wenn wir den Widerstand auf die Hälfte seines Wertes reduzierten. Zwischen Widerstand und Leistung besteht also bei konstanter Spannung ein linearer Zusammenhang.

Ganz anders verhält es sich jedoch, wenn wir die Spannung bei festem Widerstand erhöhen. Dazu schalten wir im Bild 19 die beiden Batterien in Reihe und messen den Strom. Er hat jetzt den doppelten Wert, nämlich 0,16 A. Gleichzeitig ist aber die Leistung wegen der doppelten Spannung auf den Wert $P = 8 \cdot 0,16 = 1,28$ W gestiegen. Sie hat sich also um das 1,28/0,32 = 4fache erhöht. Einer Verdoppelung der Spannung entspricht also die vierfache Leistung, eine Verdreifachung der Spannung würde die neunfache Leistung ergeben usw. Man sagt, die Leistung steigt bei konstantem Widerstand mit dem Quadrat der Spannung oder des Stroms. Es gelten also die Gleichungen

$$P = I^2 \cdot R$$

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Das erklärt sich letzten Endes daraus, daß sich bei einer Erhöhung der Spannung auf den doppelten Wert gleichzeitig auch der Strom verdoppelt, so daß das Produkt $U \cdot I$ den vierfachen Wert erreicht. Diese einfachen Formeln sind in der Praxis von großer Wichtigkeit.

Wie schon im Abschnitt 3.2.4. kurz erwähnt, kann man durch Serien- oder Parallelschaltung von Widerständen Gesamtwiderstände erhalten, die eine höhere Leistungsaufnahme zulassen als ein Einzelwiderstand. Auch hierzu ein einfaches Beispiel: Wir benötigen einen Widerstand von 100 Ohm, der eine Leistung von 10 W aufnehmen soll. Zur Verfügung stehen nur 10 Widerstände zu je 1000 Ohm mit 1 W Belastbarkeit. Schalten wir diese parallel, so ergibt sich zunächst der gewünschte Gesamtwiderstand von $1000/10 = 100$ Ohm. Führen wir diesem Gesamt-

widerstand nun von außen durch Wahl einer geeigneten Spannung eine Leistung von 10 W zu, so wird jeder Einzelwiderstand nur mit 1 W belastet, weil der Strom je Widerstand nur noch ein Zehntel des Gesamtstroms ist, da jeder Teilwiderstand den zehnfachen Wert des Gesamtwiderstandes hat. In ähnlicher Weise kann man auch durch Serienschaltung von Widerständen eine höhere Belastbarkeit des resultierenden Widerstandes erhalten, als sie die Teilwiderstände aufweisen.

Unter elektrischer Arbeit versteht man das Produkt aus Leistung P und Zeit t . Im allgemeinen rechnet man mit der Zeiteinheit Stunde (h), so daß sich für die Arbeit A die Einheit Wattstunde (Wh) ergibt. Wir können daher schreiben

$$A = P \cdot t \text{ oder } A = U \cdot I \cdot t$$

Nehmen wir an, daß die Schaltung nach Bild 19, bei der sich eine Leistung von 0,32 W ergibt, 100 Stunden lang eingeschaltet war, dann wurde eine Arbeit von $A = 0,32 \cdot 100 = 32$ Wattstunden (Wh) oder 0,032 Kilowattstunden (kWh; 1 kWh = 1000 Wh) verbraucht.

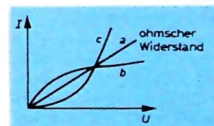
Es gibt Meßgeräte, mit denen man unmittelbar die Leistung in W messen kann. Sie heißen Wattmeter und bestehen aus zwei Drehspulen, denen einerseits die Spannung, andererseits der Strom des Verbrauchers zugeführt wird. Unter dem Einfluß beider Werte ergibt sich dann ein entsprechender Zeigerausschlag. Zur Messung der elektrischen Arbeit sind die Zähler bestimmt. Sie bestehen meistens aus einem Magnetsystem mit einer dazwischen angebrachten Aluminiumscheibe, die unter dem Einfluß eines von der entnommenen Leistung abhängenden Magnetfeldes zu rotieren beginnt. Diese Scheibe treibt ein Zählwerk an, das um so mehr anzeigt, je länger und je schneller die Scheibe läuft, je größer also Leistung und Zeit sind.

3.2.6. Nichtlineare Widerstände

Bisher haben wir nur ohmsche Widerstände kennengelernt, die sich dadurch auszeichnen, daß ihr Wert unabhängig vom Strom, von der Spannung oder von sonstigen Einflüssen konstant ist. Für solche Widerstände gilt uneingeschränkt das Ohmsche Gesetz, das heißt, zwischen Spannung und Strom herrscht (bei konstantem Widerstand) absolute Proportionalität.

Es gibt aber auch Widerstände, die ihren Wert entweder in Abhängigkeit vom Strom, von der angelegten Spannung oder von sonstigen Einflüssen, vorzugsweise Temperatur und Licht, verändern. Für diese Widerstände gilt das Ohmsche Gesetz nur dann, wenn sie innerhalb des betrachteten Spannungs- oder Strombereiches als konstant anzusehen sind. Das ist jedoch häufig nicht der Fall. Zur Veranschaulichung des Verhaltens zeigt Bild 26 den Zusammenhang zwischen Spannung U und Strom I für einen ohmschen Widerstand (Kurve a) und für zwei nichtlineare Widerstände

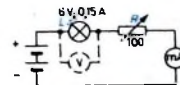
Bild 26. Strom-Spannungs-Kennlinien von ohmschen und nichtlinearen Widerständen



(Kurven b und c). Der ohmsche Widerstand (a) liefert einen geradlinigen (linearen) Zusammenhang zwischen Strom und Spannung, die Kurve entspricht also einer Geraden. Bei b und c ist das nicht der Fall; bei der Kurve b wächst der Widerstand mit zunehmender Spannung, während er bei der Kurve c fällt. Je steiler nämlich das jeweils betrachtete Kurvenstück ist, um so stärker ändert sich der Strom bei einer bestimmten Spannungsänderung und um so kleiner ist auch der Widerstand. Flache Kurvenstücke bedeuten dagegen einen großen Widerstand, weil zu großen Spannungsänderungen nur kleine Stromänderungen gehören.

Häufig beeinflusst die Temperatur den Widerstandswert, was in bestimmten Fällen zu einem nichtlinearen Zusammenhang zwischen Strom und Spannung führt. Ein sehr bekanntes Beispiel dafür ist die Glühlampe. Im kalten Zustand ist der Widerstand ihres Glühfadens verhältnismäßig klein, während er mit zunehmender Erwärmung wächst. Da die Erwärmung mit dem Strom zunimmt, ändert sich damit auch der Widerstand. Wir wollen das an Hand eines einfachen Versuches beweisen (Bild 27).

Bild 27. Zum Nachweis des Glühlampenwiderstandes



Eine Glühlampe L_a (6 V, 0,15 A; Fabrikat zum Beispiel Osram) liegt in Reihe mit dem Regelwiderstand R und dem Strommesser. Wir beginnen beim kleinsten Stromwert, der dem höchsten Widerstand entspricht und bei 30 mA liegt. Diesen Strom stellen wir genau am Strommesser ein. Dann legen wir das Vielfachinstrument nach Bild 27 als Spannungsmesser parallel zur Glühlampe und messen die Spannung, die etwa 0,3 V sein wird. Beide Werte notieren wir uns. Danach schalten wir das

Instrument wieder als Strommesser, stellen einen Strom von 50 mA ein und messen wieder die Spannung (etwa 0,8 V). So geht es weiter bei 70, 90 und 100 mA. Anschließend berechnen wir für jedes Wertepaar von Strom und Spannung den Widerstand. Dabei ergibt sich, daß er mit zunehmendem Strom steigt, und zwar erhält man 10 Ohm für 30 mA, 16 Ohm für 50 mA, 20 Ohm für 70 mA, 26 Ohm für 90 mA und 30 Ohm für 100 mA. Der Widerstand steigt also mit steigendem Strom und natürlich auch mit steigender Spannung. Beide rufen eine steigende Temperatur hervor, so daß der Widerstand mit steigender Temperatur zunimmt. Das entspricht dem Verhalten eines sogenannten „Kaltleiters“, der im kalten Zustand einen kleinen, im warmen Zustand dagegen einen großen Widerstand hat. Kaltleiter gibt es heute auch in anderer Ausführung, nämlich auf Halbleiterbasis. So liefert zum Beispiel Valvo verschiedene Typen, von denen wir uns eventuell ein Exemplar besorgen und in ähnlicher Weise nachmessen können.

Das Gegenstück zum Kaltleiter ist der „Heißleiter“, der beispielsweise als sogenannter „NTC“-Widerstand im Handel ist. Diese Widerstände unterscheiden sich vor allem durch ihren Wert im kalten Zustand. Als Beispiel sei der Typ B 8 320 00 P/50 E von Valvo erwähnt, der einen Kaltwiderstand (bei 25 °C) von 50 Ohm hat. Diesen Widerstand fügen wir in die Schaltung nach Bild 27 an Stelle des Glühlämpchens ein (Bild 28) und beobachten den Strom. Bei voll eingeschaltetem Widerstand R hat er einen bestimmten Wert. Nun nehmen wir ein brennendes Zündholz und halten es vorsichtig (nicht zu nahe) unter den NTC-Widerstand. Schon bald werden wir feststellen, daß der Strom stark ansteigt. Wiederholen wir den Versuch, indem wir unser Meßgerät als Spannungsmesser parallel zum NTC-Widerstand schalten, so werden wir ein Abfallen der Spannung bemerken. Eine erhöhte Temperatur hat hier also ein Ansteigen des Stroms und ein Abfallen der Spannung zur Folge, was nach dem Ohmschen Gesetz gleichbedeutend mit einem Abfallen des Widerstandes ist. Im heißen Zustand leitet also diese Widerstandsart besser, so daß sie den Namen Heißleiter zu Recht trägt. Nach Entfernen der Flamme geht der Strom sofort zurück, und die Spannung steigt an. Wir können den Vorgang dadurch beschleunigen, daß wir den Widerstand in kaltes Wasser tauchen. Dadurch ergibt sich eine schnelle Abkühlung.

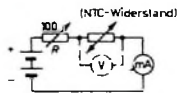


Bild 28. Zur Wirkung eines NTC-Widerstandes

Heißleiter können für viele Zwecke nutzbringend verwendet werden, beispielsweise als Temperatormesser, da man den Strom als Maß für die Temperatur verwenden kann. Daneben gibt es aber noch viele andere Anwendungsmöglichkeiten.

Als weitere Gruppe nichtlinearer Widerstände seien die spannungsabhängigen Widerstände (VDR-Widerstände) erwähnt, die einen Verlauf etwa nach Kurve c im Bild 26 haben, während zu den NTC-Widerständen die Kurve b gehört. Die Widerstandsänderung hängt bei diesen Typen allerdings nicht von der Temperatur ab. Mit zunehmender Spannung steigt der Strom stark an, so daß sich bei hohen Spannungen ein kleiner, bei niedrigen Spannungen dagegen ein großer Widerstand ergibt. Auch die VDR-Widerstände finden vielfache Anwendung in der Elektrotechnik, Radiotechnik und Elektronik.

Abschließend sei noch auf das nichtlineare Verhalten von Photowiderständen verwiesen. Bei ihnen ändert sich der Widerstand stark in Abhängigkeit von der Beleuchtung, und zwar wird er bei zunehmender Beleuchtung kleiner (s.a. Abschnitt 2.2.5).

3.2.7. Elektrische Ventile

Elektrische Ventile sind Einrichtungen, die einen Strom immer nur in einer bestimmten Richtung hindurchlassen. In dieser „Durchlaßrichtung“ haben sie einen verhältnismäßig kleinen, in der entgegengesetzten Richtung, der „Sperrrichtung“, dagegen einen sehr großen Widerstand. Derartige Ventile werden für sehr viele Zwecke benötigt. Vor allem zwei Arten der elektrischen Ventile, die Röhrendiode und die Halbleiterdiode, haben Bedeutung. Da wir über Röhren gesondert im Abschnitt 4. sprechen werden, wollen wir hier nur die Halbleiterdiode näher untersuchen. Es kommen Germanium- und Siliziumdioden in Betracht, und zwar beschaffen wir uns eine Germaniumdiode OA 85 (Valvo) sowie eine Silizium-Zenerdiode Z 3 (Internmetall).

Zunächst untersuchen wir die Germaniumdiode in der Schaltung nach Bild 29. Die Reihenschaltung der beiden Batterien legen wir an das Potentiometer P, und den Potentiometerschleifer führen wir über den Schutzwiderstand R an die Germaniumdiode D, die mit dem Strommesser in Reihe liegt. Wir schalten die Germaniumdiode in Durchlaßrichtung, wobei der Anschluß, der auf dem Gehäuse der Diode durch einen Ring oder einen Farbpunkt gekennzeichnet ist, die Katode darstellt. Dieser Anschluß liegt also am Meßinstrument. (Bei dem Schaltsymbol der Diode kennzeichnet das schwarze Dreieck die Anode und der senkrechte Strich die Katode. Der Strom fließt in der Durchlaßrichtung von der Anode zur

Katode, also in Richtung der Spitze des schwarzen Dreiecks.) Vor dem Einschalten der Batterien regeln wir den Potentiometerschleifer ganz nach unten, denn dann greifen wir an P keine Spannung ab. Ein Potentiometer ermöglicht es ja, einen beliebigen Teil des längs seiner Widerstandsbahn auftretenden Spannungsabfalls abzugreifen; es ist also ein „Spannungsteiler“.

Regeln wir nun P langsam in Richtung höherer Spannungen, so bemerken wir einen verhältnismäßig schnellen Stromanstieg. Wir wollen aber nicht weiter als bis höchstens 20 mA regeln, um die Diode nicht zu beschädigen. Den Strom lassen wir eingeschaltet und legen nun unser Vielfachinstrument, als Spannungsmesser geschaltet, parallel zur Diode D. Wir werden feststellen, daß dort eine Spannung von etwa 1,4 V auftritt. Dazu gehört bei dem eingestellten Strom von 20 mA ein Durchgangswiderstand von $R = 1,4/0,02 = 70 \text{ Ohm}$.

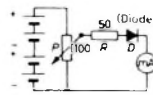


Bild 29. Schaltung zur Untersuchung eines elektrischen Ventils

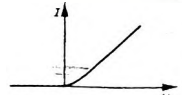


Bild 30. Kennlinie einer Germaniumdiode

Nun polen wir die Diode um, indem wir einfach ihre Anschlüsse vertauschen. Mit dem Potentiometer kann jetzt ohne weiteres eine hohe Spannung, beispielsweise 6 V, eingestellt werden, ohne daß dabei ein nennenswerter Strom durch die Diode fließt. Mit einem genügend empfindlichen Instrument könnte man dann feststellen, daß der Strom etwa 1 µA, also ein millionstel Ampere, ist. Nach dem Ohmschen Gesetz ist der Widerstand der Diode in der jetzt gewählten Sperrrichtung $R = 6/10^{-6} = 6 \text{ Millionen Ohm} = 6 \text{ MOhm}$. Dieser Wert ist gegenüber dem Durchlaßwiderstand von nur etwa 70 Ohm sehr hoch, und wir erkennen deutlich die Ventilwirkung einer solchen Diode. In der Durchlaßrichtung fließt ein starker „Durchlaßstrom“, während der „Sperrstrom“ in der Sperrrichtung nahezu vernachlässigt werden kann. Das gilt allerdings bei manchen Anwendungen nicht immer.

Wir können, wenn wir wollen, die Diodenkennlinie aufnehmen, indem wir nach Bild 29 die Diode in Durchlaßrichtung polen, mit dem als Voltmeter geschalteten Vielfachinstrument die Spannung am Potentiometer messen und diese stufenweise von Volt zu Volt erhöhen. Bei jeder Einstellung muß der sich ergebende Strom gemessen werden, so daß wir bei jedem Meßpunkt das Instrument als Amperemeter in den Stromkreis einfügen müssen. Wir erhalten dann eine Kennlinie, die etwa der im Bild 30 entspricht. Der Strom in der Sperrrichtung ist so niedrig, daß man ihn im Bild 30 maßstäblich nicht mehr darstellen kann.

Wir wiederholen nun den Versuch mit der Zenerdiode Z 3, die wir an Stelle der Germaniumdiode im Bild 29 einschalten. Wir wählen zunächst die Durchlaßrichtung. Dabei muß der mit einem gelben Punkt gekennzeichnete Anschluß am Meßinstrument liegen. Stellen wir jetzt langsam die Spannung am Potentiometer ein, so werden wir sehen, daß im Gegensatz zur Germaniumdiode der Strom nicht sofort, sondern erst bei Spannungen oberhalb etwa 0,6 V einsetzt. Sobald wir die Spannung über diesen Punkt hinaus steigern, nimmt der Strom stark zu, und bei etwa 0,7 V an der Diode fließt bereits ein Strom von 20 mA. Das entspricht einem Widerstand in Durchlaßrichtung von nur 35 Ohm. Der Durchlaßwiderstand dieser Silizium-Zenerdioden ist also kleiner als der von Germaniumdioden.

Jetzt stellen wir die Spannung wieder auf Null und polen die Zenerdiode um, indem wir ihre Anschlüsse im Bild 29 vertauschen. Regelt man dann die Spannung hoch, so erfolgt zunächst nichts. Die Diode arbeitet im Sperrgebiet, das bis etwa 2...3 V reicht, und es fließt daher nur ein sehr niedriger Strom. Im Gegensatz zur Germaniumdiode steigt jedoch der Strom plötzlich bei weiterem Erhöhen der Spannung sehr steil an, und oberhalb 3 V genügen kleinste Spannungsänderungen an der Diode, um den Strom sehr stark wachsen zu lassen. Die Diode arbeitet jetzt im sogenannten „Zenergebiet“, das durch sehr kleine Widerstände in Sperrrichtung gekennzeichnet ist, die aber erst oberhalb einer bestimmten Sperrspannung auftreten.

Dieses Gebiet wird heute in der Praxis weitgehend zur Stabilisierung von niedrigen Spannungen ausgenutzt. Fließt nämlich durch eine solche Diode im Zenergebiet ein nichtkonstanter Strom, so ändert sich die Zenerspannung nur sehr wenig, das heißt, die schwankende Spannung, die den schwankenden Strom hervorruft, wird durch eine Zenerdiode weitgehend stabilisiert. Die stabilisierte Spannung ist natürlich stets niedriger als die angelegte Spannung und entspricht der Zenerspannung der Diode (hier etwa 3 V). Im Handel gibt es Dioden mit abgestuften Zenerspannungen, so daß man je nach Diodentyp beliebige stabilisierte Spannungen erhalten kann.

Bild 31 zeigt die Kennlinie einer Zenerdiode. Rechts von der senkrechten Achse ist der Durchlaßbereich, links davon der Sperrbereich aufgetragen. Ein Vergleich des Durchlaßbereiches der Germaniumdiode im Bild 30 mit dem im Bild 31 zeigt sofort, daß der Strom bei der Germaniumdiode bereits bei niedrigeren Durchlaßspannungen einsetzt als bei



Batterien für Radio-, Phono- und Tonband-Geräte

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

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

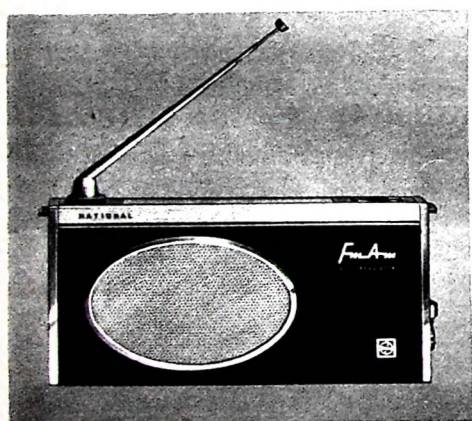
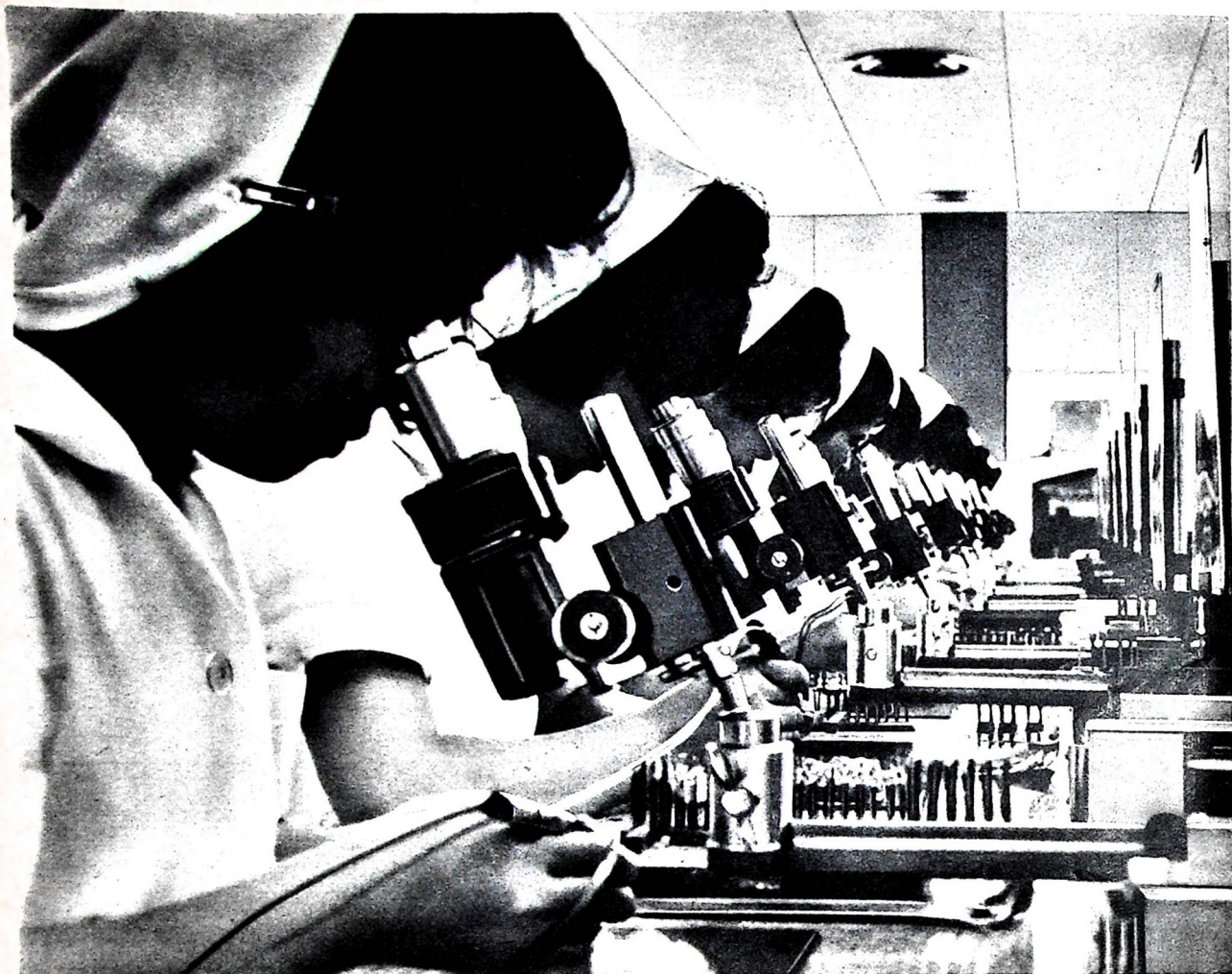
Die hochwertigen VARTA PERTRIX-Batterien sind in ihrer Güte auf die gesteigerten Anforderungen sowohl der Verbraucher als auch der geräteherstellenden Industrie abgestimmt und verbürgen eine lange Lebensdauer bei kleinstmöglichen Abmessungen und geringem Gewicht.

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



V 5104/2-P

VARTA PERTRIX - UNION GMBH



NATIONAL T-81 L

Ein Beispiel für den Qualitätsstandard der NATIONAL-Geräte: Transistor-Radio T-81 L, eine Spitzenleistung unter den Transistor-Geräten; mit UKW, Mittel- und Langwelle, großem Konzertlautsprecher und eingebauter Tonblende.
Größe des Gerätes: 18 x 9,3 x 4,1 cm

Diese geschickten Hände kann keine Maschine ersetzen

Facharbeiterinnen von MATSUSHITA ELECTRIC beim Zusammensetzen von Transistoren. Ihre Geschicklichkeit ist in der ganzen Welt bekannt. MATSUSHITA ELECTRIC produziert zum Beispiel jährlich u. a. 2,5 Millionen Rundfunkgeräte. Die Einzelteile für jedes Gerät werden in eigenen Werken hergestellt. Sie durchlaufen vor dem Einbau sorgfältige Qualitätskontrollen. Die Produkte von MATSUSHITA ELECTRIC tragen den Namen NATIONAL. Man kennt und schätzt sie in mehr als 120 Ländern; sie sind ein Weltbegriff für Wertarbeit. Alle NATIONAL-Geräte sind technisch hervorragend ausgestattet. Ständige Qualitätskontrollen und die Anwendung modernster Forschungsergebnisse gewährleisten den hohen Leistungsstandard. Fernsehempfänger, Rundfunkempfänger, Tonbandgeräte, Sprechanlagen, Kühlschränke, Waschmaschinen und viele andere Haushaltsgüter von MATSUSHITA ELECTRIC haben auf dem europäischen Markt einen ausgezeichneten Ruf. Das ist der Grund, weshalb K. Matsushita die NATIONAL-Geräte jetzt dem deutschen Fachhandel und dem deutschen Konsumenten vorstellt.



ELEKTRISCHE UND ELEKTRO-
NISCHES QUALITÄTSPRODUKTE

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektro-Geräte **MATSUSHITA ELECTRIC**

JAPAN

Generalvertretung für Deutschland
TRANSONIC Elektrohandels-ges. m.b.H. & Co., Hamburg 1, Schmilinskystr. 22, Tel. 2452 52
HEINRICH ALLES KG, Frankfurt/M., Mannheim, Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL, Dortmund,
Wuppertal-Elberfeld, Bielefeld · HERBERT HOLS, Hamburg, Lübeck · KLEINE-ERFKAMP & CO.,
Köln, Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KUCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS
GMBH, Hannover, Braunschweig · WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Breisg., Mannheim ·
GEBRÜDER SIE, Bremen · SCHNEIDER-OPEL, Berlin SW-61, Wolfenbüttel, Marburg/Lahn ·
GEBRÜDER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut.

Siliziumdiode. Das erklärt sich aus den verschiedenen Eigenschaften beider Stoffe Germanium und Silizium. Der Zener-Effekt kommt im ad 31 durch den stark in negativer Richtung ansteigenden Strom oberhalb der Zenerspannung U_z zum Ausdruck.

Die genaue Wirkungsweise der Halbleiterdioden können wir hier nicht eingehen. Für uns ist das prinzipielle elektrische Verhalten dieser

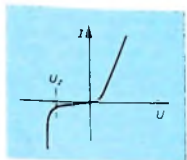


Bild 31. Kennlinie einer Zenerdiode

ventile wichtig, und wir haben es an Hand der beschriebenen Versuche hinreichend kennengelernt. Elektrische Ventile haben in der Praxis immer dann Bedeutung, wenn man Wechselspannungen gleichrichten will oder wenn man in Rundfunkempfängern die zu übertragenden Signale von der hochfrequenten Trägerwelle trennen möchte.

38.2.8. Brückenschaltung

Zum Abschluß des Abschnittes über die Gleichstrom-Grundlagen wollen wir noch die in der Praxis sehr wichtige Brückenschaltung kennenlernen, die uns in vielen Schaltungen in dieser oder jener Form immer wieder begegnet. Dazu bauen wir die Versuchsschaltung nach Bild 32 auf. Sie besteht aus dem Potentiometer P , den Widerständen R_3 und R_4 , dem Instrument M und der Batterie B . Die Spannung dieser Batterie liegt einerseits an der Reihenschaltung R_3, R_4 , andererseits an P . Vom Potentiometer schließt man ausgerechnet, können wir uns den Widerstand von P in zwei Teilwiderstände R_1 und R_2 zerlegt denken. Das Instrument ist als Voltmeter (Meßbereich etwa 6 V) geschaltet.

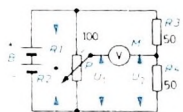


Bild 32. Zum Prinzip der Brückenschaltung

Steht der Potentiometerschleifer am oberen Anschlag, dann messen wir die an R_3 auftretende Spannung. Da $R_3 = R_4$ ist, werden wir die halbe Batteriespannung, also etwa 2 V, messen. Nun drehen wir den Schleifer des Potentiometers weiter nach unten. Dabei wird sich die Spannung bis auf Null verringern, und dann wird der Zeiger des Instrumentes nach der anderen Seite ausschlagen. Uns interessiert vor allem die Spannung Null. Sie tritt offenbar dann auf, wenn die Spannung U_1 den gleichen Wert hat wie die Spannung U_2 , denn dann heben sich beide Spannungen auf, und die Differenzspannung ist Null. Da sich aber die Widerstände wie die Spannungen verhalten, zeigt das Voltmeter dann keine Spannung an, wenn $R_1 = R_2$ ist, das heißt, wenn der Potentiometerschleifer genau in der Mitte des (linearen) Potentiometers steht. Das Verhältnis R_1/R_2 entspricht dann dem Verhältnis R_3/R_4 , und es hat in beiden Fällen den Wert 1 ($50/50 = 1$). Das ganze System nennt man eine Brücke, die für

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

„abgeglichen“ ist (das Voltmeter zeigt dann keine Spannung an).

Wir ersetzen nun R_3 (50 Ohm) durch einen 100-Ohm-Widerstand und wiederholen den Versuch. Dabei muß man den Potentiometerschleifer aber tiefer als vorher einstellen, damit das Voltmeter wieder 0 V anzeigt. Jetzt ist nämlich $R_3/R_4 = 100/50 = 2$, und dieses Verhältnis muß auch an P eingestellt werden. Die Brücke läßt sich also bei beliebigen Verhältnissen R_3/R_4 abgleichen; es kommt immer nur darauf an, daß $U_1 = U_2$ ist.

In der Praxis werden Brückenschaltungen unter anderem für Widerstands-, Kapazitäts-, Selbstinduktions- und Frequenzmessungen angewendet. Man kann zum Beispiel das Potentiometer P als Schleifdraht ausbilden, dem eine Zentimeterskala unterlegt ist. Setzt man dann einen unbekannten Widerstand an Stelle von R_3 in die Brücke ein und ist der Wert von R_4 genau bekannt, so ist

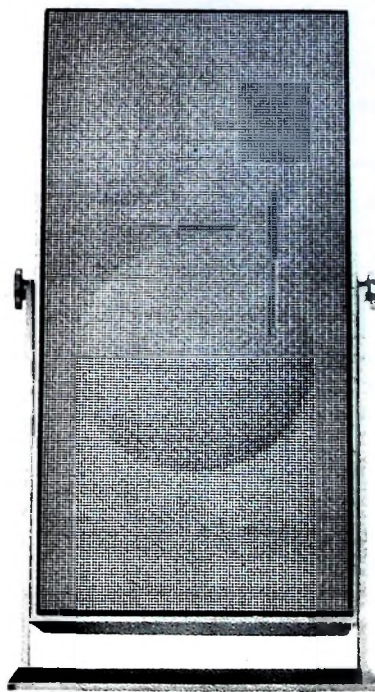
$$R_3 = R_4 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

R_3 hängt also jetzt nur vom Verhältnis R_1/R_2 ab, und dieses Verhältnis kann man an der Skala des Meßdrahtes ablesen. Es wird dann noch mit R_4 multipliziert, und man erhält so den Wert von R_3 . Derartige Brückenschaltungen sind sehr genau, besonders wenn man Spezialbrücken verwendet. Die erste Brückenschaltung wurde von Wheatstone angegeben und führt heute noch den Namen Wheatstonesche Meßbrücke. (Wird fortgesetzt)

Ein vollständiges Lautsprecher-Programm

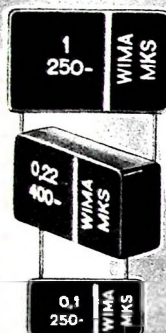
Der große HiFi- und Studio-Lautsprecher L 80 war eine der "Messe-sensationen" von Hannover. Er krönt ein einzigartiges Programm von hochwertigen Lautsprechereinheiten für Musikanlagen. Braun bietet Lautsprecher für alle Ansprüche.

L 02	<input type="checkbox"/>	Zusatzlautsprecher für Mittel-Hochton, zum Hängen oder Stellen, DM 55.-
L 20	<input type="checkbox"/>	Regallautsprecher, auch in String einzuhängen, weiß oder graphit. L 20 offenes System DM 149.-; L 40 HiFi DM 185.-
L 40	<input type="checkbox"/>	
L 46	<input type="checkbox"/>	HiFi-Flachlautsprecher, wie ein Bild an die Wand zu hängen. Breiter Frequenzumfang 40-20000 Hz. DM 267.-
L 50	<input type="checkbox"/>	Boxen mit abschraubbarem Fußgestell. Große Klangfülle und Belastbarkeit. L 50 Baßreflex, DM 295.-; L 60 HiFi DM 390.-
L 60	<input type="checkbox"/>	
LE 1	<input type="checkbox"/>	Elektrostatischer HiFi-Lautsprecher. Außerordentlich naturgetreue Wiedergabe. Anschluß an CSV 13/60. DM 795.-
L 80	<input type="checkbox"/>	Höchste Wiedergabetreue. Bässe bis 25 Hertz. Hochtonwiedergabe durch Bändchenlautsprecher, bis 25000 Hertz DM 1295.- mit Fußgestell.



BRUN

WIMA-MKS



Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren.
Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte.
- Exakte geometrische Abmessungen.
- Genaue Einhaltung des Rastermaßes.
- Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten.
- Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbstheileffekt.
- HF-kontaktsicher und induktionsarm.
- Verbesserte Feuchtesicherheit.

Betriebsspannungen:

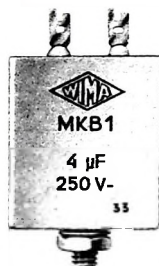
250 V- und 400 V-;

$U_N=100$ V- in Vorbereitung.



Moderne Bauelemente für die Elektronik

WIMA-MKB



Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren in Becherausführung.

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

Zwei Ausführungen:

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

MKB 2: Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher.

Betriebsspannungen: 250 V- (bis 16 μ F) und 400 V- (bis 6 μ F).

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

WIMA WILH. WESTERMANN
SPEZIALFABRIK F. KONDENSATOREN
68 MANNHEIM POSTFACH 2345

Persönliches

E. Boveri 25 Jahre Präsident des BBC-Verwaltungsrates

Dr. Walter E. Boveri, Präsident des Verwaltungsrates der AG Brown, Boveri & Cie., Baden (Schweiz), konnte im Juli auf eine 25jährige Tätigkeit an der Spitze der Muttergesellschaft des Brown-Boveri-Konzerns zurückblicken. Am 6. Dezember 1894 in Baden (Schweiz) geboren, wo sein aus Bamberg stammender Vater drei Jahre zuvor zusammen mit Charles E. L. Brown den Grundstein zu dem heute 76 000 Mitarbeiter zählenden Weltunternehmen Brown Boveri gelegt hatte, widmete sich Walter Boveri nach dem Besuch der Kantonschule in Aarau zunächst in Oxford und später in Genf und Zürich volkswirtschaftlichen Studien, die er 1921 mit dem Doktorexamen abschloß. Anschließend war er zunächst für BBC im Ausland - vornehmlich in den USA - tätig und wandte sich dann dem Bankfach zu. 1930 wurde Dr. Walter Boveri in den Verwaltungsrat der schweizerischen Muttergesellschaft von Brown Boveri gewählt und trat schon acht Jahre später als knapp 44jähriger an die Spitze des Unternehmens, das ihm neben der Sanierung der finanziellen Basis in erster Linie den Ausbau zu einem weltweiten Konzern verdankt. Er ist eine der markantesten Persönlichkeiten nicht nur der schweizerischen Industrie, sondern auch der europäischen Wirtschaft. Seine hervorragenden Leistungen würdigte die Universität Bern und die Eidgenössische Technische Hochschule Zürich durch die Verleihung des Ehrendokortitels.

H. von Hövell 25jähriges Dienstjubiläum

Direktor Herbert von Hövell beging jetzt sein 25jähriges Dienstjubiläum bei der Telefunken GmbH. Nach Abschluß seines Studiums als Diplom-Volkswirt trat er 1937 in die betriebswirtschaftliche Abteilung der AEG-Fabrikenleitung ein und war später als kaufmännischer Fabrikleiter tätig. 1951 kam von Hövell als Betriebswirt zu Telefunken. Mit der Leitung der zentralen Revisionsabteilung wurde er 1954 betraut und vier Jahre später zum kaufmännischen Leiter des Fachbereiches „Röhren“ berufen. 1959 folgte die Ernennung zum Direktor. Im Zusammenhang mit der Bildung des neuen Geschäftsbereiches „Bauelemente“ wurde Direktor von Hövell am 1. April 1963 die Aufgabe der kaufmännischen Koordinierung aller in diesem Geschäftsbereich zusammengefaßten Fachbereiche übertragen.

M. Scheerbarth 70 Jahre alt

Am 8. Juli beging Maximilian Scheerbarth, langjähriger Geschäftsführer der Apparatefabrik Berlin der Deutschen Philips GmbH, seinen 70. Geburtstag. M. Scheerbarth lebt seit reichlich einem Jahr im Ruhestand.

W. Franz 50 Jahre

Am 19. 7. 1963 konnte Wilhelm Franz auf 50 arbeits- und erfolgreiche Lebensjahre zurückblicken. Er ist in Bremen geboren. Sein beruflicher Weg führte ihn jedoch nach Berlin, und zwar zunächst zur Firma Bercovitz & Sohn, die sich mit der Meßgeräte-Herstellung und dem Vertrieb von Erzeugnissen maßgebender Hersteller befaßte, und anschließend zur C. Lorenz AG, die ihm die Möglichkeit gab, einen reichen Erfahrungsschatz zu sammeln. In Berlin gründete er dann im Jahre 1940 seine Firma Elektromeßtechnik Wilhelm Franz KG, mit der er drei Jahre später nach Lahr/Schwarzwald ging. Im Zuge der Erweiterung des Programms wurde im Jahre 1956 die Fabrikation ausgelagert und dem neugegründeten EMT-Geräte-werk Lahr W. Franz KG unter Leitung seines Bruders Walter Franz übertragen.

Wilhelm Franz widmete sich von nun an voll dem Vertrieb seiner Meßgeräte und Studioeinrichtungen, an deren Entwicklung er selbst maßgeblichen Anteil hatte. Seine Schallplatten-Abspielmaschinen und mit ihnen das Warenzeichen „EMT“ erlangten Weltruf. Hinzu kamen - um das Programm zu ergänzen - als wichtigste Geräte die Nachhallplatte und Magnettongeräte für den Studiobetrieb. Im Jahre 1959 gründete er in der Schweiz die Firma EMT Wilhelm Franz GmbH, Wettingen (AG), um den Export auszuweiten und hier insbesondere den Vertrieb der Studiomagnettongeräte der Schweizer Hersteller Studer und Stellovox weltweit durchzuführen.

W. Esser †

Am 21. 6. 1963 verstarb unerwartet in Bergisch-Gladbach Civil-Ingenieur Willy Esser. Anläßlich seines 80. Geburtstages konnte im Heft 9/1963, S. 300, darauf hingewiesen werden, daß er bereits 1925 als einer der ersten ein Spezial-Rundfunkgeschäft gründete. Seine besondere Liebe galt dem Schulfunk. Nicht nur über 1200 Schulfunkanlagen konnten im Laufe der Jahre von ihm errichtet werden, sondern auf Grund seiner pädagogischen Begabung arbeitete er früher auch an zahlreichen Sendungen mit.

Berichtigung

Magnetton-Zusatzverstärker „EL 3787“ von Philips

Im Heft 12/1963, S. 432, wurde gesagt, daß sich der neue Zusatzverstärker „EL 3787“ für das Tonbandgerät „RK 62“ von Philips auch in Verbindung mit dem Tonbandgerät „RK 14“ verwenden läßt. Das trifft jedoch nicht zu; für das Tonbandgerät „RK 14“ ist ebenso wie für das Tonbandgerät „RK 32“ nur der schon seit längerer Zeit lieferbare Zusatzverstärker „EL 3774“ geeignet.

Meß- und Prüfgeräte

für Werkstätten, Labors, Service, Bastler

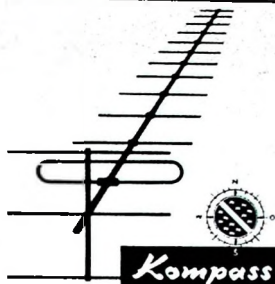
Vielfach-Meßinstrumente.....	ab DM 38,— netto
Röhrenvoltmeter	ab DM 188,— netto
Prüfsender	ab DM 132,— netto
Oszillographen	ab DM 398,— netto
Einbau-Instrumente	ab DM 9,— netto
Feldstärkeanzeiger für KW- und Fernsteueramateure.....	DM 36,—

Verlangen Sie den neuen RIM-Prospekt „Meßinstrumente“ kostenlos!

RIM-Bastelbuch 1963 — Über 60 Selbstbau-Vorschläge. Neu! RIM-8-mm-Filmanlage. Zeitgeber, Dämmerungsschalter. Nachnahme Inland DM 3,80. Vorkasse Ausland (Postcheckkonto München 13753) DM 3,80.

RADIO-RIM

8 MÜNCHEN 15
Abt. F.2.
Bayerstraße 25 am Hauptbhf.



UKW- u. FS-Antennen

Kompass-Antenne, 35 Kassel, Erzbergerstraße 55/57

exakt — stabil,
zu hunderten bewährt
von der Nordsee
bis zum Mittelmeer.

Fabriklager an vielen Orten
des In- und Auslandes.

Bezugsnachweis und Prospekt
6121 gern von

Erstmalig in Deutschland

PERMATON- POLIERBAND

unentbehrlich für Tonbandfreunde
und Techniker

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

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio-
und Fernsteuertechnik durch Christiani-
Fernkurse Radiotechnik und Automation.

Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur
und Abschluszeugnis. 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

Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-9 Stück	10-100 Stück
17,5 cm	45 per Min.	2 x 5 Min.	DM 10,—	DM 8,—
20 cm	45 per Min.	2 x 8 Min.	DM 15,—	DM 12,—
25 cm	33 per Min.	2 x 15 Min.	DM 20,—	DM 16,—
30 cm	33 per Min.	2 x 24 Min.	DM 30,—	DM 24,—

REUTERTON-STUDIO 535 Euskirchen, Wilhelmstr. 46 · Tel.: 2801

MARKEN-ANTENNEN zu Nettopreisen

UHF-Antennen (Dezi) II. Programm

5 Element	8,80
7 Element	10,00
11 Element	15,00
15 Element	17,50
22 Element	27,50

VHF-Antennen I. Programm

4 Element	9,50
6 Element	14,50
8 Element	19,00
10 Element	21,00
15 Element	27,50

Erstklassige, solide Markenware. Antennen vormontiert. Verpackungsfrei. Versandkostenfrei! dortiger Station bei Bestellwert 200,00 DM. Kanalangebe erbelten. Nachnahme-Sofort-Versand.

ANTENNEN-VERSAND o.H.G.
3501 Obervellmar/Kassel (Postfach)

UKW-Antennen, Fenster- oder Mast-
befestigung gestreckt, rund oder
V-Dipol 7,85

Antenneneinbaufilter UHF und VHF
(an gemeinsame Ableitung)

240 Ohm	4,50
60 Ohm	5,90

Bandkabel 240 Ohm 16,00 % m

Schlauchkabel 240 Ohm 28,00 % m

Koaxkabel 60 Ohm 60,00 % m

Bildröhren-Meßgerät



Zum Nachmessen von Bildröhren auf
Heizfadenfehler, hochohmigen Isola-
tionsfehlern, Sperrspannung. Verschleiß,
Vakuumpfung usw. Nur ein
Drehgeber wie bei unseren Röhren-
meßgeräten. Prospekt anfordern!

Max FUNKE KG · 5488 Adenau
Fabrik für Röhrenmeßgeräte

Zettelwirtschaft Bankrott bedingt
Magler-Kasse Ordnung bringt!



237011 MAGLER KASSENFABRIK HEILBRONN

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände,
Kondensatoren, Transistoren, Dioden u.
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. Röhren-
Müller, Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

Leber-Meßinstrumente aller Art. Char-
lottenburger Motoren, Berlin W 35

ANTENNEN-ROTOR MIT FERNANZEIGE- UND STEUERGERÄT

CDR Type TR - 2A, 220 Volt ~ 160 Watt, schwenkt mit Leichtigkeit Antennen bis
70 kg Gewicht; 1 U/min., magnetische Freigabe der mechanischen Bremse; einfachste
Montage durch doppelseitige Klemmverrichtung für Röhre 22-50 mm Ø; absolut
wetterfest und wartungsfrei. Stellanzeige im Steuergerät durch erleuchtete Wind-
rose N-NO-O-SO-S-SW-W-NW und Endlagenanzeige mit Abschaltung! In-
klusive allem Montagematerial nur DM 192,85 portofrei.

Vielfach-Meßinstrumente ICE Mailand Modell 60: 5000 Ohm/V, 25 Meßbe-
reiche DM 74,00 portofrei. Modell 60 C: 20 000 Ohm/V, 42 Meßbereiche mit elek-
tronischem Überlastungsschutz DM 115,00 portofrei.

Beide Typen im festen farbigen Elui mit Deckel inkl. Batt. und Meßschüben, ausführ-
liche Bedienungsanleitung, sofort ab Lager lieferbar.

R. Schünemann, Funk- u. Meßgeräte, 1 Berlin 47, Neuhofer Str. 24, Tel. 60 84 79.

ALU-SCHILDER in kleiner Stückzahl oder in Einzelstücken kein Problem mehr!

STÜRKEN AS-ALU

Type

f(Hz)

Fertigungs-Nr.

Frontplatten, Skalen, Leistungsschilder,
Schaltbilder, Bedienungsanleitungen usw.
können Sie bequem und leicht selbst
anfertigen mit AS-ALU — der fotobeschichteten
Aluminiumplatte, Bearbeitung so einfach
wie eine Fotokopie, industriemäßiges Aussehen,
widerstandsfähig, lichteht,
gestochen scharfe Wiedergabe,
unbegrenzt haltbar.

DIETRICH STÜRKEN, Düsseldorf-Oberkassel
Leostraße 19, Telefon 2 38 30

CRAMOLIN- Kontaktspray

mit Sprühhörchen

reinigt und schützt zu-
verlässig Kontakte jeder Art
entfernt sicher Oxyd- und
Sulfidschichten
beseitigt unzulässig hohe
Übergangswiderstände
verhindert weitere
Korrosion
hat hervorragende
Benetzungsfähigkeit

R. Schäfer & Co.
713 Mühlacker/Württ.
Postfach 44

gullmann

VALVO

10020

E.-Thälmann-Str. 56

74



A 0563/531

Kleinlautsprecher

Vorwiegend für transistorisierte, netzunabhängige Empfänger, für Telefonverstärker, Wechselsprechanlagen und kleine Tonbandgeräte

Rund- und Ovallautsprecher

Für Rundfunk- und Fernsehgeräte aller Art, für Phonokoffer, Tonbandgeräte und Autoempfänger

Hochleistungslautsprecher

Für hochwertige Hi-Fi- und Stereo-Anlagen und für Musikautomaten

Die Tabelle zeigt Vorzugstypen, die in besonders hohen Stückzahlen hergestellt werden.

Unsere Datenblätter geben ihnen Auskunft über das gesamte Lautsprecherprogramm.

VALVO GMBH HAMBURG

Typ	Korb- durch- messer mm	Belast- barkeit W	Schwing- spulen- impedanz b. 1000 Hz Ω	Frequenz- bereich Hz	Luftspalt- induktion G
AD 2218 Z	51,5	0,3	3	500 ... 4000	6000
AD 3207 Z	63,5	0,5	3	280 ... 5000	8500
AD 3316 Z	80	1	3	265 ... 6000	9500
AD 1300	80	2	3	200 ... 18000	6800
AD 2300 CZ	80	2	150	240 ... 7000	8500
AD 3416 Z	105	1	3	240 ... 6000	9500
AD 1400	105,2	3	3	140 ... 16500	6800
AD 2400 Z	105,2	3	3	160 ... 5500	8500
AD 3414 Z	105,2	3	3	170 ... 7000	12000
AD 1500	121	3	3	100 ... 14000	6800
AD 2500 X	121	6	3	100 ... 11100	8500
AD 3500 M-06	121	3	5	95 ... 19000	9500
AD 3514 X	121	6	5	100 ... 11000	9500
AD 2700 X	155,2	6	5	80 ... 11000	8500
AD 3700 M-6	155,2	3	5	70 ... 18000	9500
AD 3714 X	155,2	6	5	80 ... 11000	9500
AD 2800 M	191,6	6	5	60 ... 18000	8500
AD 3800 M-06	191,6	6	5	60 ... 18000	9500
AD 3814 X	191,6	6	5	70 ... 10000	9500
AD 3464	103 x 155	6	5	110 ... 11000	11000
AD 3670 M-06	133,2 x 183,2	3	5	80 ... 18000	9500
AD 2690 M	160,6 x 233,6	6	5	65 ... 18000	8500
AD 3690 M-06	160,6 x 233,6	6	5	65 ... 18000	9500
AD 4000 M	262	10	7	45 ... 18000	8000
AD 4200 M	315	20	7	35 ... 17000	8000
AD 5200 M	315	20	7	35 ... 17000	11000