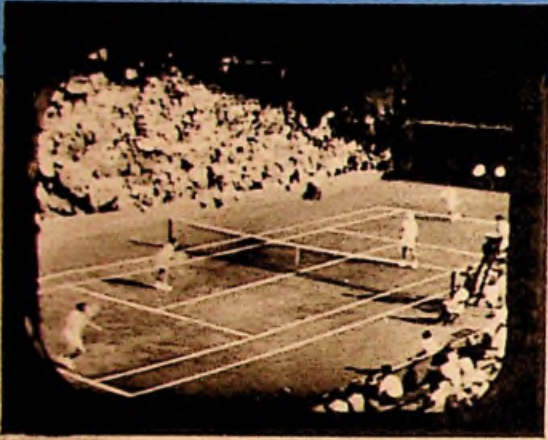


# FUNK- TECHNIK

# Fernsehen Elektronik



## Bemessung von Kondensatoren für Elektronenblitzgeräte

Elektronenblitze arbeiten mit gasgefüllten (Xenon) Entladungslampen. Von einer Spannungsquelle (Hochspannungsbatterie oder Akku mit Wechselrichter und Gleichrichter oder Netz mit Gleichrichter) wird ein Hochspannungskondensator aufgeladen. Parallel zu diesem Kondensator liegt die Blitzröhre. Wird nun beim Auslösen des Fotoapparates durch einen Synchronkontakt ein zusätzlicher Spannungsstoß von einem kleinen Zündkondensator direkt oder über eine zwischengeschaltete Zündröhre auf besondere Zündelektroden der Blitzröhre gegeben, dann zündet die Blitzröhre. Die gespeicherte Energie des Arbeitskondensators fließt über die Blitzröhre ab. Durch die Gasentladung entsteht ein Lichtblitz, dessen Dauer von der verwendeten Blitzröhre, der Betriebsspannung und vom Aufbau des Gerätes abhängig ist (1/100 ... 1/1000 s und kürzer); geringere Betriebsspannungen ergeben längere Blitzzeiten. Die Intensität des Blitzes entspricht dabei der im Arbeitskondensator gespeicherten elektrischen Energie. Hersteller von Blitzröhren geben die maximale Entladungsenergie, die in der Röhre verarbeitet werden kann, in Wattsekunden [Ws] an; „Joule“ ist nur ein anderer Einheitsname für Ws. Ganz allgemein gilt in Deutschland diese elektrische Arbeit in Ws als Kriterium für Elektronenblitze. Es sind Blitzröhren für 50 ... 500 Ws im Handel. Übliche Blitzröhren kosten etwa 40 ... 50 DM; ihre Lebensdauer liegt im Durchschnitt bei 20 000 Blitzen. Ferner werden als Lampendaten stets noch die normale Betriebsspannung, die Mindestzündspannung u. ä. genannt.

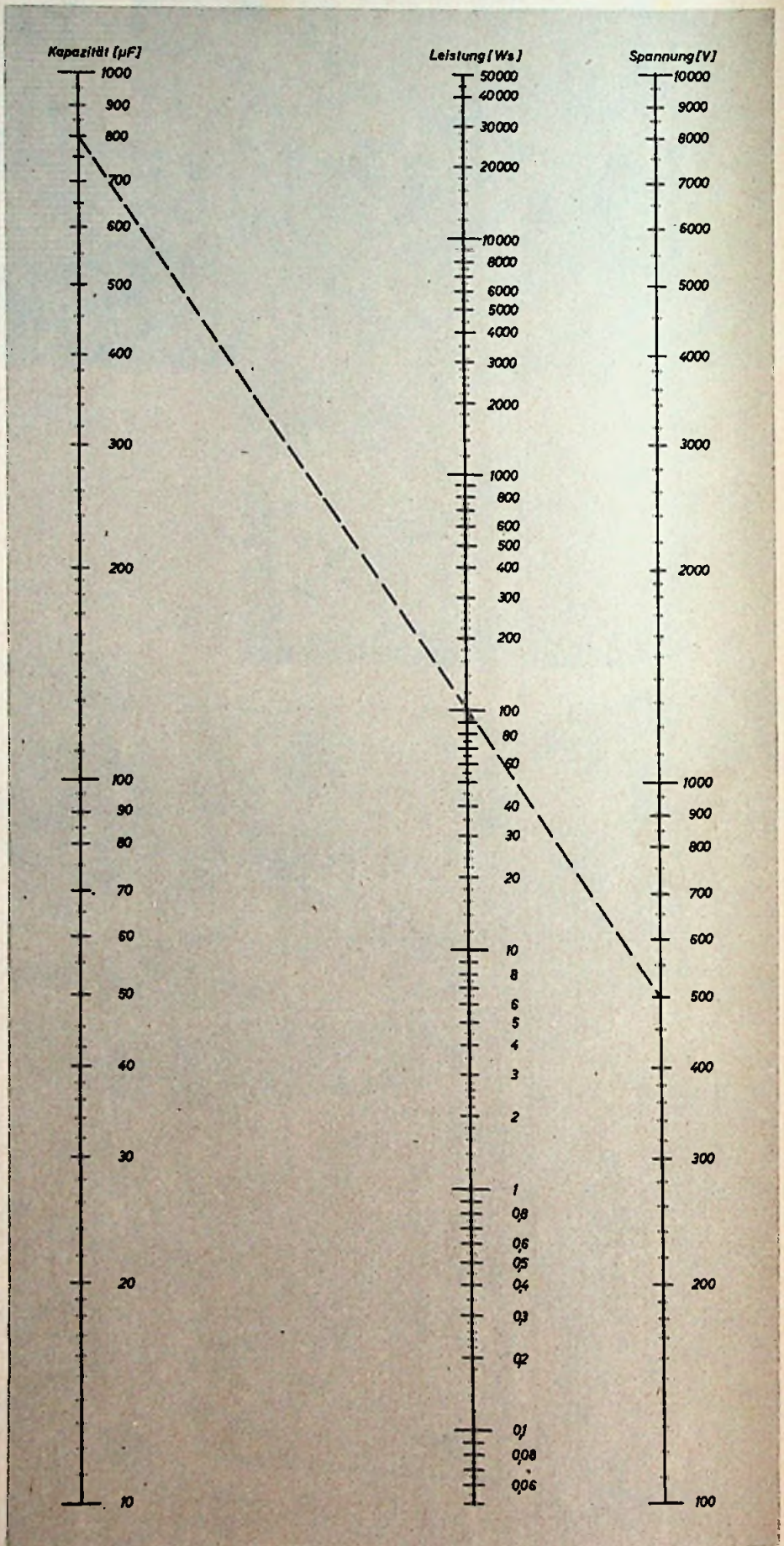
Natürlich ist man bestrebt, zumindest bei Amateurgeräten, aus Sicherheitsgründen die Betriebsspannung der Blitzröhren niedrig zu machen. Nun ist aber die im Kondensator gespeicherte elektrische Energie nach der Gleichung

$$A = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \quad [\text{Ws, F, V}]$$

vom Quadrat der Spannung abhängig. Eine bestimmte Energiemenge erfordert deshalb entweder eine hohe Aufladepannung (Betriebsspannung) und einen verhältnismäßig kleinen Kondensator oder eine kleinere Betriebsspannung und einen im quadratischen Verhältnis vergrößerten Kondensator.

Einige neuere Blitzröhrentypen (z. B. „BL 9“ und „BL 10“ von Osram oder „XB 103“, „Klein-Lyra“ und „U-Blitz“ von DGL Vakuumtechnik GmbH) erlauben durchaus die Anwendung von Betriebsspannungen bis herunter zu 500 V. Während für Betriebsspannungen von einigen tausend Volt meistens MP-Kondensatoren (Bosch) verwendet werden, sind bei geringeren Spannungen vielfach Spezial-Elektrolytkondensatoren (Hydrawerk, NSF, KIK usw.) eingesetzt. Aus dem nebenstehenden Nomogramm läßt sich durch Fluchten über die drei Leitern der jeweils gesuchte Wert schnell auffinden. Beispiel: Entladungsenergie = 100 Ws, Betriebsspannung = 500 V; benötigter Hauptkondensator = 800  $\mu\text{F}$ .

Grundschaltungen und Bauhinweise für Elektronenblitzgeräte enthält FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], H. 22, S. 626; das Heft ist vergriffen und kann nicht mehr nachgeliefert werden. Jä.





# FUNK- TECHNIK

CHEFREDAKTEUR CURT RINT

## AUS DEM INHALT

Bemessung von Kondensatoren für Elektronenblitzgeräte .....	354	Untersuchung der Arbeitsweise eines Fernsehempfängers mit Elektronenstrahloszillografen .....	367
Süddeutsche Fernseh-Impressionen .....	355	Fernseh-Service-Lehrgang (12) .....	369
Erfahrungen beim Fernseh-Weltempfang .....	356	Aussteuerungsautomatik in Verstärkeranlagen .....	371
Ein Beitrag zur Frage der Grenzfrequenzen stabilen Fernsehempfangs .....	357	Schaltungstechnik der Abstimmanzeiger .....	373
Verstärkerschaltungen für Plattenspieler-Koffer .....	359	Schaltungswinkel	
Die interessante Schaltung: AM/FM-Super Jotha-„Zeus“ .....	359	Gittervorspannungserzeugung in Verstärkern .....	376
Unsere bunte Seite .....	360	Einfaches Feldstärkemeßgerät für das 2-m-Band .....	377
Nutzeleistung und Verzerrungen bei Rundfunk-Endpentoden .....	361	FT-AUFGABEN .....	378
Vereinfachter Elektronenschaller .....	364	FT-ZEITSCHRIFTENDIENST .....	379
Lichtelektrischer Schwellwertanzeiger .....	366	FT-BRIEFKASTEN .....	381

Zu unserem Titelbild: Fernsehübertragung eines internationalen Tennisspiels des NWDR; für die Weiterleitung zum Sender wurde (rechts im Foto) ein Richtstrahler auf einen transportablen Turm aufgebaut

## Süddeutsche Fernseh-Impressionen

WD. Einsichtige Fachkreise sind sich darüber einig, daß es für die Fernsehentwicklung in Süddeutschland keinen schwerwiegenden Nachteil bedeutet, wenn das Fernsehen noch einige Zeit auf sich warten läßt. Auf Grund des Vertragswerks „Deutsches Fernsehen“ soll der Bayerische Rundfunk am künftigen gemeinsamen „Deutschen Fernsehprogramm“ neben dem NWDR (50 %) die größte Programmquote (20 %) bestreiten. Die Vorarbeiten der technischen Direktion unter Leitung von Friedrich M. Z a e k e l und des für die Programmproduktion zuständigen Fernsehbeauftragten Dr. Clemens M ü n s t e r sind so weit gediehen, daß es im gegenwärtigen Zeitpunkt möglich ist, die erste Entwicklungsphase des Fernsehens in Bayern zu beurteilen. Von der technischen Abteilung wurden zunächst Messungen durchgeführt, um die günstigsten Fernsehsender-Standorte zu ermitteln. Der erste Fernsehsender wird auf dem Wendelstein noch im Laufe des Jahres 1953 entstehen. Schon mit dieser leistungsstarken Höhenstation dürfte ein verhältnismäßig großer Teilnehmerkreis versorgt werden können, zumal die Station im 7-m-Band arbeiten soll. Die Wahl des Fernsehbandes I (41 ... 68 MHz) für den ersten Bayerischen Fernsehsender ist auf Überlegungen zurückzuführen, die nach Bekanntwerden der Überreichweiten und der damit verbundenen Schrumpfung der ursprünglich angenommenen Versorgungsgebiete der Fernsehsender angestellt worden sind. Durch die Beschränkung der Fernsehsender auf die Kanäle des Bandes III würde sich infolge der hohen Schutzfeldstärken eine erhebliche Einbuße der gesamten versorgten Fläche des Bundesgebietes ergeben. Bei den bedeutenden, für das Fernsehen zu bestreitenden Aufwendungen spielt ein solcher Ausfall im Gebührenaufkommen und damit für die Finanzierung des Fernsehbetriebes der Rundfunkanstalten eine ausschlaggebende Rolle. Vom Bayerischen Rundfunk sind daher außer der Propagierung des Bandes I als zusätzlichen Fernsehbereich alle anderen Überlegungen gefördert worden, die dazu beitragen sollen, die Zahl der Kanäle zu erhöhen. Die deutsche Fernsehindustrie hat in der Zwischenzeit die neueren Fernseher auch für den Empfang des Fernsehbandes I eingerichtet.

Bei der Vorbereitung des kommenden Fernsehprogramms, das der Bayerische Rundfunk abwickeln soll, und das aus dem Gemeinschaftsbeitrag zum „Deutschen Fernsehprogramm“ und aus regionalen Sendungen bestehen wird, beherzigt man die Worte „sauber und gründlich“. Die bisherigen Produktionserfahrungen beweisen, daß ein befriedigendes Fernsehprogramm ohne sorgfältige und langwierige Vorarbeiten nicht gestartet werden kann. Dr. Münster betrachtet es daher als eine der wichtigsten Aufgaben, eine gewisse Programmreserve als Grundlage des regelmäßigen Fernsehdienstes zu schaffen. Dieser Aufgabe dient das Fernseh-Versuchsjahr, das bis 31. März 1954 dauert und auf die Ausstrahlung von Fernsehsendungen verzichtet. Als Studio steht im Augenblick ein großer Saal von etwa 150 qm Fläche mit geeignetem Regieraum in der Lothstraße in München zur Verfügung. Sehr gute Beleuchtungseinrichtungen und drei hochempfindliche PYE-Fernsehkameras gestalten eine Fernsehproduktion in kleinem Rahmen. Dieses Studio soll in absehbarer Zeit durch das modernere Fernsehstudio in Freimann ersetzt werden. Hier stockt der Bayerische Rundfunk auf eigenem

Grund und Boden ein für diesen Zweck sehr geeignetes Gebäude auf. Im Erdgeschoß liegt das Fernsehstudio mit einer Gesamtfläche von etwa 400 qm. Die Regiezelle befindet sich kancelartig im ersten Stock. Durch eine Zwischenwand kann das große Studio in zwei Einzelräume aufgeteilt werden. Die Wand dient ferner für Projektionszwecke. An das Fernsehstudio schließen sich im Erdgeschoß die für den künstlerischen Betrieb benötigten Räume an. Im ersten Stock ist die Fernsehtechnik untergebracht. Das Studio wird die Einrichtungen des Aufnahmezimmers in der Lothstraße aufnehmen und durch drei Fernsehkameras deutscher Produktion (Fernseh-GmbH) ergänzt werden. Die durch ihre Empfindlichkeit, besonders für Reportagen, geeigneten PYE-Kameras werden dann für den Außendienst frei.

Die anzustrebende Programmpolitik läßt sich etwa folgendermaßen formulieren: Die Zuschauer sollen sehen, was sie zu sehen wünschen; und was sie bekommen sollen, muß gut serviert sein. Wie man weiß, kann dieses Ziel nur durch emsige tägliche Kleinarbeit erreicht werden. Das Fernsehstudio des Bayerischen Rundfunks wird sich daher im laufenden Versuchsjahr die Praxis der Studioteknik und die fernsehmäßige Gestaltung von Unterhaltungssendungen zu erarbeiten haben. Man muß zunächst die Eigengesetzlichkeit des Fernsehprogrammes ergründen und geeignetes Personal heranbilden, um sich an ein qualitativ hochstehendes Programm wagen zu können. Zur Vorbereitung des kommenden Fernsehprogramms ist beabsichtigt, Sendungen auf Filmstreifen aufzunehmen, Manuskripte sendereif zu machen, Fernsehspiele zu proben und fernsehgeeignete Ideen zu sammeln. Die Studioeinrichtungen eignen sich für alle Sendungen, die dem Kammerstil entsprechen. Besonders aussichtsreich ist die Spezialisierung auf das Fernsehspiel. Revuen wird man nicht aufführen können, wohl aber gepflegte Unterhaltungssendungen. Um die Gestaltung der regionalen Fernsehprogramme ist dem Bayerischen Rundfunk nicht bange. Der Stoff für historische und kulturelle Themen ist ebenso unerschöpflich wie die Möglichkeit der Berichterstattung aus den Zentren der Industrialisierung und des Fremdenverkehrs. Eine große Rolle spielt bei der regionalen Sendung die 16-mm-Schmalfilmtechnik.

So, wie die Dinge liegen, darf man etwa ab Mitte 1954 mit einem regelmäßigen Fernsehprogramm des Bayerischen Rundfunks rechnen. Der Sender Wendelstein, der je nach Fortschreiten der Bauarbeiten mit Ausstrahlungen früher beginnen soll, wird voraussichtlich Filmversuchssendungen übertragen, bis das offizielle Fernsehprogramm gestartet werden kann. Die Fernsehsendeleitung glaubt zum Saisongeschäft des nächsten Jahres, etwa ab Oktober 1954, ein auserlesenes Programm bieten zu können, um damit die Grundlage für einen guten Absatz der Fernseher zu schaffen. Nach dem verabschiedeten Haushaltsplan für das Rechnungsjahr 1953 stehen für das Fernsehen insgesamt 3,71 Millionen DM zur Verfügung. Davon sind 1,3 Millionen DM für die Errichtung des Fernsehsenders Wendelstein bestimmt; weitere 1,2 Millionen DM benötigt der Ausbau des Fernsehstudios Freimann. Die Programm-Produktionskosten sind mit 600 000 DM und die technischen Betriebskosten mit 590 000 DM veranschlagt.

# Erfahrungen beim Fernseh-Weitempfang

Als das Fernsehen am 25. Dezember des vergangenen Jahres Nord- und Westdeutschland erreichte, bedeutete das selbstverständlich noch keine Deckung des gesamten Gebietes von Flensburg bis Aachen. Echte Versorgung setzt an allen Orten eines in Frage stehenden Gebietes nach den CCIR-Empfehlungen folgende Feldstärken des Bildsenders voraus:

Landgebiet 0,63 mV/m; Stadtgebiet 3,50 mV/m.

Nach einigen Wochen Betrieb der Sender Hamburg, Langenberg, Köln und Hannover standen die „echten“ Versorgungsgebiete ungefähr fest, wenn man von örtlichen Verschiebungen absieht [1]. Innerhalb dieser Kreise um die Sender bleibt der Antennenaufwand im wesentlichen normal, d. h., man kommt stets mit einer Yagi-Antenne auf dem Dach aus. Erfahrungen mit Zimmerantennen bzw. Gebäusedipolen waren erwartungsgemäß unterschiedlich. Zusammengefaßt läßt sich sagen: Die Reichweite der NWDR-Fernseherer entspricht den Erwartungen, die sich auf theoretische Überlegungen und praktische Erfahrungen stützen.

Bereich der neuen deutschen Fernsehseherer stimmt. Verfasser hat deshalb seit Inbetriebnahme der Fernsehgroßsender bis Ende Mai mit handelsüblichen Fernsehempfängern (u. a. Philips „1410 U“, Grundig „210“, „Schauinsland W II“ von Saba) und verschiedenen Antennenformen (meistens Roka) den Äther abgetastet und nahezu täglich — nur mit einer längeren Pause im April — in allen Kanälen zwischen 174 und 223 MHz gearbeitet und dabei ein Auge auf Kanal 4 (Lopik) gehabt. Grundprinzip war: Keinen höheren Aufwand treiben, als es jedem Fachhändler bzw. Empfangsamateur möglich ist.

Der Empfangsort lag für diese Verhältnisse nahezu „ideal“, und zwar in Emden an der Nordseeküste. Von hier aus bestehen folgende Entfernungen zu den FS-Sendern: Hamburg-Billwerder 185 km, Hannover 210 km, Langenberg 230 km, Feldberg/Ts. 375 km. Die Antennen sind 15 m über dem Boden auf einem völlig freistehenden Haus angebracht und können zwischen 70° und 210° geschwenkt werden, d. h. von Ost über Süd bis etwa Südsüdwest.

## Fernsehen ist eine Antennenfrage

Bei einer gegebenen Empfängerempfindlichkeit ist Fernsehempfang über diese Entfernungen grundsätzlich eine Antennenfrage.

Die nachstehenden Versuche wurden nun bewußt mit kleinen Antennen ausgeführt, die sich jedermann leisten kann. Für Hamburg war meistens eine Vierelement-Antenne (Faltdipol, zwei Direktoren, Reflektor, Vor/Rück-Verhältnis 10 : 1, Spannungsgewinn 9 db) mit 1/4-Transformator zum Anpassen des Fußpunktwidestandes von 60 Ohm an das übliche Flachkabel von 240 Ohm Wellenwiderstand in Betrieb, für Langenberg und Hannover bzw. zuletzt für den Feldberg ein Faltdipol mit Reflektor (Vor/Rück-Verhältnis 3 : 1, Spannungsgewinn 3 db). Beide Antennen hatten unterschiedliche Bandbreite. Genau nach Fabrikangabe montiert, reichte beim Vierelement-Yagi die Bandbreite in Kanal 6 schon nicht mehr aus, den Ton gut zu bringen, wenn die Feldstärke schwach war, während das Bild stets weit besser als beim Anschluß des Zweielement-Yagi kam. Es hatte daher keinen Zweck, beispielsweise die Vierelement-Antenne auf Hannover (Kanal 8) auszurichten. Dagegen war die Bandbreite der kleinen Zweielement-Antenne zwischen Kanal 5 und 11 gut, reichte aber für das UKW-Rundfunkband (87,5 ... 100 MHz) nicht mehr aus.

Entsprechend ihrem Aufbau waren beide Antennen selbstverständlich auch unterschiedlich in der Bündelungsschärfe, d. h. bezüglich ihrer Richtempfindlichkeit. Die Vierelementantenne mußte etwa  $\pm 15$  Grad genau auf den Sender ausgerichtet werden, die kleinere etwa  $\pm 30$  Grad. Ein weiterer, sehr wesentlicher Unterschied bestand bezüglich der Seiteneinstrahlung. Oben nannten wir die Entfernungen zu den gleichstarken Fernsehseherern Hamburg und Langenberg mit 185 bzw. 230 km. Die größere Antennenhöhe von Langenberg müßte eine bessere Abstrahlung zur Folge haben (Hamburg: Fernsehseherantenne 175 m über NN; Langenberg: FS-Senderantenne 445 m über NN), so daß man am Empfangsort theoretisch mit etwa der gleichen Feldstärke von beiden Sendern rechnen dürfte. Beide Stationen liegen im Kanal 6, ihre Bildträger arbeiten „Offset“, d. h. um 10,5 kHz gegeneinander versetzt, so daß gegenseitige Überlagerungen herabgesetzt werden. An einigen Tagen gab es jedoch hoffnungslose Streifenstörungen, d. h., das Bild war durch den Gleichkanalsender mit zahlreichen waagerechten Streifen überzogen, die je nach Phasenlage langsam oder schnell in der Vertikalen wanderten und häufig genug den Bildeindruck völlig zerstörten (Abb. 1 und 2). Entsprechend der geringeren seitlichen Aufnahmefähigkeit blendete die Vierelement-Antenne die genau aus 90 Grad einfallenden Störstrahlungen weit besser als die Zweielement-Antenne aus. Der Grad der Störungen war naturgemäß durch die Feldstärke bedingt: diese wiederum hing u. a. von der Fadingperiode ab. Hatte man beispielsweise die „Hamburg-Antenne“ angeschaltet, und wanderte die Feld-

stärke des Hamburger Senders in das Schwundmaximum ein, während die Störfeldstärke Langenbergs dagegen auf dem Höhepunkt (Schwundminimum) war, so ergaben sich Bilder, wie in Abb. 1 gezeigt, d. h. flauere, verwaschene Bilder mit kräftigen Streifen. Der Schwund ist meistens selektiv, so daß der Ton nicht immer im gleichen Umfange beeinträchtigt wird; außerdem bewährt sich die Frequenzmodulation, denn bei dieser Methode gehört eine relativ hohe Störfeldstärke dazu, ehe der Ton „verzerrt“ ist. An sogenannten „normalen“ Tagen stellt sich eine Schwundperiode von 3 ... 8 Minuten ein, jedoch wurden auch schon Perioden von 15 Minuten und länger beobachtet.

## Morgens, abends und bei Hochdruckwetterlage

Zwischen den Empfangsverhältnissen auf UKW (87,5 ... 100 MHz) und im 1,5-m-Band (200 MHz) bestand weitgehende Übereinstimmung, obwohl einige Male beobachtet werden konnte, daß gute Ausbreitungsbedingungen erst nach einer Zeitverzögerung von 1 ... 3 Stunden von 100 MHz auf 200 MHz übergriffen. Im allgemeinen genügte aber eine Beobachtung der UKW-Rundfunksender im 3-m-Band, um auf die Fernseh-Weitempfungsmöglichkeiten schließen zu können.

Interessant war während der fünfmonatigen Beobachtungsperiode die durchweg exakte Gegenläufigkeit zwischen Tageszeit bzw. Lufttemperatur und Feldstärke der Fernsehseherer. Mit steigender Temperatur im Laufe des Tages nimmt die Feldstärke ab, um gegen Abend wieder anzusteigen (vgl. [3], Abb. 14). Man konnte das mit fortschreitender Jahreszeit besonders instruktiv beobachten. Im März kamen beispielsweise die abendlichen Testbildsendungen zwischen 19 und 20 Uhr z. T. glänzend herein, so daß man sich auf einen guten Fernsehabend freute ... inzwischen ging die Dämmerungsperiode vorüber, und nach 20 Uhr fielen die Feldstärken rapide ab. Im Mai dagegen, wenn es später dunkelte, waren ab 19 Uhr die Testbilder und der Anfang des Abendprogrammes nicht immer gut zu beobachten, hingegen steigerte sich auch jetzt die Feldstärke in der Dämmerung, so daß sich die Zeit des besten Empfanges in die abendliche Programmabfertigung verlagerte. Natürlich gilt dieser Verlauf nicht für Zeiten einer anomalen Troposphäre.

## 1. und 2. März 1953

Neben dem 1. Januar, der bei diesem Wetter und Feuchtigkeit ganz ausgezeichneten Empfang brachte (mit Zimmerantenne brauchbares Bild von Hamburg), ragt vor allem der Märzanfang heraus, der u. a. auch von den europäischen Kurzwellenamateuren gebührend durch Rekordleistungen im 144- und 470-MHz-Band (!) ausgenutzt wurde [6]. Bereits am Morgen des 1. März (Sonntag) war der Empfang der 3-m-Rundfunksender ungewöhnlich gut; gegen 17 Uhr konnten bereits 19 UKW-FM-Sender empfangen werden, darunter drei holländische Stationen. Als um 19 Uhr der Fernsehempfänger eingeschaltet wurde, „knallte“ in Kanal 8 der Fernsehseherer Hannover (1 kW)



Abb. 1. Streifenstörungen durch Gleichkanalbetrieb der FS-Sender Hamburg und Langenberg (Kanal 6). Aufnahme im Augenblick, als der abgestimmte Sender Hamburg im Feldstärkeminimum und der aus Richtung 90 Grad einfallende Sender Langenberg im Feldstärkemaximum war



Abb. 2. Ähnlich wie Abb. 1, jedoch mit geringerer Streifenstörung des Bildes (Aufnahme am 2. März)

## Jenseits der Reichweite

Über Theorie und Praxis der UKW-Ausbreitung ist in letzter Zeit viel veröffentlicht worden ([2], [3], [4], [5], [7] u. a.). Die UKW-Welle hört danach hinter dem Horizont nicht auf, und als Folge bestimmter meteorologischer Einflüsse können kurzzeitig Überreichweiten mit sehr großen Feldstärken auftreten. Die E- und F-Schichten, die für die Ausbreitung der Mittel- und Kurzwellen bis in den 7-m-Bereich hinein verantwortlich sind, haben im 100- und 200-MHz-Bereich keinen Einfluß mehr; hier wirkt sich vielmehr der Zustand der unteren Troposphäre mit Dampfdruck, Temperaturgang und Verwirbelung aus.

Das ist mehr oder minder bekannt, und es war lediglich zu beweisen, ob es auch im 200-MHz-

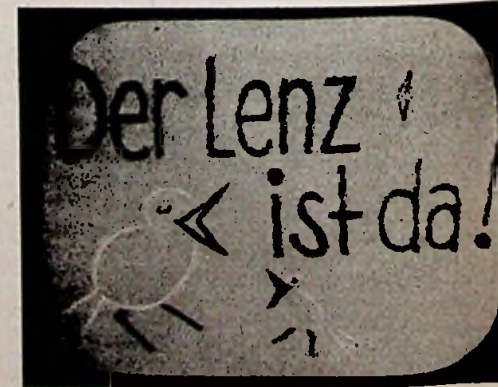


Abb. 3. Bildschirmfoto vom Hamburger Sender am 21. März; ganz leichte Streifenstörung im Bild

herein; im Kanal 6 stritten sich Langenberg und Hamburg um die Vorherrschaft. Die Streifenstörungen waren z. T. so schlimm, daß der rauschfreie Bildempfang trotz besser Durchzeichnung unbrauchbar und der Ton völlig verzerrt war. Daher wurde das Abendprogramm (Eishockey-Länderkampf aus Köln) bis 22 Uhr ohne jede Störung und Fading über Hannover empfangen.

Am Montag, dem 2. März, kam in Kanal 10 den ganzen Tag über die Funkbrückenstation über Berlin-Nikolassee mit Testbildern und Prüffilmen

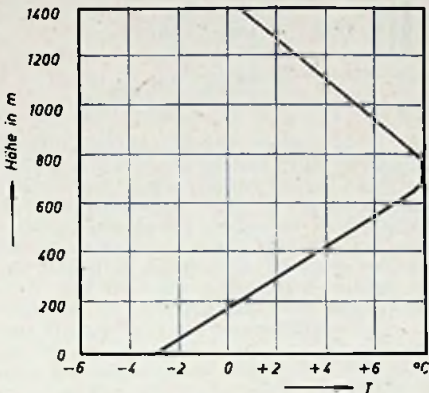


Abb. 4. Ausgeprägte Bodeninversion in Emden am 2. März, 03.00 Uhr (Radiosondenmessung)

der Bundespost gut bis sehr gut herein, natürlich ohne Ton. Am Abend hatte man Programmauswahl, und zwar Kanal 10: Berliner Programm ohne Ton; Kanal 8 und 6: NWDR-Programm aus Hamburg. Kanal 6 war weniger gestört (vgl. Abb. 2), weil Langenberg bereits schwächer eintraf. Damit deutete sich schon eine Verlagerung der Empfangsrichtung an: Nord-Süd wurde schwächer, Ost-West hielt sich und verlagerte weiter nach dem Nordosten. Die 2-m-Amateure konnten bereits am 3. März nicht mehr nach England durchdringen, schafften jedoch am 6. März mehrfach Schweden. Beispielsweise konnte ein Ingenieur in Lund (Südschweden) an diesem 6. März neben dem Fernsehsender Kopenhagen (Kanal 4) auch Hamburg (Kanal 6) aufnehmen, dazu über 20 UKW-Rundfunksender aus England, Dänemark und vor allem Deutschland.

Wie kam es nun zu diesen aus dem Rahmen fallenden Ergebnissen? Ende Februar/Anfang März baute sich über dem nördlichen Deutschland ein starkes und vor allem konstantes Hoch auf; es erreichte in Emden am 1. März mit 1047 mb einen seit sieben Jahren nicht mehr festgestellten Wert. In den Abendstunden lagerten über der Nordseeküste dicke Nebelfelder [7] und die Temperatur sank bei Einbruch der Dämmerung von +8 Grad (Tageshöchstwert) rasch unter Null, so daß sich eine kräftige Bodeninversion ausbildete, die dank völliger Windstille und „abschirmender“ Nebelbänke lange Zeit anhält. Abb. 4 zeigt den Temperaturverlauf in der unteren Troposphäre in Emden, festgestellt durch Radiosondenaufstieg in der Nacht vom 1. zum 2. März, 03.00 Uhr. Am 3. März gingen, wie oben erwähnt, die Empfangsmöglichkeiten rasch zurück, obwohl das Barometer weiterhin hoch stand (1040 mb). Bis zum 6. März hatten sich die Verhältnisse wieder gebessert und blieben etwas wechselnd, im ganzen aber recht günstig, bis weit in die zweite Märzhälfte hinein.

\*

Es bestätigt sich, daß Fernseh-Weltempfang im 200-MHz-Bereich in Zeiten großer Temperaturunterschiede zwischen Tag und Nacht recht häufig ist. Trifft dieser Temperaturgang mit Hochdruckwetter = Windstille zusammen, so wird die Tendenz zur Inversionsbildung in Bodennähe unterstützt. So etwa am 22. Mai, als die Sendung zum Telefunken-Jubiläum zwischen 21.15 und 22.30 Uhr nur mit einiger Mühe über Langenberg verfolgt werden konnte. Der Abend war nach einem heißen Tage nur wenig abgekühlt, und auch die Nacht brachte wenig Temperaturrückgang, so daß prompt die morgendlichen Testbildsendungen nicht aufzunehmen waren. Wieder folgte ein heißer Tag, jedoch mit einer fühlbaren abendlichen Abkühlung — und schon gelang es wieder, Kanal 6 (Langenberg) aufzunehmen.

#### Erster Empfang vom Feldberg

Bereits am 22. Mai quälte sich durch den Rauschschleier in Kanal 8 zwischen 19.00 und 19.45 Uhr ein Testbild von einer Lorenz-Monoskop-Anlage: erster Empfang vom Feldberg-Sender! Ab 19.45 Uhr erschien der NWDR-Stern und schließlich, recht undeutlich, d. h. stark verrauscht und fast ohne Ton, das Abendprogramm. Einen Tag später (Sonnabend, 23. Mai) wiederholte sich dann das Schauspiel: zuerst das Monoskop-Testbild, dann komplettes Fernsehprogramm bis 21.55 Uhr und anschließend nochmals Monoskop-Testbild bis 22.15 Uhr. Durch die besseren Verhältnisse bedingt, gab es erstmalig Streifenstörungen in Kanal 8: Hannover und Feldberg störten sich, zumal die Antenne nicht zum Ausblenden herangezogen werden konnte (der Feldberg liegt von Emden aus in etwa 170 Grad, Hannover 135 Grad). Zwar besteht ein erheblicher Unterschied in der Entfernung (Hannover 210 km, Feldberg/Ts. 375 km), aber ebenso in Antennenhöhe und Energie (Hannover 170 m bzw. 4 kW ERP, Feldberg/Ts. 930 m bzw. 100 kW ERP). Somit kam der Feldbergsender in Emden immer noch besser als der FS-Sender Hannover herein. Das Programm des Abends kam aus Berlin und erreichte Emden auf folgendem Wege: Berlin-Nikolassee—Höbeck—Hamburg—Wuppertal—Köln—Olberg bei Bonn (Behelfsrelais bis zur Fertigstellung der Stationen auf dem Schöneberg und der Fleckertshöhe)—Feldberg (zusammen 550 km Relaisstrecke) und nach der Nordsee (375 km). Nun sei nicht verschwiegen, daß der Empfang in Emden alles andere als befriedigend war; hier handelte es sich tatsächlich nur um die Feststellung, welcher Sender welches Programm überträgt.

\*

Aus Kronach/Ofr. wird berichtet, daß dort mit dem Loewe-Opta-Tisch-Fernsehempfänger „Iris“ der Fernsehsender Feldberg/Ts. in erstklassiger Güte und Brillanz empfangen wurde. Über 210 km Luftlinie kam vom Feldberg aus in Kronach ein Programm an, das einen Weg von über 1000 km hinter sich hatte, nämlich Berlin—Hannover—Köln—Frankfurt—Kronach. Der Empfang war (wie in den normalen Sendebereichen der norddeutschen Fernsehsender) völlig rauschfrei und klar.

Dipl.-Ing. H. WISBAR

## Ein Beitrag zur Frage der Grenzreichweiten stabilen Fernsehempfanges

Innerhalb der optischen Reichweite über ebenem Boden ist der Feldstärkenverlauf eines UKW-Senders rechnerisch zu ermitteln. Die maximale Hörbarkeitsgrenze auf UKW folgt etwa dem optischen Gesetz nach der Formel

$$d = 3,55 \cdot (\sqrt{h_s} + \sqrt{h_E}) \quad (1)$$

$h_s$  = Höhe der Sendeantenne über N. N.,  
 $h_E$  = Höhe der Empfangsantenne über N. N.

Diese Formel gibt keine Auskunft über die Feldstärke am Ort, sondern über die im Grenzfall erzielbare Reichweite auf Grund geometrischer Beziehungen. Diese sind, wie sich überprüfen läßt, zwar nicht für den Empfang auf UKW allein ausschlaggebend, aber doch stark bestimmend. Infolge ständiger Beugungserscheinungen in der Atmosphäre wird nun die Reichweite vergrößert. Die Einflußfaktoren hierfür kommen in der obigen Formel nicht zum Ausdruck. Die Strahlleistung eines Senders und auf der Empfangsseite der Antennengewinn gegenüber einem Normaldipol sind wohl in solchen Faktoren enthalten. Nach welcher Funktion aber beeinflußt z. B. eine Erhöhung der Strahlleistung die durch Beugung hervorgerufene größere stabile Reichweite, also die Reichweite, in der selbst bei schlechter Witterung noch brauchbarer Empfang auftritt?

Auch die Wellenlänge geht infolge der Frequenzabhängigkeit von Beugungserscheinungen in eine neu aufzustellende Formel ein [1]. Über die Einbeziehung der Empfängerempfindlichkeit in eine Grundformel läßt sich gewiß diskutieren; für die Praxis wäre sie aber ratsam, da durch die Rausch-

Will man die Ergebnisse dieser fünfmonatigen Empfangsbeobachtung weit außerhalb der normalen Reichweitekreise der neuen deutschen Fernsehsender zusammenfassen, dann etwa so:

- 1) Ohne extrem hohen Antennenaufwand ist die echte Reichweite der Sender für genußreichen Empfang nicht zu erweitern; mit Antennenaufwand, Vorverstärker usw. ist das Ergebnis zumindest unsicher und sehr von örtlichen Verhältnissen abhängig.
- 2) Seit dem 1. Januar wurde der Empfang an etwa 100 Tagen überprüft. An 10 Tagen war der Empfang ausgezeichnet, an etwa 20 Tagen brauchbar, an weiteren 15 Tagen so ausreichend, daß das Programm erkannt werden konnte — aber nur an etwa 10 Tagen war überhaupt keine Feldstärke vorhanden.
- 3) Empfindlichkeit und Synchronisierfestigkeit der Empfänger konnten hervorragend getestet werden. Die neuen Empfänger zeigen Unterschiede; die Erhöhung der Empfindlichkeit durch die PCC 84 ist sehr fühlbar.

#### Schrifttum

- [1] „Reichweiten deutscher Fernsehsender“, FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 4, S. 122
- [2] „Über die physikalischen und technischen Grundlagen bei der Senderplanung im UKW-Gebiet“, FUNK UND TON, Bd. 7 [1953], H. 4, S. 165 ... 178
- [3] „Die meteorologischen Einflüsse auf die Ausbreitung ultrakurzer Wellen“, FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 11, S. 293, u. H. 12, S. 316
- [4] „Unterlagen für UKW-Netzplanungen“, Technische Hausmitteilungen des NWDR, Sonderheft 1952
- [5] „Über die Ausbreitung ultrakurz: Wellen jenseits des Horizonts unter besonderer Berücksichtigung der meteorologischen Einwirkungen“, Technische Hausmitteilungen des NWDR, Bd. 4 [1952], H. 5/6
- [6] UKW-Rundschau, DL-QTC, Jahrgang 1953, Malheft, S. 213
- [7] „Fernseh - Überreichweiten“, FUNK - TECHNIK, Bd. 8 [1952], H. 9, S. 277

zahl (und außerdem durch die Synchronisierungsschaltung) bei Fernsehempfängern letzten Endes doch die praktische Reichweite mitbestimmt wird. Die Berücksichtigung der Empfängerleistung wird erst dann uninteressant, wenn der von der Antenne gelieferte Rauschwert größer als das Empfängerrauschen ist [2]. Es muß anerkannt werden, daß die Bezeichnung „Ausbreitungs-“ oder „Reichweitenformel“ dann nicht den Sinn trifft, sondern daß vielmehr die Bezeichnung „Formel für die Übertragungsgrenze“ den Charakter vielleicht besser kennzeichnen könnte. Eine Formel in der Art

$$d_{\text{Bild}} = 3,55 \cdot (\sqrt{h_s} + \sqrt{h_E}) \cdot \varrho \quad (2)$$

in der  $\varrho$  die noch nicht exakt definierbaren Einflußfaktoren empirisch erfaßt, würde bereits einen brauchbaren Überblick über die derzeit vorhandenen Grenzen der Fernsehübertragung bieten. Da in Deutschland die technischen Daten der großen Fernsehsender auf eine Strahlleistung von 100 kW festgelegt sind und die Empfangsgeräte sich voraussichtlich bald weitgehend einem untereinander gleichen Empfindlichkeitswert nähern, dürften die Werte von  $\varrho$  für die beiden Fernsehband I,

$$\varrho_1 \approx 1,75 \text{ für das Fernsehband III,}$$

$$\varrho_2 \approx 2,75 \text{ für das Fernsehband I,}$$

die vom Verfasser mit Hilfe eines empfindlichen Fernsehgerätes und einer 16-Element-Antenne empirisch ermittelt wurden, ganz allgemein übernommen werden können. Die Gl. (2), im Schaubild dargestellt, ergibt Abb. 1 Die bisher von verschiedenen Seiten vorliegenden Empfangsmel-

dungen passen sich gut in den Kurvenverlauf ein. So liegen die normalen Reichweiten des Fernsehsenders Hamburg bei etwa 100 ... 110 km und des Fernsehsenders Langenberg bei etwa 140 ... 150 km. Durch Inversionen hervorgerufene größere, aber unbeständige Reichweiten liegen noch um den Faktor 2 ... 4 höher, als im Schaubild dargestellt, und müssen z. B. bei der Mehrfachbenutzung von Fernsehwellen berücksichtigt werden. Gerade in letzter Zeit mehren sich Meldungen, wonach sich auf gleichem Kanal arbeitende Sender gegenseitig im Bild stören (s. S. 356 u. 357).

Besonders interessant scheint die Entwicklung solcher empirisch gefundenen Werte von  $\rho$  in Abhängigkeit von der Wellenlänge, wobei  $\rho \approx 1$  für eine Wellenlänge von  $\lambda = 1$  cm angenommen werden kann. Der etwaige Verlauf dieser Kurve ist durch Abb. 2 angezeigt. Es ist nicht wahrscheinlich, daß der wirkliche Verlauf andersartig ausfallen, also etwa Sprünge oder Senken aufzeigen wird. Dem stehen auch z. B. die Messungen von L a s e n gegenüber, der seinerzeit die Ausbreitung auf UKW bei Wellen von 7 m, 0,7 m, 7 cm, 0,7 cm untersuchte. Die Anwendung der aus Abb. 2 ermittelten Werte von  $\rho$  in Gl. (2)

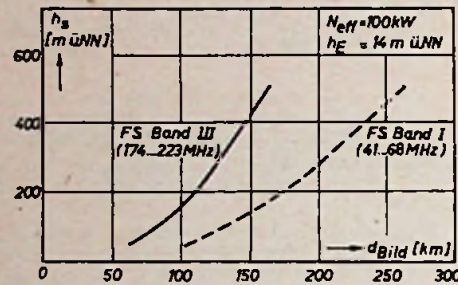


Abb. 1. Grenzreichweiten stabilen Fernsehempfanges bei räumlich ungestörter Ausbreitung

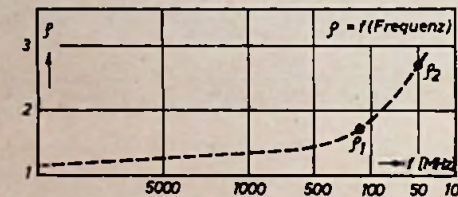


Abb. 2. Faktor  $\rho$  in Abhängigkeit von der Frequenz (wahrscheinlicher Verlauf)

ergibt jeweils die stabile Grenzreichweite einer Fernsehübertragung für die angegebenen technischen Daten und Wellenlängen. Auf den für das Farbfernsehen interessierenden Wellenbereich um 500 MHz angewendet, ergeben sich damit Reichweiten von etwa 90 km für  $h_s = 200$  m. Schlechtere Empfängerempfindlichkeiten können in diesem Bereich durch die bei den hier vorhandenen kleinen räumlichen Abmessungen möglichen hohen Antennenbündelungen ausgeglichen werden. Die stabile Reichweite eines Fernsehsenders auf 60 MHz würde, ebenfalls nach der Formel, bei sonst gleichen Daten gegenüber einem solchen auf 200 MHz um etwa 50 ... 60 % höher liegen, wobei allerdings die Empfangsantennen schon erhebliche Ausmaße annehmen und auch die durch Gewitter und Autokerzen hervorgerufenen Störungen wesentlich stärker zu verspüren sind als im 200-MHz-Band.

Rein physikalisch gesehen, bietet die Abb. 2 noch einen weiteren interessanten Ausblick, vermittelt der Faktor  $\rho$  doch den harmonischen Übergang von den Reichweiten der sogenannten Bodenwellen auf Kurzwellen zu den rein optisch begrenzten Reichweiten der Lichtwellen.

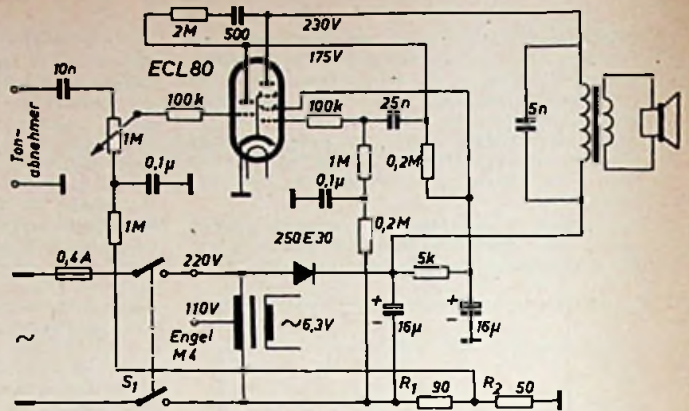
Erwähnt sei noch, daß, streng genommen, die Anwendung der Gl. (2) nur auf Ausbreitung über ebenem Gelände beschränkt ist.

**Schrifttum**

- [1] „Fortschritte der Hochfrequenztechnik“, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1941, Bd. 1, S. 28 ... 30.
- [2] „Drahtloser Überseeverkehr“ von Kotowski-Wisbar, Hirzel-Verlag, Leipzig 1941, Seite 33.

# Verstärkerschaltungen für Plattenspieler

Abb. 1. Einfacher Fonoverstärker mit der ECL 80



Moderne Plattenspieler sind verschiedentlich mit eingebautem Verstärker und Lautsprecher ausgestattet, um bei der Schallplattenwiedergabe unabhängig vom Rundfunkgerät zu sein. Besonders bewähren sich Schaltungen, die keinen allzugroßen Aufwand erfordern. Das Chassis soll gewisse Minimalabmessungen nicht überschreiten, da sonst unzweckmäßige Kofferformen verwendet werden müssen.

Schaltungen mit Kombinationsröhren erweisen sich wegen der Raumeinsparungen, die sich aus dem Verzicht auf die zweite Röhre ergeben, als sehr zweckmäßig. Abb. 1 zeigt als Beispiel eine erprobte Schaltung mit der ECL 80, deren Triodensystem als NF-Vorverstärker und deren Pentodensystem als Endverstärker geschaltet ist. Die negativen Gittervorspannungen für beide Systeme erzeugen die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ . Zwischen den Anoden der Röhrensysteme verläuft ein Spannungsgegenkopplungskanal, dessen Glieder für Baßanhebung bemessen sind. Der schaltungstechnische Aufbau des Netzteils überrascht durch seine Einfachheit. Die Heizspannung liefert ein kleiner Heiztransformator (z. B. Engel „M4“), während die Anodenspannung unmittelbar aus dem Netz entnommen und durch einen Selen-Einweggleichrichter (z. B. AEG 250 E 30) gleichgerichtet wird. Die Anodenstromslebung ( $5 \text{ k}\Omega$ ,  $2 \times 16 \mu\text{F}$ ) hat sich als ausreichend erwiesen.

Der Telefunken-Plattenspieler „Musikus“ verwendet einen Fonoverstärker nach Schaltung

Abb. 2, der mit der Kombinationsröhre PCL 81 bestückt ist, deren Systeme wie in Abb. 1 für NF- und Endverstärker dienen. Außer dem üblichen Lautstärkeregel ist im Verstärkereingang der Klangregler  $R_1$  vorgesehen. Die im Eingang ferner angeordneten Schaltbuchsen ermöglichen es, den Tonabnehmerkreis vom Verstärker zu trennen und für höhere Klangqualität den NF-Teil eines hochwertigen Rundfunkempfängers zu benutzen. Die Spannungsgegenkopplung bewirkt gleichzeitig eine Baßanhebung. Der Lautsprecher ist im abnehmbaren Kofferdeckel untergebracht und kann an günstigster Stelle unter Verwendung eines Verlängerungskabels angeordnet werden. Eine noch bessere Wiedergabe ergibt sich, wenn man den kleinen Einbaulautsprecher durch eine größere Lautsprecher-Kombination ersetzt. Der Netzteil kommt mit einem Heiztransformator aus.

Ein anderer Fonoverstärker (Philips) verzichtet auf Verbundröhren und ist mit den Röhren EBC 41 und EL 41 bestückt. Auf der Eingangsseite liegt vor dem Lautstärkeregel  $R_1$  ein Baßanhebungsglied ( $150 \text{ pF}$ ,  $0,5 \text{ M}\Omega$ ). Der Klangregler ist mit der Gegenkopplung kombiniert und sekundärseitig angeordnet ( $R_2$ ).

Fonoverstärker müssen aus Raumgründen einen Lautsprecher mit geringeren Abmessungen verwenden, als sie im Rundfunkempfänger üblich sind. Man sollte jedoch einen gewissen Membrandurchmesser nicht unterschreiten, da sonst Lautstärke und Klangqualität wenig befriedigen. d.

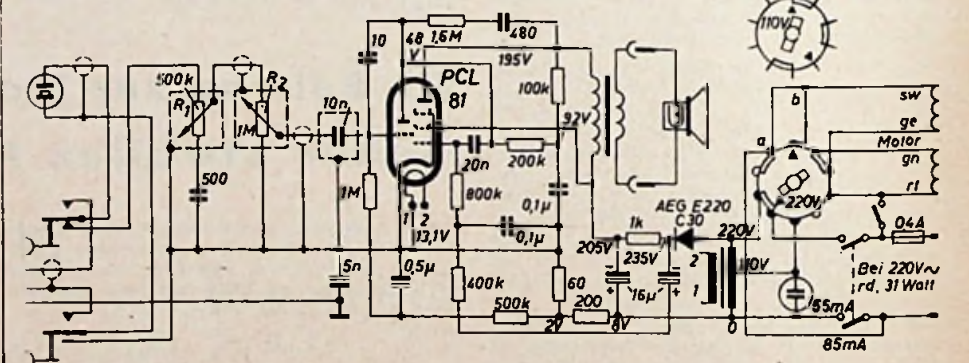


Abb. 2. Fonoverstärker mit der Röhre PCL 81 (Telefunken „Musikus“)

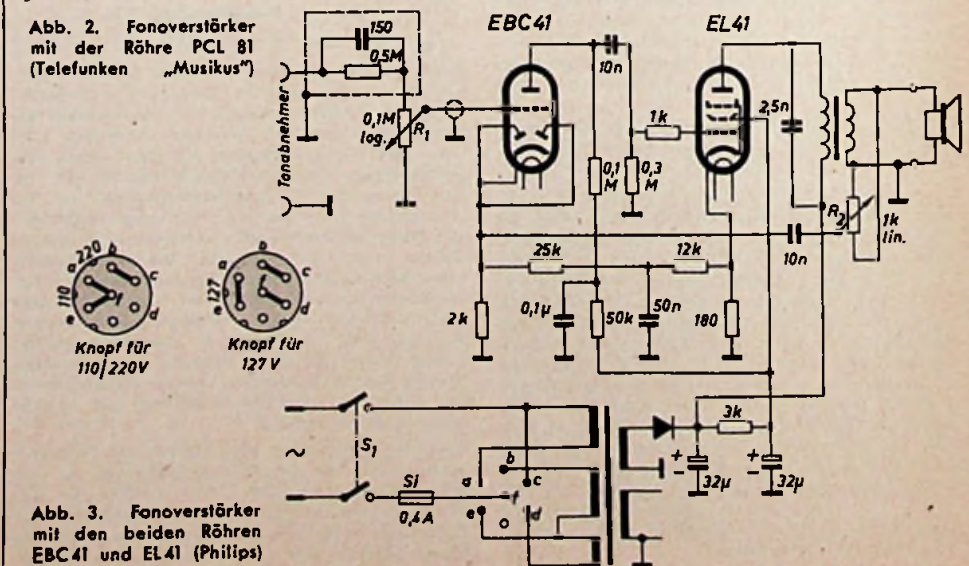


Abb. 3. Fonoverstärker mit den beiden Röhren EBC 41 und EL 41 (Philips)

# AM/FM-Super Jotha-„Zeus“

Ein gutes Beispiel für die sinnvolle Anwendung der EC 92-UKW-Mischstufe in Kombination mit einem AM-Kleinsuper zeigte kürzlich die FUNK-TECHNIK in Bd. 8 [1953], H. 9, S. 265. Durch höhere Kreis- und Röhrenzahl können auch bei sparsamem Mehraufwand auf sämtlichen Bereichen entsprechend höhere Empfangsleistungen erzielt werden. Der neue 4/8-Kreis-4-Röhrensuper Jotha-„Zeus“ ist im AM-Teil ein Kleinsuper für zwei Wellenbereiche mit Pentoden-ZF-Audion und im FM-Teil ein 8-Kreis-Super mit Flankendemodulation. Die Empfangsleistungen des in kleiner Preislage herauskommenden AM/FM-Superherts sind für diese Geräteklasse bemerkenswert. Weitere Vorzüge stellen Drücktasten-Bereichwahl, Ovallautsprecher und Edelholzgehäuse dar. Aus der Schaltungstechnik des FM-Teils verdienen folgende Einzelheiten besonderes Interesse. Die Mischung erfolgt additiv in der Mischtriode EC 92. Der Vorkreis wird kapazitiv abgestimmt. Der zwi-

sehen Anode und Katode dieser Röhre angeordnete 3-pF-Kondensator und der im Anodenkreis liegende Oszillator-Drehkondensator mit Parallelkapazität (12 pF) beseitigen die 200-MHz-Harmonische, da die Anordnung für diese Frequenz einen Kurzschluß bildet. Die Mischstufe ist durch die Brückenschaltung für die Grundfrequenz neutralisiert. Die an der Kondensatorkombination 300 pF + 18 pF verbleibende ZF-Restspeicherung (10,7 MHz) gelangt mit entgegengesetzter Phase an das Gitter der EC 92. Dadurch wird die dämpfende Wirkung des Innenwiderstandes der Mischtriode gegenüber dem ersten ZF-Kreis neutralisiert. Der zweite Kreis des ZF-Bandfilters ist angezapft. Diese Anzapfung stellt durch die Wirkung des 6-pF-Fußpunkt-kondensators die elektrische Spannung null des Gitterkreises dar. Es ergibt sich so eine unkritische Leitungsführung zum Wellenschalter (Drücktaste). Bei UKW-Empfang wird diese Leitung geerdet, um das Eindringen von

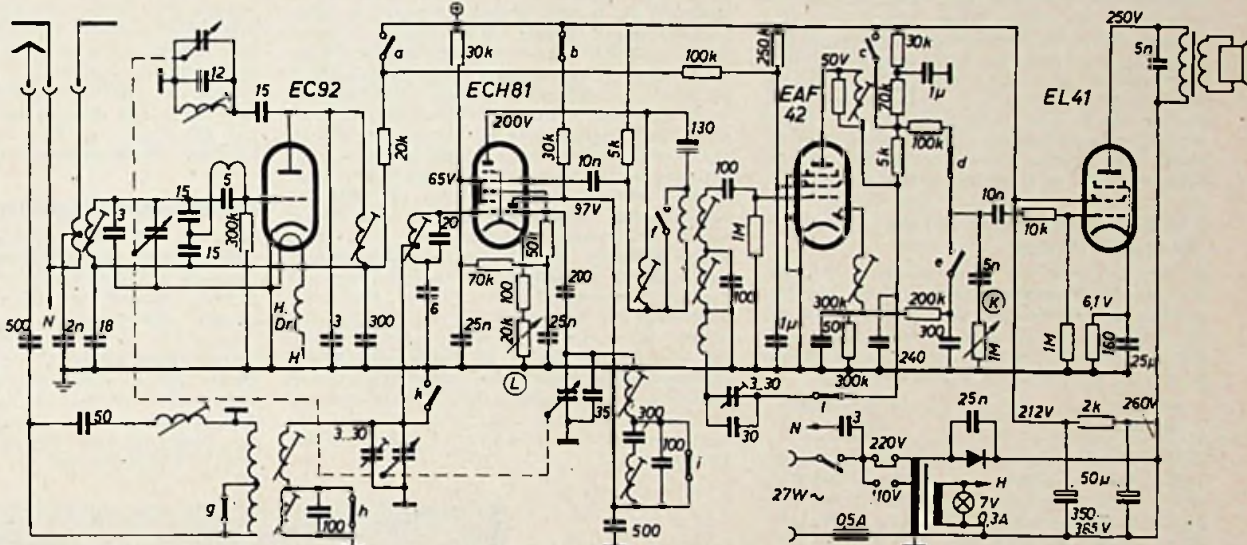
Störsendern zu verhindern, während sie bei AM-Empfang Verbindung zwischen Gitter der ECH 81 und den Eingangskreisen ist. Der 6-pF-Kondensator geht in die Abstimmung ein.

Nach der katodengeregelten ECH 81 (Heptodensystem als erster ZF-Verstärker, Triodenteil unbenutzt) folgt das kombinierte ZF-Bandfilter (10,7 + 0,468 MHz). Die Primärwicklung (10,7 MHz) wird bei AM-Empfang kurzgeschlossen. Die EAF 42 arbeitet bei FM-Empfang als zweiter ZF-Verstärker. Anode und Schirmgitter dieser Röhre werden durch Umschaltung mit normalen Spannungen versorgt. Die Diode der EAF 42 ist als Flankengleichrichter geschaltet. Die erzeugte Tonfrequenzspannung steuert über ein vorgeschaltetes Deakzentuierungsglied die Endpentode EL 41 aus. Alle Nebengeräusche mit NF-Charakter (z. B. Brummen, Rauschen) werden bei der nur einstufigen NF-Verstärkung gering gehalten. Die Lautstärkeregelung erfolgt HF-seitig. Da die UHF-Verstärkung verhältnismäßig groß ist, ergibt sich eine völlig ausreichende Endleistung.

Bei AM-Empfang ist die EC 92 durch Abschalten der Anodenspannung außer Betrieb. Der Oszillator arbeitet in Colpitts-Schaltung. Die Pentoden-Audionstufe mit der Röhre EAF 42 benutzt fest eingestellte ZF-Rückkopplung.

Schaltung des Jotha-„Zeus“. Gezeichnete Schalterstellung MW; Spannungen gemessen auf AM, (L) aufgedreht. ZF 468 kHz/10,7 MHz. Abgleichfrequenzen: LW = 200 kHz, MW = 600 und 1400 kHz, UKW = 92,5 MHz

	UK	M	L	Aus
a	•	•	•	•
b	•	•	•	•
c	•	•	•	•
d	•	•	•	•
e	•	•	•	•
f	•	•	•	•
g	•	•	•	•
h	•	•	•	•
i	•	•	•	•
j	•	•	•	•
k	•	•	•	•
l	•	•	•	•
m	•	•	•	•



## Hochwertiges Kehlkopfmikrofon

Für Übertragungen aus lärmgefüllten Räumen eignen sich die normalen Mikrofone weniger, da der Anteil der aufgenommenen Raumgeräusche für eine einwandfreie Sprachübertragung zu hoch ist. Die für solche Sonderzwecke bisher verwendeten Kehlkopfmikrofone sind zwar weitgehend unempfindlich gegen Raumgeräusche, doch entspricht die erreichbare Sprachverständlichkeit weniger heftigen Anforderungen. Das jetzt von der Firma H. Peiker, Fabrik piezoelektrischer Geräte, herausgebrachte Kristall-Kehlkopfmikrofon zeichnet sich gegenüber den bekannten Magnet- und Kohlemikrofontypen durch eine sehr klare und leichtverständliche Wiedergabe aus.

In einer kleinen, allseitig geschlossenen Kunststoffkapsel (24,5x11 mm) befindet sich ein hochwertiges piezoelektrisches Schwingensystem, das patentrechtlich geschützt ist, und das die mit Hilfe von Kehlkopfmikrofonen sonst schwer übertragbaren Vokale a, o und u sowie deren Umlaute einwandfrei wiedergibt. Auch tiefe Stimmen werden durch das Peiker-Kristallsystem sehr gut verständlich übertragen. Dieses Körperschall-Mikrofon arbeitet als Beschleunigungsempfänger und ist unempfindlich gegen Raumgeräusche und akustische Rückkopplung. So werden Raumgeräusche bis zu einer Lautstärke von 100 Phon nicht wiedergegeben. Sehr starke Raumgeräusche, die 100 Phon wesentlich überschreiten, wirken sich auf das Schwingensystem nur im Bereich der hohen Frequenzen aus; dieser Bereich ist für die Sprachübertragung ohne Bedeutung und benachteiligt keineswegs die Sprachverständlichkeit.

Der Frequenzumfang des neuen Kehlkopf-Kristallmikrofones geht etwa von 200 bis 4000 Hz. Durch Parallelschalten eines 100-kOhm-Widerstandes werden die tiefen Frequenzen weitgehend benachteiligt. Die Größe dieses Parallelwiderstandes ist je nach Frequenzgang und Eingangsanspannung verschieden. Der Frequenzverlauf des Mikrofones hat eine ansteigende Tendenz; die Spitze liegt etwa bei 2500 Hz. Die Empfindlichkeit des Mikrofones entspricht der eines Luftschall-Mikrofones von 4,5 mV/μbar, das aus einem Abstand von 1 m beschallt wird.

Die Mikrophonkapsel hat etwa die Größe eines Ein-DM-Stücks und ist über ein Doppelgelenk mit

sondern etwa 3 bis 5 cm seitlich davon anzubringen. Der günstigste Anlagepunkt ist bei den einzelnen Personen sehr verschieden und von Fall zu Fall festzustellen.

Mit dem neuen Kristall-Kehlkopfmikrofon lassen sich die verschiedenartigsten Übertragungen durchführen. Es ist besonders als Besprechungsmikrofon für Diktiergeräte in lärmgefüllten Räumen geeignet, so daß man also z. B. auch in der Eisenbahn, im Kraftfahrzeug oder im Flugzeug Tonbandkassette ausführen kann, und erweist sich ferner in größeren Büroräumen als nützlich, wenn gleichzeitig verschiedene Diktiergeräte unabhängig voneinander besprochen werden müssen. Das Kristall-Kehlkopfmikrofon „KM 1“ wird mit hochflexibler, zwei Meter langer abgeschirmter Zuleitung geliefert.



Ansicht des Peiker-Kristall-Kehlkopfmikrofones mit Bügel und abgeschirmter Anschlußleitung

dem leichten, stoffbezogenen Stahlbügel verbunden. Am anderen Ende des Bügels ist als Gegenstück ein Kunststoffteil angebracht. Der Bügel kann bequem um den Hals des Sprechenden gelegt werden, z. B. unauffällig unter dem Hemdkragen. Im allgemeinen wird empfohlen, das Kehlkopfmikrofon nicht unmittelbar am Kehlkopf,

## Tastensuper WEGA-„Herold“

Dieser neue 6/9-Kreis-AM/FM-Super der Württembergischen Radio-Gesellschaft mbH, Stuttgart, ist für UKW (86 ... 101 MHz), KW (30 ... 52 m), MW (185 ... 590 m), LW (860 ... 2070 m) und Fonanschluss ausgelegt. Röhrenbestückung: ECC 81, ECH 81, EF 85, EABC 80, EL 41, EM 11, Trockengleichrichter B 250. UKW-Vorröhre, Ratiodetektor mit Begrenzer, selbsttätige Schwundregelung, frequenzkorrigierte Gegenkopplung mit Baß- und Höhenanhebung, gehörliche Lautstärkeregelung, Klangfarbenanzeiger, großer Ovallautsprecher, eingebaute UKW-Antenne und Schwungradantrieb sind einige bemerkenswerte technische Einzelheiten, die in allen Bereichen guten Empfang und große, natürliche Tonfülle bei Musik und Sprache gewährleisten. Das neuartige, sehr gefällige Kombi-Gehäuse mit Persisch-Nußbaum und Metallverzierung hat die Abmessungen 530x350x230 mm. Das Gerät ist für Wechselstrom (umschaltbar auf 110, 127, 220, 240 V) bestimmt; es wiegt 10 kg.

## Prof. Dr.-Ing. E. h. A. Rachel

Herrn Professor A. Rachel, Vorstandsmitglied der AEG, Berlin, wurde von der TU Berlin-Charlottenburg in Anerkennung seiner Verdienste um die Entwicklung der Energieübertragung und seines tatkräftigen persönlichen Einsatzes in den technisch-wissenschaftlichen Verbänden Deutschlands und des Auslandes die akademische Würde eines Doktor-Ingenieurs ehrenhalber verliehen.

## VDE-Jahresversammlung gut besucht

Die Jahresversammlung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker, über deren Programm wir in FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 11, S. 330, berichteten, fand am 6. Juni 1953 ihren Abschluß. Sie war von fast 3000 Teilnehmern besucht und führte in gut gelungenen technischen und gesellschaftlichen Veranstaltungen Techniker und Wirtschaftler der Elektroindustrie und Elektrizitätsversorgung aus allen Teilen Deutschlands zusammen. (Über die Fachberichte aus dem HF-Gebiet wird u. a. noch in der in unserem Verlage erscheinenden Zeitschrift FUNK UND TON berichtet.) Prof. Dr.-Ing. E. h. A. Rachel, Prof. A. Meißner und Direktor H. Pütz wurden in der Festversammlung zu Ehrenmitgliedern ernannt. Die nächste Jahresversammlung ist für September 1954 in Hamburg geplant.

## Frequenzumstellungen bei der „Deutschen Welle“

Da sich während der Sommermonate die Ausbreitung der Kurzwellen ändert, müssen die Frequenzen der Kurzwellensender in Osterloog, die das Programm der „Deutschen Welle“ ausstrahlen, vom 15. Juni ab umgestellt werden. Von diesem Datum ab gilt folgende Frequenzverteilung:

Sendezeit in MEZ	Richtung	Wellenlänge (Frequenz)
11.30 ... 14.30	Fernost	19,64 m (15.275 kHz)
15.30 ... 18.30	Nahost	16,84 m (17.815 kHz)
19.00 ... 22.00	Afrika	16,81 m (17.845 kHz)
23.00 ... 02.00	Südamerika	25,44 m (11.795 kHz)
02.30 ... 05.30	Nordamerika	25,44 m (11.795 kHz)

## Fernsehen in Japan

Nachdem die staatliche japanische Rundfunkgesellschaft in Tokio den ersten 10-kW-Fernsehsender mit dem Rufzeichen NHK-TV seit Januar betreibt, sind zwei weitere gleichstarke, ebenfalls aus den USA importierte Sender in Vorbereitung. Neben The Nippon Television Corp. wird Radio Tokio etwa im Januar 1954 ebenfalls in der japanischen Hauptstadt den Fernsehsender JOKR-TV einweihen. Beide Gesellschaften wollen auf Werbebasis arbeiten, jedoch ihr Programm wie folgt aufstellen: je 50% der Sendezeit wird von unterhaltenden bzw. erzieherisch-kulturellen Programmen gebildet werden. Man hofft, in etwa drei Jahren nach Sendebeginn ohne Verlust arbeiten zu können. Im Bereich der drei Fernsehsender werden rund 12 Millionen Japaner leben.

## UKW-Einbausuper von SABA

SABA liefert einen völlig neuen S-Röhren-Einbausuper mit HF-Vorstufe und Radiodetektor. Dieser „UKW-S III“ ist universell verwendbar und bringt jeden älteren Empfänger im UKW-Bereich auf einen Leistungsstand, der dem Niveau der besten Mittelklassensuper entspricht. Mit der Röhrenbestückung EF 80, EC 92, 2 x EF 41, 2 Germanium-Richtleiter RL 231 wird eine Empfindlichkeit für 26 db Rauschabstand bei 12 kHz Hub von 3,5 µV erreicht. Die Bandbreite ist ± 80 kHz bei einer Trennschärfe von 1 : 500 (400 kHz). Anschlußmöglichkeit für die Abstimmanzeige bei vorhandenem Magischen Auge wurde vorgesehen. Die abgegebene NF-Spannung bei voller Begrenzung und 22,5 kHz Hub ist 600 mV. Das Gerät entspricht mit großem Sicherheitsabstand den verschärften Ausstrahlungsbedingungen der Bundespost. Der geringe Strombedarf (Gleichstromaufnahme bei U = 230 V: 20 mA; Heizstromaufnahme bei U = 6,3 V: 0,85 A) dürfte in den meisten Fällen dem Netzteil des Hauptgerätes zu entnehmen sein. Ist der Netzteil des Hauptgerätes zu klein, kann auch zusätzlich

ein Kleinnetzteil für die gesamte Stromversorgung des Einbausupers mitgeliefert werden. Dieser Kleinnetzteil läßt sich an jeder geeigneten Stelle des Hauptgerätes befestigen. Die erforderlichen Befestigungswinkel und Umlenkrollen für den Einbau des UKW-S III in Geräte aller Fabrikate sowie Schlepsschalter für ältere Empfänger ohne eigene Bereichsumstellung „UKW“ sind verfügbar. Abmessungen über alles beim SABA-UKW-S III: Breite 175 mm, Höhe 130 mm, Tiefe 98 mm. Kleinnetzteil: Breite 94 mm, Höhe 72 mm, Tiefe 75 mm.

## Geschirmte Räume

Zur Verhinderung von Störausstrahlungen werden Diathermiegeräte, Ultraschallgeräte, industrielle HF-Generatoren usw. oft in ein- oder doppelwandigen Maschendrahtkäfigen untergebracht (siehe Dr. F. Conrad „Die Funkentstörung in praktischen Fällen der Gegenwart“, FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949], H. 24, S. 729). Ebenso können z. B. Meßkabinen gegen äußere Störeinflüsse in dieser Weise geschützt werden. Im UKW-Bereich zeigen aber selbst doppelwandige Maschendrahtkäfige periodisch wiederkehrende Schirmdämpfungseinbrüche. Siemens & Halske hat deshalb jetzt neuartige Schirmungselemente mit verbesserten Schirmeigenschaften entwickelt. Die Schirmdämpfung damit aufgebauter fester oder transportabler Meßkabinen wird selbst bei mehreren 100 MHz den ungünstigsten Verhältnissen gerecht. Nach diesem neuen Schirmverfahren lassen sich auch ganze Räume aufbauen, die sich von normalen Räumen nur durch die Spezialkonstruktion von Türen und Fenstern unterscheiden. Die Fenster sind lichtdurchlässig und können ebenso wie die Türen in üblicher Weise geöffnet werden. Zur hochfrequenten Verriegelung der in die geschirmten Räume und Meßkabinen eingeführten Netzleitungen dienen breitbandige Spezialfilter. Drei Meßkabinentypen sind normal lieferbar, und zwar in den Abmessungen 1,8x1,8x2,2 m bzw. 1,8x3,6x2,2 m und 3,6x3,6x2,2 m.

## „Violetta W 311“ ein neuer Rundfunkempfänger mit separatem Fernseh-Tonempfangsteil



Dieses Gerät hat neben den L-, M-, K- und UKW-Bereichen zusätzlich als erster deutscher Empfänger einen besonderen Fernseh-Tonempfangsteil, und zwar einen 10-Kreis-Superhet mit einem Frequenzbereich von 175 ... 225 MHz mit zwei abstimmbaren und acht festen Kreisen und einer Zwischenfrequenz von 10,7 MHz. Die HF-Gleichrichtung erfolgt hierbei durch einen Radiodetektor. Sämtliche Wellenbereiche lassen sich durch Drucktasten einstellen. Im Gehäuse sind ein UKW-Dipol und ein besonderer Dipol für den Fernbereich vorgesehen. Außerdem hat der „W 311“ noch eine Ferritantenne für den Mittelwellenbereich. Eine besondere Drucktaste schaltet die Ferritantenne für den Empfang ein. Für gute Tonwiedergabe sorgen zwei permanent-dynamische Lautsprecher (6 W-Oval und 4 W). Tonfunk kündigt an, daß mit dem Beginn umfassender Fernsehübertragungen ein preiswertes Bildempfangsgerät „FB 311“ zur Verfügung stehen wird, das zusammen mit dem „W 311“ eine leistungsfähige FS-Anlage ergibt.

## Ein neuer UKW-Eingang

In FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 8, S. 231, wurde bei der Beschreibung eines neuen UKW-Einganges des Nord Mende-Empfängers „250-9“ für die ECH 81 eine etwa 140fache Verstärkung genannt. Nachträglich wird bekannt, daß die Verstärkung 250fach ist.

## Verbesserte Trockenrasierer

Im Ausland rasieren sich vielfach bereits bis zu 40% aller Männer elektrisch; in Deutschland sind es erst 1,5%. Diese nüchternen statistischen Zahlen beweisen die großen geschäftlichen Möglichkeiten der kleinen Trockenrasierer, die schnell, sicher und leicht (ohne Wasser und Seife und ohne Verletzung oder Reizung der Haut) die Bartstoppeln unfassbar kurz wegschneiden. Winzige Präzisionsmotoren und feinste Scherblätter sind die kennzeichnenden Eigenschaften solcher Geräte. Der kürzlich in Hannover erstmalig gezeigte „Braun 300 DE LUXE“ der Braun Commercial GmbH, Frankfurt/M., macht sich z. B. alle Vorzüge des bewährten und auch weiterhin noch gefertigten „Braun S 50“ zunutze. Das Scherblatt über dem sich selbstschärfenden Messerkopf ist bei gleicher Stärke (0,04 mm) auf 1392 Schlitze mit einer Gesamtschnittkantenlänge von 5,46 m vergrößert worden. Dem Messerkopf mit 33 Messern werden durch einen stabilen Schwinganker 12 000 Schnittbewegungen je min aufgezwungen. Selbst für sehr harte Bärte ist dadurch die Schnittleistung völlig ausreißend. Weitere Verbesserungen sind u. a. der erleichterte Schaltungswechsel zwischen 110 und 220 V und ein Ein- und Ausschalter direkt am Gerät. Der Stromverbrauch ist nur etwa 70 mA.

## Fernsehsender Weinbiet

Nach den bei Redaktionsschluß vorliegenden Meldungen wird der Fernsehsender Weinbiet bei Neustadt (s. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 8, S. 248) voraussichtlich programmgemäß seine Sendungen Anfang dieses Monats mit der Übertragung der englischen Krönungsfeierlichkeiten aufgenommen haben. Der von der Siemens & Halske AG gelieferte Sender hat eine Leistung von 1 kW. Durch eine besonders ausgebildete Antennenanlage, die modernste Europas, wird in den Hauptrichtungen eine effektive Leistung von rund 50 kW abgestrahlt.

## Netzteil für Grundig-Boy

In FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 9, S. 260, hatten wir auf die Ansicht vieler Konstrukteure und Vertriebsleute hingewiesen, daß sich für Taschenempfänger die Erstausrüstung mit einem Netzteil nicht immer lohnt. Der große Erfolg der Grundig-Boy-Geräte (in diesem Jahr gibt es zwei Modelle, und zwar den „Boy-Standard“ und den „Boy-Luxus“) bestätigt diese Meinung. Dabei machten wir unter dem Schlagwort „unterwegs ein leichter Portable, zu Hause ein Netzempfänger“ darauf aufmerksam, daß allerdings ein zusätzliches Netzteil für Kleinempfänger vielfach erwünscht sei. Die Grundig Radio-Werke kündigen nun die Lieferung eines Netztesles für die Boy-Modelle an, mit dem diese Reiseempfänger auch an das öffentliche Stromversorgungsnetz angeschlossen werden können. Das neue Netzgerät liefert eine Heizspannung von 1,4 V und eine Anodenspannung von 75 V. Es wird an Stelle der Anodenbatterie in den Empfänger eingesetzt. Die Heizbatterie bleibt zur Vermeidung von Brummgeräuschen im Gerät. Eine zusätzliche Druckknopfsteue zum Anschluß der Heizung wird mitgeliefert. Um eine Wärmeentwicklung zu vermeiden, die den Empfängerteilen schädlich sein könnte, wurde der Netzteil nur für Wechselstrom ausgelegt; er ist umschaltbar auf 220, 125 und 110 V.



# Nutzleistung und Verzerrungen bei Rundfunk-Endpentoden

Die aus dem Kennlinienfeld ermittelte Leistung, die vom Röhrenhersteller angegeben und die in der Praxis gemessene Leistung weichen oft erheblich voneinander ab, wenn man ungeeignete Meßmethoden benutzt und nicht alle Voraussetzungen berücksichtigt. Legt man Wert auf eine Wiedergabe der höchsten Tonfrequenzen von 10...15 kHz, so ist auch die Wirkung der Gitteranodenkapazität, die bei Endröhren oft übersehen wird, nicht mehr zu vernachlässigen. In den nachstehenden Bemerkungen werden an praktischen Beispielen die Verhältnisse durchgerechnet.

Bei der Ermittlung der Nutzleistung einer Endpentode für Rundfunkempfänger geht man meistens vom  $I_a U_a$ -Kennlinienfeld (Abb. 2) aus. Der günstigste Arbeitspunkt  $I_{a0}$ ,  $U_{a0}$  und der erforderliche Außenwiderstand  $R_a$  ergeben sich aus der maximal zulässigen Anodenverlustleistung  $N_a$  und der Forderung der symmetrischen Aussteuerung beim A-Verstärker. Weitere Grenzen sind die Höchstwerte für Anodenspannung und Anodenstrom. Diese Bedingungen führen zu

Kennlinien nicht gekrümmt wären, d. h. der Kennlinienabstand im  $I_a U_a$ -Kennlinienfeld konstant wäre. In Abb. 1 ist aber der Abstand bei kleinen negativen Gitterspannungen größer als bei großen. Bei der Ermittlung der günstigsten Größe von  $R_a$  müssen nun auch noch die durch die Kennlinienkrümmung verursachten Verzerrungen, in der Hauptsache die 2. und 3. Harmonische, berücksichtigt werden. Deshalb macht man  $R_a$  in der Praxis etwas größer als den oben er-

rechneten Wert, damit die 2. Harmonische vernachlässigbar klein wird. Als günstige Dimensionierung hat sich

$$R_a = \frac{U_{a0}}{I_{a0}} \quad (4)$$

erwiesen.

Für die EL 41 ergibt dies

$$R_a = \frac{250}{36} = 7 \text{ kOhm.}$$

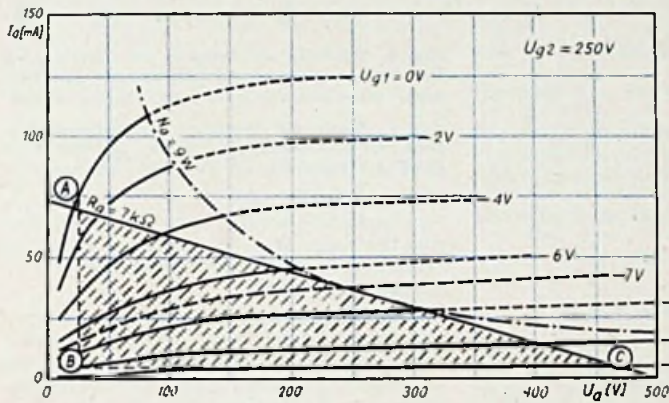


Abb. 1. Kennlinienfeld der Endpentode EL 41

Bei der Ermittlung der Nutzleistung aus dem Kennlinienfeld muß man nun den Klirrfaktor berücksichtigen. Zu diesem Zweck wird mit Hilfe der in das  $I_a U_a$ -Kennlinienfeld eingetragenen Widerstandsgeraden die  $I_a U_{g1}$ -Arbeitskennlinie gezeichnet, die Abb. 3 zeigt. Nun nimmt man zunächst willkürlich eine Gitterwechselspannungsamplitude  $A$  an und ermittelt hierzu die Anodenstromamplituden  $a_1$  und  $a_2$ . Außerdem werden die zu der halben Gitterwechselspannungsamplitude gehörigen Anodenstromänderungen  $b_1$  und  $b_2$  bestimmt. Die Amplituden der Grundwelle  $I_1$  des Anodenwechselstromes, der zweiten und der dritten Harmonischen  $I_2$  bzw.  $I_3$  können nun nach den folgenden Formeln errechnet werden:

$$I_1 = \frac{1}{3} (a_1 + a_2 + b_1 + b_2) \quad (5a)$$

$$I_2 = \frac{1}{4} (a_1 - a_2) \quad (5b)$$

$$I_3 = \frac{1}{6} (a_1 + a_2 - 2b_1 - 2b_2) \quad (5c)$$

Die Nutzleistung ist

$$N_o = \frac{I_1^2}{2} R_a \quad (6)$$

und der Klirrfaktor

$$d = 100 \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2}{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}} \% \quad (7a)$$

Die Röhrenhersteller nennen bei der EL 41 eine Gitterwechselspannung von  $U_{g1} = 3,8 \text{ V}$  off für Aussteuerung bis zu  $d = 10\%$ . Hieraus ergeben sich

$$A = 3,8 \cdot \sqrt{2} = 5,37 \text{ V}$$

und die in Abb. 3 eingetragenen Gitterspannungswerte. Die entsprechenden Stromwerte sind

$$a_1 = 31,7 \text{ mA}, \quad a_2 = 32 \text{ mA}, \\ b_1 = 22,3 \text{ mA}, \quad b_2 = 20,3 \text{ mA}$$

Durch Einsetzen in die Formeln erhalten wir

$$I_1 = 35,4 \text{ mA} \quad I_2 = -0,075 \text{ mA}$$

$$I_3 = -3,6 \text{ mA}$$

$$N_o = \frac{0,0354^2}{2} \cdot 7000 = 4,38 \text{ W}$$

Da  $I_2$  sehr viel kleiner als  $I_1$  ist, die zweite Harmonische also vernachlässigt werden kann, und da auch  $I_3^2$  viel kleiner als  $I_1^2$  ist,

den folgenden Gleichungen für den Arbeitspunkt  $I_{a0}$ ,  $U_{a0}$ , den Außenwiderstand  $R_a$  und die Nutzleistung  $N_o$

$$I_{a0} = \frac{N_a}{U_{a0}} \quad (1)$$

Die Schirmgitterspannung muß so eingestellt werden, daß die für  $I_{a0}$  notwendige Gittervorspannung  $U_{g1}$  in der Mitte zwischen  $U_{g1} = 0 \text{ V}$  und der für die Sperrung der Röhre notwendigen Spannung liegt. Meistens ist der Schirmgitterdurchgriff von Endpentoden so bemessen, daß diese Bedingung bei der vom Röhrenhersteller empfohlenen Anodenspannung  $U_{a0}$  für  $U_{g2} = U_{a0}$  erfüllt ist.

$$R_a = \frac{U_{a0}}{I_{a0}} - 2 R_{iL} \quad (2)$$

$$N_o = \frac{U_{a0} I_{a0}}{2} - I_{a0}^2 R_{iL} \quad (3)$$

Wir betrachten nun als Beispiel die bekannte Endpentode EL 41, deren  $I_a U_a$ -Kennlinienfeld in Abb. 1 dargestellt ist. Geht man von  $U_{a0} = 250 \text{ V}$  aus, so muß man mit Rücksicht auf  $N_a = 9 \text{ W}$  den Arbeitspunkt auf  $I_{a0} = 36 \text{ mA}$  einstellen. Da die  $I_a U_a$ -Kennlinien im Übernahmegebiet nicht so scharf abknicken wie in Abb. 2, ist eine genaue Bestimmung von  $R_{iL}$  nicht möglich und von  $R_a$  abhängig. Man kann etwa  $R_{iL} = 250 \text{ Ohm}$  angeben. Dann werden

$$R_a = \frac{250}{36} - 2 \cdot 0,25 = 6,5 \text{ kOhm}$$

$$N_o = \frac{250 \cdot 0,036}{2} - 0,036^2 \cdot 250 = 4,2 \text{ W}$$

Dieses Ergebnis ist richtig, wenn die  $I_a U_{g1}$ -

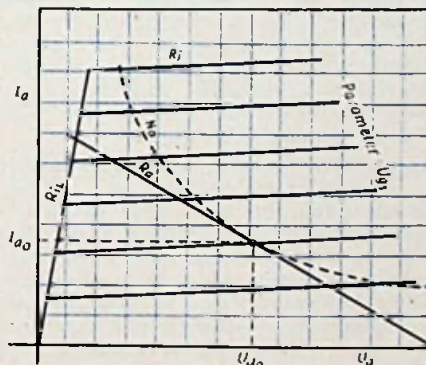


Abb. 2. Vereinfachtes Kennlinienfeld einer Pentode

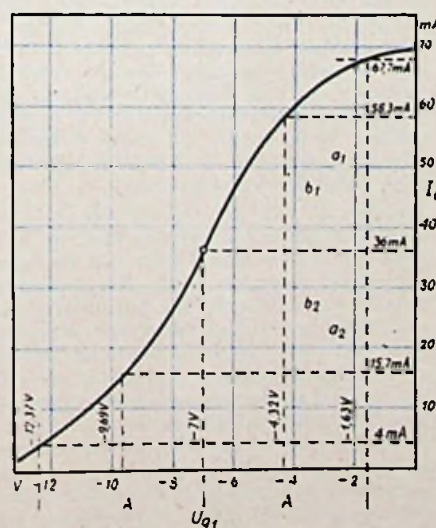


Abb. 3. Arbeitskennlinie  $I_a = f(U_{g1})$  der EL 41 für  $R_a = 7 \text{ kOhm}$ , konstruiert aus der Abb. 1

kann man den Klirrfaktor nach der vereinfachten Formel

$$d = \frac{I_3}{I_1} \quad (7b)$$

errechnen, und man erhält  $d = 10,17\%$ .

Die EL 41 vermag demnach bei einer Arbeitspunkteinstellung auf  $U_{a0} = 250 \text{ V}$ ,  $I_{a0} = 36 \text{ mA}$ ,  $U_{g1} = -7 \text{ V}$  und einer Aussteuerung mit  $U_i = 3,8 \text{ V}_{\text{eff}}$  eine Nutzleistung von  $N_0 = 4,38 \text{ W}$  bei einem Klirrfaktor  $d = 10\%$  abzugeben.

Ein falsches Ergebnis hätten wir erhalten, wenn wir das Leistungsdiagramm ABC (in Abb. 1 schraffiert) zur Berechnung benutzt hätten. Hiernach wäre

$$N_0 = \frac{AB \cdot BC}{8} = \frac{0,0637 \cdot 446}{8} = 3,55 \text{ W}$$

Der Fehler ist also ganz erheblich. Er rührt daher, daß die Voraussetzung für diese Berechnungsart die Abwesenheit von Verzerrungen ist, so daß sich Spitzenwert und Effektivwert wie  $\sqrt{2} : 1$  verhalten. Bei einem Klirrfaktor von  $10\%$  ist aber diese Voraussetzung nicht erfüllt. Das gleiche falsche Ergebnis tritt auf, wenn man zur Leistungsbestimmung die Anodenwechselspannung mit einem Diodenvoltmeter mißt und dann nach

$$N_0 = \frac{U^2}{R}$$

die Leistung errechnet. Dies geht aus Abb. 4 hervor. Wenn zu der Sinushalbwelle 1 die dritte Harmonische mit  $10\%$  der Grundwellenamplitude hinzukommt, ergibt sich ein zeitlicher Verlauf nach Kurve 3. Das Diodenvoltmeter mißt den Spitzenwert

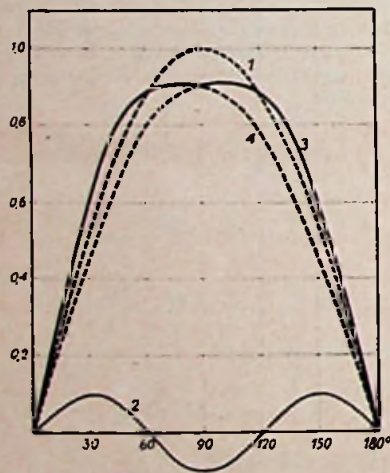


Abb. 4. Zusammensetzung der Sinushalbwelle 1 mit ihrer 3. Harmonischen 2 zur Kurve 3. Kurve 4 ist die Sinushalbwelle mit gleichem Scheitelwert

der Kurve 3. Da seine Skala aber in Effektivwerten unter Voraussetzung eines sinusförmigen Spannungsverlaufs geeicht ist, liest man einen Effektivwert ab, der der Sinuskurve 4 entspricht, während die Nutzleistung in Wirklichkeit aus der Kurve 1 ermittelt werden muß.

Wenn, wie bei richtig eingestellten Endpentoden, die 2. Harmonische vernachlässigbar klein ist und nur die 3. Harmonische berücksichtigt werden muß, ist es sehr einfach, aus der Messung mit dem Diodenvoltmeter die richtige Größe der Nutzleistung zu bestimmen. Dann sind in guter Annäherung  $a_1 = a_2 = a$  und  $b_1 = b_2 = b$ , und man erhält

$$I_1 = \frac{2}{3} (a + b) \quad (8a)$$

$$I_3 = \frac{1}{3} (a - 2b) \quad (8b)$$

$$d = \frac{I_3}{I_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{a - 2b}{a + b} \quad (8c)$$

Wir berücksichtigen, daß wegen der Phasenlage der dritten Harmonischen  $d$  mit negativem Vorzeichen eingesetzt werden muß, und erhalten

$$\frac{b}{a} = \frac{1 + 2d}{2 - 2d} \quad (9)$$

$$I_1 = \frac{a}{1 - d} \quad (10a)$$

Aus diesen Beziehungen ergibt sich eine einfache Methode, die Nutzleistung bei einem gegebenen Klirrfaktor aus der Arbeitskennlinie (Abb. 3) zu ermitteln. Man vergrößert die Gitterwechselspannung amplitudengleich  $A$  so weit, bis  $\frac{b_1 + b_2}{a_1 + a_2} = \frac{1 + 2d}{2 - 2d}$  ist.

Dann ist

$$I_1 = \frac{a_1 + a_2}{2(1 - d)} \quad (10b)$$

Mit  $d = 10\% = 0,1$  erhalten wir

$$\frac{b}{a} = \frac{1,2}{1,8} = \frac{2}{3} \quad I_1 = \frac{a}{0,9}$$

Das Diodenvoltmeter mißt die Größe  $a$ . Man muß seine Anzeige also mit  $\frac{10}{9}$  multiplizieren, um die Grundwellenamplitude zu erhalten bzw. die aus der Diodenvoltmeteranzeige oder dem Leistungsdiagramm ermittelte Leistung mit  $\left(\frac{10}{9}\right)^2 = 1,235$  multiplizieren, um die tatsächliche Nutzleistung zu bekommen:

$$N_0 = 3,55 \cdot 1,235 = 4,38 \text{ W}$$

Eine Korrektur ist natürlich nicht notwendig, wenn das Meßinstrument unabhängig von der Kurvenform den Effektivwert anzeigt. Abb. 5 zeigt ein Beispiel einer solchen Meßanordnung. Der in Serie mit  $R_a$  liegende Strommesser ist ein Hitzdrahtinstrument oder ein Drehspulinstrument mit Thermoumformer. Durch den Kondensator wird der Gleichstrom ferngehalten. Der Blindwiderstand  $\omega L$  der Drossel muß bei der Meßfrequenz sehr groß gegen  $R_a$  sein.

Den aus dem Kennlinienfeld ermittelten Wert  $N_0 = 4,38 \text{ W}$  erhält man aber bei einer Leistungsmessung nur dann, wenn die Gittervorspannung konstant bleibt, d. h. die Messung mit fester Vorspannung erfolgt. Wird dagegen die Vorspannung durch einen Kathodenwiderstand erzeugt, so steigt sie mit wachsender Aussteuerung, und zwar insbesondere an der Aussteuerungsgrenze (wegen des zunehmenden Schirmgitterstromes), so daß die erreichbare Nutzleistung kleiner ist als bei fester Vorspannung. Hierdurch wird auch der Unterschied zwischen dem für  $d = 10\%$  oben ermittelten Wert  $N_0 = 4,38 \text{ W}$  und dem von den Röhrenherstellern in den Datenblättern angegebenen Wert  $N_0 = 3,9 \text{ W}$  erklärt; ersterer gilt für feste Gittervorspannung, letzterer für Vorspannungserzeugung durch Kathodenwiderstand.

Welches ist nun die für die Praxis interessierende Größe? Zweifellos wird die Endröhre in den meisten Fällen mit Kathodenwiderstand betrieben. Im Rundfunkgerät tritt aber praktisch nie eine Vollaussteuerung mit Dauerton auf, sondern die maximale Leistung wird z. B. im Verlauf einer Musikdarbietung immer nur kurzzeitig erreicht. Da der Kathodenwiderstand durch einen großen Elektrolytkondensator von z. B.  $100 \mu\text{F}$  überbrückt ist, ändert sich die Vorspannung während dieser Leistungsimpulse nur sehr wenig, so daß praktisch die gleichen Verhältnisse wie bei fester Vorspannung vorliegen und auch mit Kathodenwiderstand die tatsächlich auftretenden Leistungsspitzen bei  $N_0 = 4,38 \text{ W}$  liegen, wenn man  $d = 10\%$

zuläßt. Für das Rundfunkgerät ist demnach die Leistungsabgabe bei fester Vorspannung der in erster Linie interessierende Wert, während die Leistung mit Kathodenwiderstand bei Aussteuerung mit Dauerton nur in Ausnahmefällen interessiert, z. B., wenn die Röhre in einem Meßverstärker benutzt wird. Es wäre deshalb sehr zu begrüßen, wenn die Röhrenhersteller insbesondere bei zu erwartenden Neuentwicklungen nicht nur, wie bei der EL 41, die Nutzleistung für Betrieb mit Kathodenwiderstand und Dauertonaussteuerung, sondern auch für Betrieb mit fester Vorspannung angeben würden.

Die für die Bestimmung der Empfindlichkeit des Empfängers wichtige Gitterwechselspannung für  $50 \text{ mW}$  wird von diesen Über-

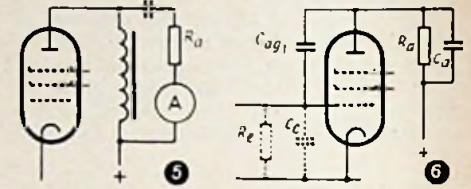


Abb. 5. Schaltung zur Messung der Nutzleistung. Das Instrument 1 ist ein Strommesser mit Hitzdraht oder ein Meßgerät mit Thermoumformer

Abb. 6. Durch die Wirkung der Gitteranodenkapazität der Endröhre erscheinen am Röhreneingang die Kapazität  $C_g$  und der Widerstand  $R_g$

legungen nicht berührt, denn bei so geringer Aussteuerung ist die Leistung auch bei Dauerton für feste und automatische Vorspannung die gleiche.

Um die bei richtiger Anpassung erreichbare Nutzleistung auch in der Praxis zu erhalten, muß man bei der Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses des Ausgangsübertragers und der Betriebsspannung den ohmschen Widerstand der Primärwicklung berücksichtigen, da sonst ganz erhebliche Leistungseinbußen auftreten können. Abb. 7 zeigt die Abhängigkeit der mit  $d = 10\%$  erreichbaren Leistung vom Außenwiderstand. Die Kurve gilt für automatische Vorspannung; bei fester Vorspannung ist ihr Verlauf ähnlich. Wenn z. B. ein Ausgangstransformator mit einem Primärwiderstand  $R_p = 800 \text{ Ohm}$  benutzt wird und der Anpassungswiderstand  $R_a = 7000 \text{ Ohm}$  ist, muß das Übersetzungsverhältnis aus

$$\tilde{u} = \sqrt{\frac{R_a - R_p}{R_{\text{sek}}}} = \sqrt{\frac{6200}{R_{\text{sek}}}} \quad (11a)$$

berechnet werden, wenn  $R_{\text{sek}}$  der Widerstand auf der Sekundärseite (Lautsprecherwiderstand + Widerstand der Sekundärwicklung) ist. Berechnet man das Übersetzungsverhältnis nach

$$\tilde{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_{\text{sek}}}} \quad (11b)$$

so ist der wirksame Außenwiderstand  $7800 \text{ Ohm}$ , und die Leistung geht von  $3,9 \text{ W}$  auf  $3,75 \text{ W}$ , also um  $4\%$  zurück. Die Anodenbetriebsspannung muß um den Wert

$$I_{a0} \cdot R = 0,036 \cdot 800 = 29 \text{ V}$$

erhöht werden, also  $250 + 29 = 279 \text{ V}$  sein. Bei Betrieb mit Kathodenwiderstand kommt hierzu noch die Gittervorspannung von  $7 \text{ V}$ , so daß eine Speisespannung gegen Chassis von  $279 + 7 = 286 \text{ V}$  erforderlich ist. Wird die Anodenbetriebsspannung nicht erhöht, ist also

$$U_a = 250 - I_{a0} \cdot R_p = 250 - 29 = 221 \text{ V}$$

so wäre ein Außenwiderstand

$$R_a = \frac{221}{36} = 6,15 \text{ kOhm}$$

nötig. Wählt man trotzdem

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{7000}{R_{\text{sek}}}}$$

so ist der wirksame Außenwiderstand 7,8 kOhm, also um 27% zu groß. Hieraus ergibt sich nach Abb. 7 ein Leistungsabfall um 13%. Außerdem sinkt die Leistung wegen der niedrigeren Anodenspannung im Verhältnis  $\left(\frac{221}{250}\right)^3$ , also um 22%. Bei Dauerton-

aussteuerung erhält man demnach an den Primärklemmen des Ausgangsübertragers statt 3,9 W nur noch  $3,9 \cdot 0,87 \cdot 0,78 = 2,65$  W. Versäumt man auch noch die Berücksichtigung des Spannungsabfalls am Katodenwiderstand und mißt man mit einem Diodenvoltmeter ohne Klirrfaktorkorrektur, so ist die Leistung nur knapp die Hälfte der Leistung, die bei richtiger Schaltungsdimensionierung und Messung erscheinen würde.

Neben den nichtlinearen Verzerrungen, dem Klirrfaktor, spielen auch die linearen Verzerrungen, die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, eine Rolle. Ein Verstärkungsabfall nach hohen Frequenzen hin, der besonders bei UKW-Empfang unangenehm ist, kann durch die Gitteranodenkapazität der Endpentode hervorgerufen werden. Diese Kapazität verursacht eine frequenzabhängige Gegenkopplung, so daß parallel zum Eingang der Röhre zusätzlich die Kapazität  $C_e$  und der Widerstand  $R_e$  erscheinen (Abb. 6):

$$C_e = C_{a_{g1}} \left( 1 + \frac{S \cdot R_a}{1 + \omega^2 C_a^2 R_a^2} \right) \quad (12a)$$

$$R_e = \frac{1 + \omega^2 C_a^2 R_a^2}{\omega^2 C_a^2 R_a^2} \cdot \frac{C_a}{S \cdot C_{a_{g1}}} \quad (13a)$$

Bei der EL 41 ist  $C_{a_{g1}} < 1$  pF; man kann mit etwa 0,7 pF rechnen. Ähnliche Werte findet man bei allen Endpentoden.

Wir betrachten als Beispiel die EL 41 bei  $f = 10$  kHz, also  $\omega = 2\pi \cdot 10^4$ , und  $R_a =$

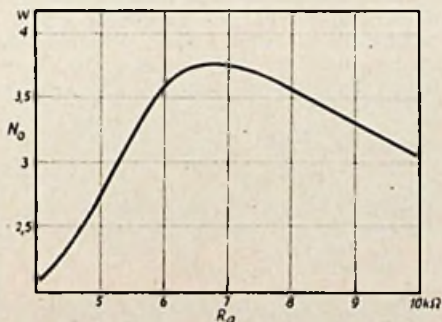


Abb. 7. Abhängigkeit der mit 10% Klirrfaktor erreichbaren Nutzleistung der EL 41 vom Belastungswiderstand  $R_a$ . Die Messung erfolgte mit Gitterspannungserzeugung durch Katodenwiderstand (autom. Vorspannung) und Aussteuerung mit Sinus-Dauerton bei  $U_a = U_{a2} = 250$  V,  $R_k = 170$  Ohm

7 kOhm. Wenn  $C_a$  klein ist (einige Hundert pF), ist  $\omega^2 C_a^2 R_a^2 \ll 1$ . Außerdem ist  $S \cdot R_a \gg 1$ , so daß man mit vereinfachten Formeln arbeiten kann:

$$C_e = C_{a_{g1}} \cdot S \cdot R_a \quad (12b)$$

$$R_e = \frac{1}{S \cdot R_a^2 \cdot \omega^2 \cdot C_a \cdot C_{a_{g1}}} \quad (13b)$$

Die Arbeitssteilheit entnehmen wir aus Abb. 3 zu  $S = 8,5$  mA/V. Wir erhalten nun

$$C_e = 0,7 \cdot 8,5 \cdot 7 = 42 \text{ pF}$$

Hierzu kommen noch die Röhrenkapazität  $C_{g1} = 10,2$  pF, die Raumladungskapazität

(denn  $C_{g1}$  ist an der kalten Röhre gemessen)  $C_R \approx 2$  pF und die Kapazität der Fassung und Verdrahtung, die wir mit  $C_r \approx 9,8$  pF ansetzen. Insgesamt ist dann die Eingangskapazität

$$C_{og} = C_e + C_{g1} + C_R + C_r = 42 + 10,2 + 2 + 9,8 = 64 \text{ pF}$$

Sie stellt bei 10 kHz einen Blindwiderstand

$$R_B = \frac{1}{\omega C} = 250 \text{ kOhm dar.}$$

In manchen Schaltungen findet man in der Leitung zum Steuergitter einen HF-Sieb-widerstand. Wenn er 250 kOhm groß ist, ergibt sich ein Abfall bei 10 kHz von 3 db, bei 15 kHz von 5,2 db. Auch wenn dieser Siebwiderstand klein ist oder weggelassen wird, kann der Frequenzgang nachteilig beeinflusst werden, falls als Vorverstärker eine Pentode mit großem Außenwiderstand eingesetzt ist. Sind z. B. bei der Vorstufe  $R_i = 2,5$  MOhm und  $R_a = 330$  kOhm und bei der Endstufe  $R_g = 1$  MOhm, so ist der Widerstand der Parallelschaltung  $R'_g = 225$  kOhm, und der Abfall bei 10 kHz wird 2,6 db. Bei einer Pentodenvorstufe mit  $R_a = 100$  kOhm oder einer Triodenvorstufe ist dagegen auch bei 15 kHz der Einfluß der Eingangskapazität der Endröhre noch zu vernachlässigen.

Der durch die Wirkung der Gitteranodenkapazität ebenfalls an der Gitterkatodenstrecke erscheinende Parallelwiderstand  $R_0$  kann vernachlässigt werden, solange  $C_a$  klein ist. Mit  $C_a = 100$  pF erhält man bei 10 kHz  $R_0 = 8,7$  MOhm. Kommt aber  $C_a$  in die Größenordnung 1000 pF, so ist  $R_0$  nicht mehr zu vernachlässigen, und außerdem ändert sich dann auch  $C_e$ . Wenn nicht mehr  $\omega^2 C_a^2 R_a^2 \ll 1$  gilt, sinkt  $C_e$  mit wachsender Frequenz, so daß der Höhenabfall geringer wird. Andererseits sinkt dann aber auch  $R_0$  mit wachsender Frequenz, so daß hierdurch ein zusätzlicher Höhenabfall auftritt. In gewissen Grenzen kompensieren sich diese beiden Einflüsse am Gitter, so daß die Größe von  $C_a$  nicht kritisch ist und nach den Erfordernissen des anodenseitigen Frequenzganges gemessen werden kann. Einige Beispiele sollen dies erläutern, wobei die Parallelschaltung des Gitterableitwiderstandes der Endstufe mit dem Außenwiderstand und Innenwiderstand der Vorstufe zu  $R'_g = 250$  kOhm angenommen wird.

1.  $C_a < 100$  pF. Dann ist  $\omega^2 R_a^2 C_a^2 \ll 1$ ;  $R_e$  ist vernachlässigbar groß.  $C_e = 42$  pF,  $C_{og} = 64$  pF (siehe oben). Der Abfall bei 10 kHz ist dann 3 db.

2.  $C_a = 500$  pF. Für 10 kHz ist  $\omega^2 C_a^2 R_a^2 = 0,048$ . Damit sind  $C_e = 40$  pF,  $C_{og} = 62$  pF und  $R_e = 1,84$  MOhm. Bei  $R'_g = 250$  kOhm ist der gitterseitige Abfall für 10 kHz 3,5 db, also kaum größer als unter 1.

3.  $\omega R_a C_a = 1$  für  $f = 10$  kHz. Dann sind  $C_a = 2300$  pF und der Abfall bei 10 kHz an der Anodenseite 3 db.  $C_e$  ist nun nur noch halb so groß, nämlich 21 pF und  $C_{og} = 43$  pF.

Bei  $\omega R_a C_a = 1$  wird  $R_e = \frac{2 C_a}{S \cdot C_{a_{g1}}} = 770$  kOhm. Mit diesen Werten und  $R'_g = 250$  kOhm ist am Gitter der Abfall bei 10 kHz 3,5 db, also der gleiche wie unter 2.

4.  $C_a = 5000$  pF. Bei 10 kHz sind  $C_e = 8$  pF,  $C_{og} = 30$  pF und  $R_0 = 1$  MOhm. Der gitterseitige Abfall ist 2,5 db, ist also etwas kleiner als bei kleinem  $C_a$ . Allerdings ist hier der anodenseitige Abfall mit 8,3 db schon beträchtlich.

Die Betrachtungen über den Einfluß der Gitteranodenkapazität gehen davon aus, daß

$R_a$  ein frequenzunabhängiger Wirkwiderstand ist. Bei Anschaltung eines Lautsprechers über einen Anpassungsübertrager ist diese Voraussetzung nur in einem beschränkten Frequenzgebiet erfüllt. Wenn z. B. der Lautsprecherwiderstand bei höheren Frequenzen ansteigt und kein reiner Wirkwiderstand mehr ist, müßten an den obigen Rechnungen noch Korrekturen angebracht werden. Aber auch ohne diese ist schon eine gute Abschätzung des Einflusses der Gitteranodenkapazität auf den Frequenzgang möglich.

## 2-kW-HF-Industriegerator

Telefunken nennt als Anwendungsgebiete des neuen 2-kW-HF-Generators „HFG 117/Kw 2/1“ u. a. die Erwärmung von thermoplastischen Kunststoffen, Schweißen von Folien (auch Prägen oder Vertormen), Vorwärmen von Kunststoffpreßmassen oder Gummi, Aushärten von Kunstharzen bei Verleimungen, bei der Papierveredlung oder bei der Herstellung von Schichtmaterialien, wie Schichtholz oder Sperrholzplatten, Trocknen von Textilien, keramischen Stoffen oder Leimen, Sterilisieren von festen oder flüssigen Stoffen (auch von Lebensmitteln oder Medikamenten), Auftauen von tiefgekühlten Lebensmitteln.

Bei einer Überlastung schaltet dieser auf Rollen fahrbare Generator selbsttätig ab. Ein auf Wunsch eingebauter HF-Umschalter läßt die wahlweise HF-Versorgung zweier Arbeitsvorrichtungen zu. Eine bequeme Bedienung durch Drucktasten, übersichtliche Anzeile des Betriebszustandes, keine Berührungsmöglichkeit der eine HF-Spannung führenden Teile (beim Öffnen der Haube schaltet Generator sofort ab), automatisches Öffnen der Haube nach Ablauf der eingestellten Zeit und gute Zugänglichkeit des Vorwärmaumes sind einige seiner Vorzüge. Die Betriebsfrequenz des 2-kW-Generators ist etwa 27 MHz. Bestückt ist der Generator mit RS 607 und der Gleichrichter mit  $3 \times G 7,5/0,6$ . Das Zeitschaltwerk ist zwischen 0,1 und 60 s oder zwischen 1 und 300 s einstellbar. Der Netzanschluß ist für Drehstrom 380/220 V, 50 Hz ausgeführt. Die äußeren Abmessungen des Gerätes sind:  $1200 \times 550 \times 550$  mm. Der Generator wiegt netto rund 240 kg. Als erreichbare Leistungen werden als Beispiel angegeben: etwa 40 g je min Verdampfen von Wasser oder etwa 500 ... 600 g je min Vorwärmen von Preßstoffmassen.

## Philips Tonbandgerät

Auf das neue Tonbandgerät „EL 3530“ der Deutschen Philips Gesellschaft wurde bereits kurz in FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 11, S. 325 und S. 327, hingewiesen. Bei diesem handlichen Tonbandkoffer sind die Bandspulen auf einer nahezu senkrechten Frontplatte (Neigung 5°) untergebracht. Ein 3-W-Lautsprecher ist eingebaut, und ein Zweitlautsprecher kann zusätzlich angeschlossen werden. Für das Arbelten auf einen Endverstärker ist ein 200-Ohm-Leitungsausgang vorhanden. Eine Aussteuerungskontrolle mit der EM 34 und Abhörmöglichkeit mit Kopfhörer erleichtern die Aufnahme.

Die technischen Daten des Gerätes sind:

Bandgeschwindigkeit	9,5 cm/s
Spieldauer für 180-m-Band	2 × 30 min
Schneller Vorlauf für 180-m-Band	≤ 2 min
Rückspulzeit für 180-m-Band	≤ 3 min
Bandgeschwindigkeits-Abweichungen	< 3/100
Frequenzgang	30 ... 7000 Hz
Eingangsempfindlichkeit:	
Eingang 1 Mikrofon	2 mV
Eingang 2	500 mV
Eingangswiderstand:	
Eingang 1 Mikrofon	500 kΩ
Eingang 2	200 kΩ
Mischmöglichkeit für beide Eingänge	
Ausgangsleistung	2,5 W
Leitungsausgang 200 Ω	1,5 V
Kopfhöreranschluß	2 × 2000 Ω
Lautsprecherausgang	5,5 Ω
Impedanz des zweiten Lautsprechers	5 ... 8 Ω
Fremdspannungspegel	-40 db
Geräuschspannungspegel	-60 db
Bestückung	EF 40, EF 42, EL 41, EM 34, AZ 41
Netzspannungen	110, 125, 145, 200, 220, 245 V
Thermosicherung am Netztransformator	
Netzfrequenz	50 Hz
Leistungsaufnahme	60 W
Kofferabmessungen	etwa 400 × 200 × 510 mm
Gewicht des Gerätes mit Zubehör	etwa 14,5 kg.

# Vereinfachter

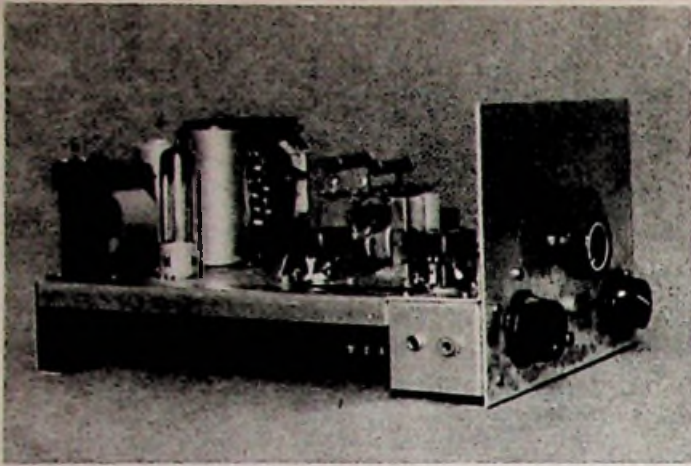


Abb. 1. Chassisansicht; auf der Frontplatte sitzen unten die Knöpfe für die Eingangspotentiometer  $R_1$  und  $R_{12}$ , oben der Knopf für das Tandempotentiometer  $R_7$  u.  $R_8$  für die Schaltfrequenz und unter diesem die Ausgangsbuchsen

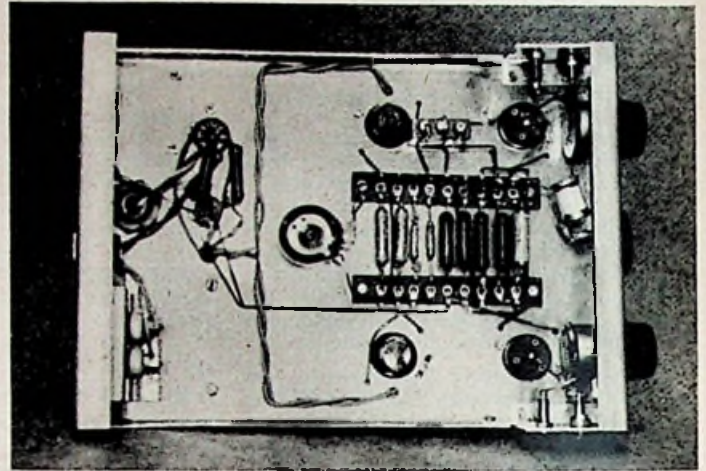


Abb. 2. Chassisunteransicht. Die Anordnung des Gerätesteckers für den Netzanschluß ist links unten gut erkennbar. Die Eingangsbuchsen sind auf Winkelstücken (rechts oben und unten) montiert

licht kurzer Gitter- und Anodenleitungen auf dem Chassis. Bei der Benutzung anderer Röhrentypen mit entsprechend ähnlichen Daten empfiehlt es sich, das Potentiometer unter dem Chassis anzuordnen und die Ausgangsbuchsen nach oben zu verlegen. Die Lötstreifen sind dann entsprechend aufzuteilen, damit das Konsol (Abb. 4) für das Tandempotentiometer zwischen den Widerständen Platz bekommt.

Der obere Winkel C des Konsols ist Träger für eine Isolierstoffplatte 50 mal 35 mm mit angenieteten Lötösen. Zwischen diesen sind die Kondensatoren  $C_2$  und  $C_3$  befestigt. Alle für die Übertragung von  $R_{01}$  auf  $R_{02}$  benötigten Schaltelemente liegen auf diese Art unmittelbar zwischen den Röhren. Die Eingangsbuchsen befinden sich auf seitlich besonders angesetzten Winkelstücken. Um die Festigkeit der Chassisplatte wiederherzustellen, sind die Winkelstücke gegen die Stege der Chassisplatte durch kleine Laschen versteift.

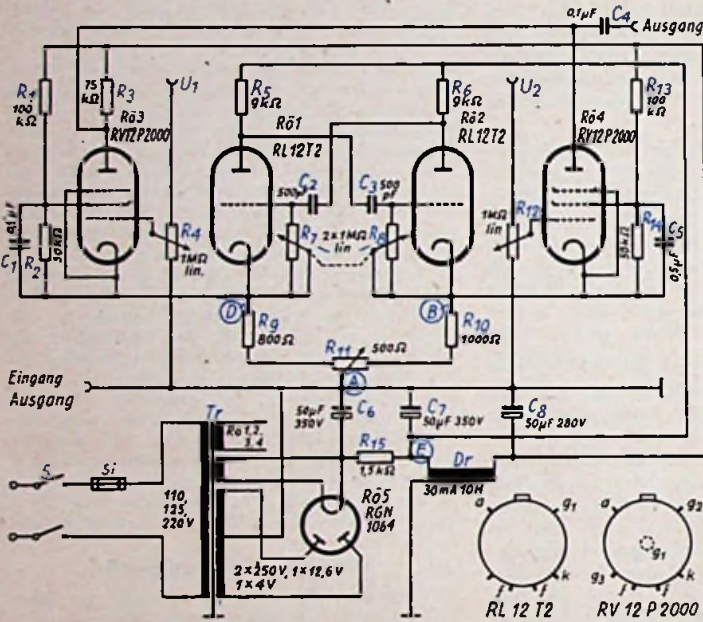


Abb. 3. Schaltbild des Elektronenschalters

Die Praxis hat gezeigt, daß sich das Anwendungsgebiet eines Oszillografen durch Verwendung eines Elektronenschalters außerordentlich erweitern läßt. Über die Arbeitsweise wurde bereits in der FUNK-TECHNIK<sup>1)</sup> berichtet. Bei dem hier beschriebenen Gerät ist auf größte Einfachheit und Billigkeit Wert gelegt worden. Trotzdem lassen die fotografierten Oszillogramme erkennen, daß das Gerät weitgehenden Ansprüchen genügt. Lediglich auf die Dimensionierung der Siebkette ist sehr zu achten, um auf jeden Fall die Stoßbelastung durch die Multivibratorröhren  $R_{01}$  und  $R_{02}$ , von den Verstärkerrohren  $R_{03}$  und  $R_{04}$ , fernzuhalten.

### Arbeitsweise

Es sei ganz kurz noch einmal auf die Arbeitsweise des Geräts eingegangen.

An den Katodenwiderständen  $R_9 + \frac{R_{11}}{2}$  bzw.  $R_{10} + \frac{R_{11}}{2}$  (Schaltung Abb. 3) stehen während des Arbeitens durch die Multivibratorröhren  $R_{01}$  und  $R_{02}$  Rechteckspannungen, die als Gittervorspannung die Verstärkerrohren  $R_{03}$  und  $R_{04}$ , ab-

wechselnd sperren. Dabei sind diese Katodenwiderstände gleichzeitig zur Erzeugung der vollautomatischen Gittervorspannung der Verstärkerrohren  $R_{03}$  und  $R_{04}$ , bestimmt. Die Schaltfrequenz wird durch das Tandempotentiometer  $R_7 \dots R_8$  in Verbindung mit den Koppelkondensatoren  $C_2$  und  $C_3$  bestimmt.

Es empfiehlt sich, die Schaltfrequenz möglichst hoch zu legen, da, wie aus dem Oszillogramm a) hervorgeht, die Auswertungsmöglichkeit bei zu kleiner Schaltfrequenz leidet. Die Schaltfrequenz als 10faches der Meßfrequenz dürfte das Minimum sein. Andernfalls besteht die Gefahr, daß gerade charakteristische Merkmale der Meßfrequenz, auf deren Beobachtung Wert gelegt wird, verlorengehen. Am Widerstand  $R_3$  steht dann entsprechend der Schaltfrequenz die verstärkte Eingangsspannung  $U_1$  und  $U_2$ .

### Aufbau

Abb. 5 zeigt die Form des Chassis und die Maße. Die weitere Ausgestaltung des Chassis geht aus den Fotos hervor. Verwendet wurde für alle Chassisteile und das Gehäuse 1,5 mm starkes, halbhartes Alublech.

Weil im vorliegenden Falle der Billigkeit wegen die Röhren RL 12 T 2 und RV 12 P 2000 verwendet wurden, steht das Tandempotentiometer zur Erreichung mög-

### Stückliste zum Elektronenschalter

- 1 Chassis mit Frontplatte, Potentiometerkonsol, Seitenstücke für Eingangsbuchsen und Trägerplatte für Netzanschluß
- Alu-Blech 1,5 mm, halbhart.
- 1 Netztrafo Eingang: 110, 125, 220 Volt  
Ausgang: 2x250 V, 1x12,6 V, 1x4 V.
- 1 Drossel 30 mA 10 H
- 2 Röhren  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  RL 12 T 2
- 2 Röhren  $R_{03}$ ,  $R_{04}$  RV 12 P 2000
- 1 Röhre RGN 1064 od. AZ 1 od. AZ 11 od. AZ 41
- 2 Widerstände  $R_1$ ,  $R_{13}$  100 kOhm
- 2 Widerstände  $R_9$ ,  $R_{14}$  50 kOhm
- 1 Widerstand  $R_3$  75 kOhm
- 2 Potentiometer  $R_4$ ,  $R_{12}$  1 MOhm linear
- 2 Widerstände  $R_5$ ,  $R_6$  9 kOhm
- 1 Tandempotentiometer  $R_7 \dots R_8$  (Preostat 410 Nr. 3536) 2x1 MOhm linear
- 1 Widerstand  $R_9$  800 Ohm
- 1 Widerstand  $R_{10}$  1000 Ohm
- 1 Potentiometer  $R_{11}$  500 Ohm
- 1 Widerstand  $R_{15}$  (2 Watt) 1,5 kOhm
- 1 Kondensator  $C_1$  0,1  $\mu$ F
- 2 Kondensatoren  $C_2$ ,  $C_3$  500 pF
- 1 Kondensator  $C_4 \dots C_5$  2x0,5  $\mu$ F
- 1 Elektrolytkondensator  $C_6 \dots C_7$  2x50  $\mu$ F 350 V
- 1 Elektrolytkondensator  $C_8$  50  $\mu$ F 280 V
- 1 Netzschalter
- Kleinmaterial (Sicherung, Lötösen, Schrauben, 4 Knöpfe, Achsenverlängerung usw.)

1) FUNK-TECHNIK, Bd. 5 [1950], H. 23, S. 702 u. H. 24, S. 729; Bd. 6 [1951], H. 3, S. 71 u. H. 19, S. 544; Bd. 7 [1952], H. 21, S. 580.



# Lichtelektrischer Schwellwertanzeiger

Bei der industriellen Anwendung lichtelektrischer Geräte besteht häufig die Notwendigkeit, prozentual geringe Intensitätsänderungen der Fotozellenbelichtung zu erfassen und bei Überschreiten eines vorgegebenen Schwellwertes zur Auslösung eines Anzeige-, Schalt- oder Steuervorganges heranzuziehen.

Derartige lichtelektrische Schwellwertanzeiger lassen sich überall dort anwenden, wo durch Änderungen des Reflexionsvermögens, der Transparenz oder der Färbung Belichtungsänderungen der Fotozelle hervorgerufen werden. Bei der Überwachung des ordnungsgemäßen Ablaufs von Arbeitsprozessen kann ein derartiges Gerät beispielsweise zur Erfassung von Trübungen und Farbumschlägen in Flüssigkeiten dienen. Weitere Anwendungsmöglichkeiten sind für Prüf- und Sortierzwecke gegeben, bei denen Abweichungen in der Oberflächenbeschaffenheit oder in der Farbtonung der zu prüfenden Gegenstände angezeigt werden sollen.

Für alle diese Verwendungszwecke ist eine ausreichende relative Ansprechempfindlichkeit und eine genügende zeitliche Konstanz der lichtelektrischen Relaisanordnung erste Vorbedingung. Bei hochwertigen Apparaturen wird man daher vorwiegend auf Meßmethoden zurückgreifen, die durch Verwendung von Brückenanordnungen und Vergleiche mit Normalien möglichst von Absolutwerten unabhängig sind und somit für längere Zeit konstant arbeiten.

Derartige Meßmethoden bedingen jedoch einen beträchtlichen apparativen Aufwand und scheiden daher auf Grund des damit verbundenen hohen Anschaffungspreises für viele industrielle Anwendungszwecke aus.

Bei dem hier beschriebenen lichtelektrischen Schwellwertanzeiger wurde daher zur Schaffung eines preiswerten Gerätes auf eine Absolutmessung zurückgegriffen und zur Erreichung einer genügenden Konstanz im Ansprechwert der Weg der weitestgehenden Stabilisierung aller Betriebswerte beschrieben. Die so erreichbare Konstanz gestattet über längere Zeiträume mit genügender Sicherheit eine Festlegung des minimalsten Schwellwertes für das Ansprechen der Relaisanordnung bei 5% Lichtschwächung. Diese Ansprechempfindlichkeit dürfte in den meisten praktischen Fällen den technischen Erfordernissen genügen.

Den schaltungsmäßigen Aufbau des lichtelektrischen Schwellwertanzeigers zeigt die Abb. 1 in seiner Verwendung als Rauchmeldegerät.

Das Gerät besteht im wesentlichen aus einem einstufigen Fotozellenverstärker in Arbeitsstromschaltung und einem nachgeschalteten Stromtorkreis zur Betätigung eines Schaltrelais für die Anzeige.

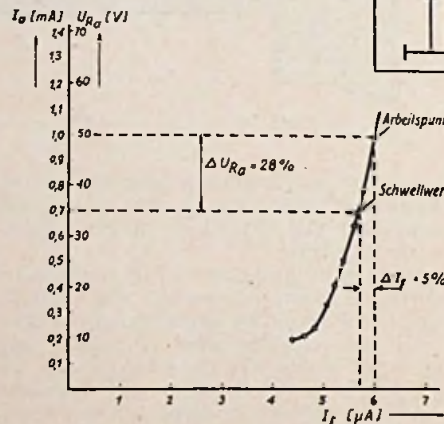
Als Fotozelle findet im Hinblick auf die angestrebte Konstanz des Gerätes eine Vakuumfotozelle 90 CV Verwendung. Aus gleichen Gründen wurde für die Verstärkung eine Verstärkerpentode E80 F gewählt, die sich besonders bei Unterheizung durch ihre hohen Gitterisolationswerte auszeichnet. Sie gestattet die Verwendung hochohmiger Gitterableitwider-

stände in der Größenordnung von 10 Megohm und gewährleistet so eine genügend hohe Ansprechempfindlichkeit. Um diese Empfindlichkeit ausnutzen zu können, erfolgt eine Stabilisierung aller Betriebsspannungen. Die benötigten Gleichspannungen werden einem durch die beiden in Reihe geschalteten Glimmstrecken 85 A 2 stabilisierten Netzgerät entnommen; es liefert unabhängig von auftretenden Netzspannungsschwankungen eine konstante Spannung von etwa 170 V. Von einem parallel geschalteten Spannungsteiler werden die erforderlichen Betriebsspannungen für die Fotozelle und die Verstärkerpentode abgegriffen. Die Einregelung des gewünschten Anoden-

und ermöglicht so eine in weiten Grenzen abwandelbare Meßstreckenlänge zwischen Lichtquelle und Fotozelle. Bei der ungeschwächten Belichtung von etwa 0,3 Lumen ist der Fotozellenstrom etwa  $6 \mu\text{A}$ , so daß am Außenwiderstand der Fotozelle von 10 MOhm ein Spannungsabfall von rd. 60 Volt vorhanden ist. Durch Wahl dieses hohen Außenwiderstandes wurde erreicht, daß bereits bei prozentual geringfügigen Änderungen der Fotozellenbelichtung beträchtliche Spannungsänderungen am Steuergitter der E80 F auftreten. Zur Erreichung der benötigten negativen Gittervorspannung der E80 F ist die Katode dieser Röhre vom Spannungsteiler aus positiv vorgespannt.

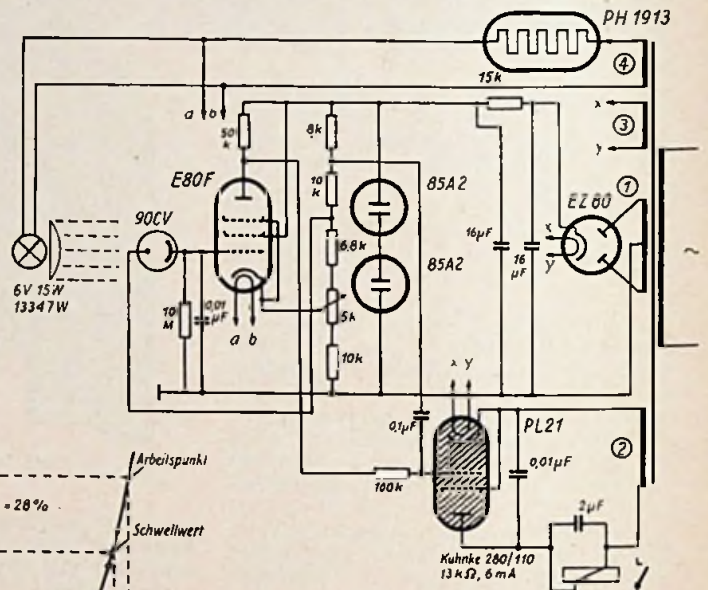
Abb. 1. Schaltung eines lichtelektrischen Rauchmeldegerätes. Daten des Netztrafos: prim. = 220 V, 0,5 A; sek. ① =  $2 \times 230 \text{ V}$ , 15 mA; sek. ② = 220 V, 20 mA; sek. ③ = 6,3 V, 0,6 A; sek. ④ = 13 V, 2,0 A

Abb. 2. Abhängigkeit des Anodenstromes und der Ausgangsspannung der E80 F vom Fotozellenstrom der 90 CV



ruhestromes der E80 F und damit des gewünschten Ansprechschwellwertes des nachgeschalteten Stromtor-Relaiskreises erfolgt am 5-k $\Omega$ -Potentiometer.

Eine weitere Notwendigkeit zur Erreichung genügender Konstanz war die Stabilisierung der Glühlampenspannung und der Heizspannung der E80 F. Zu diesem Zweck ist der Glühlampe und dem parallelliegenden Heizkreis ein Eisenwasserstoffwiderstand 1913 vorgeschaltet. Dabei ist die Spannung an der Trafowicklung so gewählt, daß sowohl die Glühlampe wie auch der Heizkreis der E80 F mit Unterspannung betrieben werden kann. Diese Maßnahme bietet den Vorteil einer hohen Lebensdauer und konstanten Lichtausbeute der Glühlampe und erreicht die bereits vorstehend erwähnte Elektrometerröhren-Eigenschaft der E80 F. Als Lichtquelle dient eine 6-V-(15-W-) Glühlampe 13347. Die Belichtung der Fotozelle erfolgt unter Verwendung einer handelsüblichen Planconvexlinse von etwa 20 mm Durchmesser und rd. 4 bis 5 cm Brennweite. Sie erzeugt ein nahezu paralleles Lichtbündel



Der Ruhestrom bei ungeschwächter Belichtung der Fotozelle wird mit dem 5-k $\Omega$ -Potentiometer auf 1 mA eingeregelt. An dem Außenwiderstand von 50 k $\Omega$  im Anodenkreis der E80 F tritt somit ein Spannungsabfall von 50 V auf. Bei diesem Ruhestromverhältnis soll das Stromtor PL 21 durch eine negative Gittervorspannung gesperrt sein. Dies wird durch ein festes positives Potential der Katode der PL 21 erreicht. Die negative Gittervorspannung ist dabei so gewählt, daß ein Zünden der PL 21 bei etwa 5% Lichtschwächung, d. h. etwa bei einer Gitterspannungsänderung von 14 Volt, eintritt. Damit ist eine große Sicherheit gegen kleinere willkürliche Schwankungen gewährleistet. Die Empfindlichkeit der lichtelektrischen Verstärkereinrichtung ist aus den Meßwerten der Abb. 2 zu ersehen. Die Kurve zeigt die Abhängigkeit des Anodenstromes und der Ausgangsspannung der E80 F von der Größe des Fotozellenstromes. Bei einer relativen Abschwächung des Lichtstromes um 5% tritt eine Anodenstromänderung von etwa 26% auf. Betrachtet man die damit verbundene Spannungsänderung im Anodenkreis, so ergibt sich eine Spannungsempfindlichkeit von 3 Volt bei 1% Belichtungsänderung.

Die Meßergebnisse hinsichtlich der zeitlichen Konstanz der Betriebswerte sind in

(Schluß auf S. 378)

# Untersuchung der Arbeitsweise eines Fernsehempfängers mit Elektronenstrahloszillografen

(Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 8 [1953], H. 11, S. 336)

In Abb. 9a war die Zeitfrequenz des Oszillografen wieder gleich der halben Vertikalfrequenz, in 9b gleich einem Drittel der Horizontalfrequenz. Diese Oszillogramme lassen allerdings nur sehen, ob überhaupt Vertikal- bzw. Horizontalimpulse in dem verstärkten Spannungsverlauf enthalten sind. Einen klaren Einblick in den besonders interessierenden Spannungsverlauf in der Nähe des Vertikal-Synchronimpulses zeigen erst Mikroskop-Zeitbasis-Aufnahmen wie in Abb. 9c und d — entsprechend den Signalformen von Abb. 7. Durch Vergleich mit dem Oszillogramm der Zeilenimpulse in 9c erkennt man auch, daß die Zeilenimpulsform identisch ist, lediglich die Auslenkung in der Y-Richtung war in 9c und d geringer.

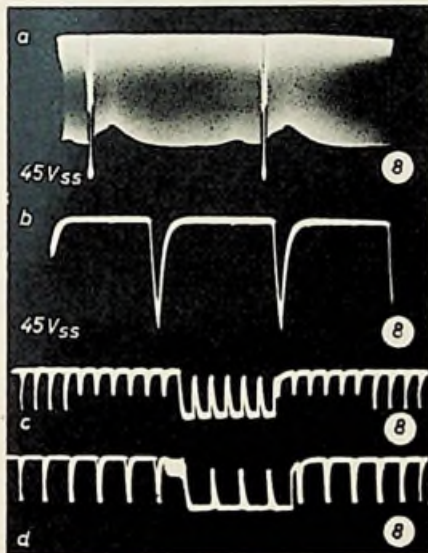


Abb. 9. Synchronimpulse an der Anode der Pentode des Amplitudensiebes. Zeitdehnung: a) halbe Vertikalfrequenz; b) ein Drittel Horizontalfrequenz; c) und d) mit 50 Hz zeitgedehnte Oszillogramme, entsprechend Abb. 7a und b

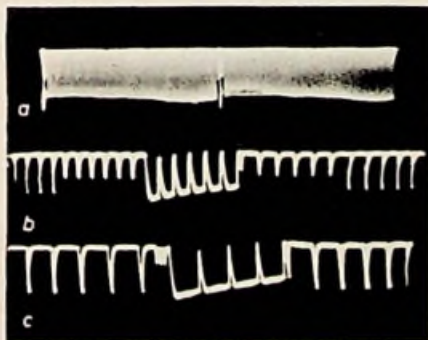


Abb. 10. Impulsfolge am Gitter der Triode des Amplitudensiebes; Zeitdehnung wie Abb. 9

Diese Impulse werden nun über einen Kopplungskondensator von 470 pF ( $C_{17,2}$ ) an das Gitter des Triodentes der Röhre ECL 80 geführt. Der Gitterableitwiderstand ist 1 M $\Omega$ . Durch die Zeitkonstante dieses Gitterkomplexes tritt eine leichte Verformung des Bildimpulses ein, wie es die Oszillogramme der Abb. 10 nachweisen. In Abb. 10a ist dabei das normale Oszillogramm mit einer Zeitfrequenz von der halben Vertikalfrequenz

wiedergegeben, während 10b und 10c wieder die 25fach zeitgedehnte Impulsfolge zeigt.

An der Anode dieser Stufe erhält man nun die verstärkten Impulse (s. Abb. 11). Die Verformung des Bildimpulses vom Gitterkomplex ist jetzt ebenfalls entsprechend verstärkt. Abb. 11a ist diesmal mit einem Drittel Horizontalfrequenz und 11b mit der halben Vertikalfrequenz und (ebenso wie die zeitgedehnten Bilder 11c und d) geringerer Bildhöhe wiedergegeben.

## Kippperät für Horizontal-Ablenkung

Dieses Kippperät besteht aus einem Multivibrator mit einer Röhre ECL 80 ( $B_{19}$ ), der Zeilenendröhre PL 81 ( $B_{20}$ ) mit dem Zeilenausgangstransformator, der Schalterdiode PY 80 ( $B_{22}$ ) und der sogenannten Phasendiskriminatorstufe mit einer Doppeldiode EB 41 ( $B_{18}$ ).

Durch den katodengekoppelten Multivibrator, der mit der Zeilenfrequenz schwingt, entsteht auf dem Ausgangsladungskondensator  $C_{218}$  eine Sägezahnspannung, wie das Oszillogramm der Abbildung 12a zeigt. Durch Addition dieser Sägezahnspannung mit einer Spannung, die in ihrem Verlauf dem Ladestrom dieses Kondensators entspricht (sie entsteht an dem mit dem Kondensator in Reihe geschalteten Widerstand  $R_{192}$  in einem Verlauf, wie ihn das Oszillogramm der Abbildung 12b wiedergibt), gewinnt man den zur Aussteuerung der Endröhre PL 81 für die Horizontalablenkung notwendigen Spannungsverlauf (s. Abb. 12c).

Zur Synchronisation des Zeilengenerators wird die Schwungradsynchronisierung verwendet, die sich durch hohe Unempfindlichkeit gegenüber Störimpulsen auszeichnet. Die von der als Amplitudensieb geschalteten Röhre ECL 80 ( $B_{17}$ ) kommenden Impulse werden bei dieser Schaltung nicht differenziert und dann direkt zur Synchronisation ver-

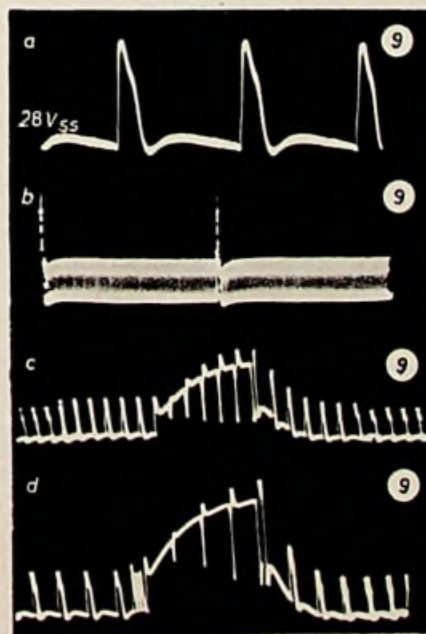


Abb. 11. Synchronimpulse an der Anode des Amplitudensiebes. Zeitdehnung: a) ein Drittel Horizontalfrequenz; b) halbe Vertikalfrequenz; c) und d) Mikroskop-Zeitbasis-Oszillogramme

wendet, sondern über eine Kopplungskapazität und einen Symmetrier-Übertrager —  $S_{82}$  — der Anode bzw. Katode den in Reihe geschalteten Dioden der Doppeldiode EB 41 ( $B_{18}$ ), dem Phasendiskriminator, zugeführt. In dieser Stufe wird die relative Phase der Syn-

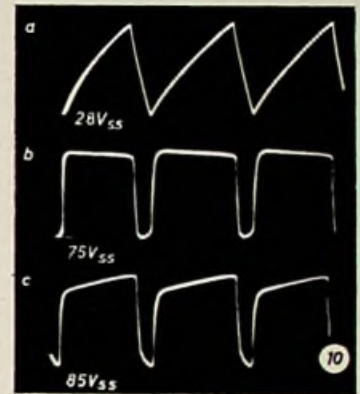


Abb. 12. Erzeugung der Steuerspannung für die Endstufe zur Horizontal-Ablenkung. a) Sägezahnspannung des Multivibrators; b) Verlauf des Stromes zum Ladekondensator; des Multivibrators; c) Steuerspannung für die Endstufe

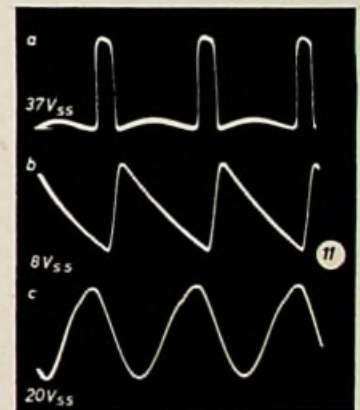


Abb. 13. Spannungen im Generator zur Erzeugung der Horizontalablenkspannung. a) Spannungsverlauf am Anodenwiderstand des Multivibrators; b) Integrierte Spannung der Horizontal-Synchronimpulse vom Ausgangstransformator; c) Spannung am Schwungradkreis

chronimpulse mit einer vom Ablenkgenerator herrührenden Sägezahnspannung, die durch zweifache Integration der Spannung von der Wicklung  $S_{88}$  über die Glieder  $R_{162} - C_{177}$  und  $R_{137} - C_{178}$  erhalten wird, verglichen. Das Oszillogramm in Abbildung 13b zeigt hierzu den Verlauf der erwähnten Sägezahnspannung.

Der Phasendiskriminator liefert eine Regelspannung, die von der relativen Phasenlage der Synchronimpulse zu dieser Sägezahnspannung abhängt. Ein stabiler Gleichgewichtszustand ergibt sich, wenn die Synchronimpulse auf der Mitte der steilen Sägezahnflanke stehen.

Die Regelspannung wird über einen Widerstand von 100  $\Omega$  ( $R_{143}$ ) an das Gitter der Multivibrator-Triode der ECL 80 zugeführt und erzwingt dort durch entsprechende Frequenzänderungen des Multivibrators den zwischen Taktgeber des Senders und der

Ablenkschaltung des Empfängers erforderlichen Synchronismus. Im Anodenkreis dieser Stufe befindet sich ein Widerstand von  $8,2\text{ k}\Omega$  ( $R_{147}$ ), an dem eine rechteckförmige Spannung (Abb. 13a) entsteht. In Reihe mit diesem Widerstand liegt (am „kalten Ende“) der eigentliche Schwungradkreis ( $S_{63}$ ,  $C_{181}$ ,  $R_{146}$ ). An ihm entsteht eine Spannung, wie sie das Oszillogramm der Abbildung 13c zeigt. Die Summe der Spannungen, die an der Anode des Triodensystems der Röhre ECL 80

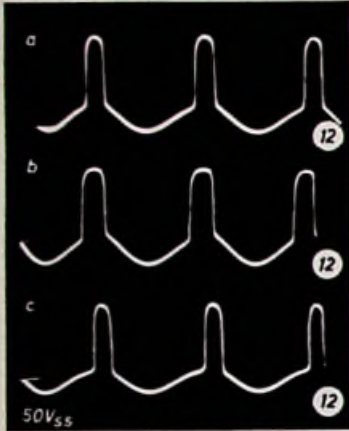


Abb. 14. Spannungsverlauf an der Anode der Triode der ECL 80 des Multivibrators zu Abb. 13

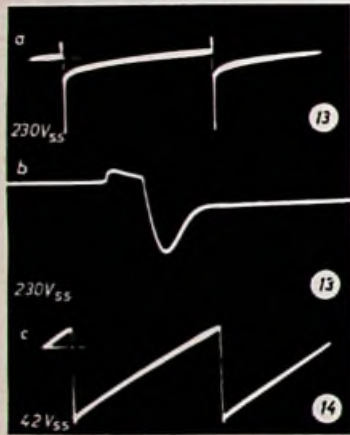


Abb. 15. Erzeugung der Steuerspannungen für die Endstufe zur Vertikalablenkung. a) Spannung am Gitter des Sperrschwingers; b) wie a) jedoch zeitgedehnt; c) Ladekondensatorspannung

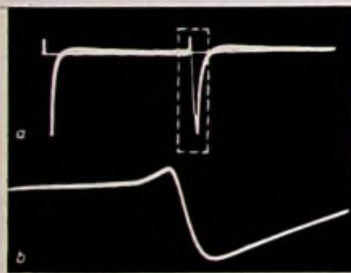


Abb. 16. Spannungsverlauf am 1. Integrationskondensator für die Vertikal-Synchronimpulse. Zeitdehnung: a) Zwei Vertikal-Ablenkperioden; b) Ausschnitt mit einer Mikroskop-Zeitbasis

( $B_{19}$ ) auftritt, geben die Oszillogramme der Abbildung 14 wieder. In 14a ist völlige Übereinstimmung der Resonanzfrequenz des Schwungradkreises mit der Frequenz für Horizontal-Ablenkung vorhanden; der Multivibratorimpuls sitzt genau auf dem Scheitel der Spannungskurve des Schwungradkreises.

Bei Verregelung der Horizontalfrequenz ergeben sich andere Phasenlagen des Impulses in bezug auf die Spannung des Schwungradkreises; Abb. 14 zeigt die Oszillogramme.

### Kipprät für Vertikal-Ablenkung

Die Spannung zur Erzeugung des Ablenkestromes wird mit einer ECL 80 ( $B_{23}$ ), deren Triodenteil als Sperrschwinger arbeitet, erzeugt. Den Spannungsverlauf für zwei Perioden der Vertikalfrequenz am Gitter dieser Röhre zeigt das Oszillogramm der Abbildung 15a. Der eigentliche Vorgang ist aber erst in dem zeitgedehnten Oszillogramm der Abbildung 15b zu erkennen. Man sieht deutlich, daß durch den Gitterstromeinsetz die Zunahme der Gitterspannung scharf begrenzt wird. Die Spannung kann nur in negativer Richtung in dem erwarteten Verlauf ausschlagen.

An dem Ladekondensator des Sperrschwingers von  $68000\text{ pF}$  entsteht dann eine sägezahnförmige Spannung (Abb. 15c). Der Sperrschwinger wird gitterseitig mit einem Spannungsimpuls synchronisiert, der durch dreimalige Integration des von der Anode des Amplitudensiebes entnommenen Impulsgemisches (Abb. 11) erhalten wird. Abb. 16 zeigt ein normales und ein zeitgedehntes Oszillogramm der Spannung an dem ersten Integrationsglied. Der — von rückwärts — vom Sperrschwinger durchdringende Impuls ergibt eine starke Auslenkung nach unten, so daß auch in dem zeitgedehnten Bild der Abb. 16b noch wenig Einzelheiten in dieser Richtung zu erkennen sind.

Legt man jedoch den Sperrschwinger tot, dann ist man in der Lage, auch ein zeitgedehntes Bild der an den Integrationsgliedern auftretenden Spannungsförmung des Bildimpulses und den Einfluß der Vor- und Nachausgleichsimpulse so deutlich zu machen, wie es Abbildung 17 wiedergibt. Der erfahrene Fernsehtechniker wird sofort erkennen, daß in diesem Falle der „Zeilensprung“ in Ordnung ist.

(Die Impulse der beiden Teilbilder decken sich an der steilen Flanke. Wäre kein Zeilensprung vorhanden, dann würden die Flanken der Teilbilder getrennt nebeneinander erscheinen [3].)

Steht ein Oszillograf zur Verfügung, der in der Y-Richtung eine besonders hohe Aussteuerung und eine Nullagekorrektur gestattet (zum Beispiel „GM 5653“), dann kann ein derartiges Bild auch bei laufendem Sperrschwinger erreicht werden (Abb. 18).

Es sind dabei verschiedene Einstellungen für die Vertikalfrequenz wiedergegeben, wobei Abb. 18a einen instabilen Zustand darstellt. Die entsprechenden Teile der Oszillogramme Abb. 17 und 18 sind in der Abb. 16a durch eine gestrichelte Umrandung angedeutet, um die größere Zeit- bzw. Amplitudendehnung zu zeigen.

In dem Oszillogramm der Abb. 19a ist hierzu noch der Verlauf der Spannung am Gitter des Pentodenteils und in Abb. 19b der Verlauf der Anodenspannung wiedergegeben.

In dem Gitterspannungsverlauf ist die Parabelkomponente<sup>1)</sup>, allerdings durch den spitzen Impuls maßstäblich unterdrückt wiedergegeben, zu erkennen.

Das Oszillogramm der Abb. 20 zeigt die gleiche Spannung, jedoch beim Empfänger „TD 1419 U“, wobei die Parabelkomponente deutlicher hervortritt. Sie ist übrigens von der Einstellung des Reglers für die Vertikalinearität abhängig. (Schluß auf S. 382)

### Schrifttum

[3] F. Kerkhof und W. Werner, Buch „Fernsehen“, Abschnitt: 4.5-1 „Das Trennen des Teilbildsynchronsignals mit Hilfe eines RC-Integrators“, Seite 111, 112 und 113. Verlag: Deutsche Philips GmbH, Hamburg.

<sup>1)</sup> Diese Vorverzerrung des Anodenstromes ist bekanntlich nötig, um trotz des Einflusses der begrenzten Primärinduktivität des Ausgangsübertragers in den Ablenkspulen des Anodenkreises einen sägezahnförmigen Strom zu erreichen.

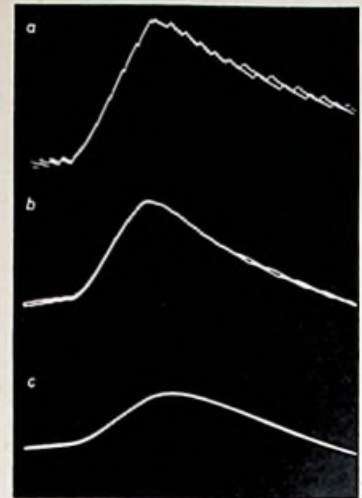


Abb. 17. Extrem zeitgedehnte Oszillogramme an den Integrationsgliedern bei stillgelegtem Sperrschwinger. a) 1., b) 2. und c) 3. Glied

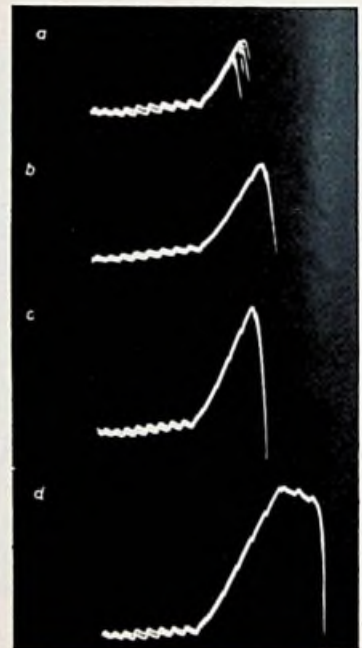


Abb. 18. Spannung am ersten Integrationsglied bei arbeitendem Sperrschwinger und verschiedenen Einstellungen der Vertikalfrequenz

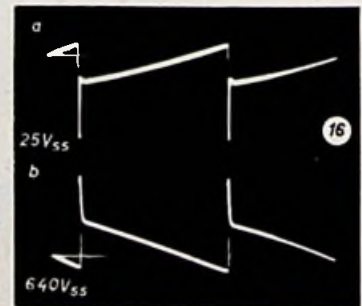


Abb. 19. Anoden- (a) und Gitterwechselspannung (b) der Endstufe für Vertikalablenkung

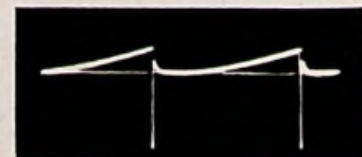


Abb. 20. Gitterwechselspannung der Endstufe für Vertikalablenkung im Empfänger „TD 1419 U“



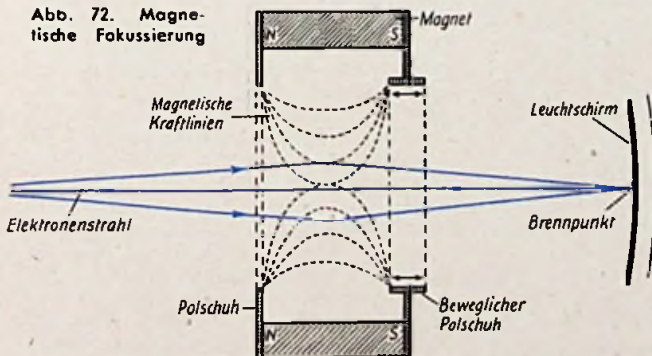
# FERNSEH-SERVICE-LEHRGANG

HORST HEWEL



Die Hauptlinse besteht heute im Normalfall aus einem magnetischen Feld (Abb. 72), das entweder von einer stromdurchflossenen Elektromagnetspule oder von einem ringförmigen Permanentmagneten erzeugt wird. Im Gegensatz zu den statischen Linsen kann man die Magnellinse außerhalb des Bildröhrenhalses anordnen und hat so volle Freizügigkeit in bezug auf günstige Formgebung des Feldes mit geeigneten Polschuhen und genaue Achsenjustierung, die wie in der Lichtoptik eine wichtige Rolle spielt. Stimmt die Achse des Magnetfeldes mit der Strahlachse überein, dann bleibt die Bewegungsrichtung der Elektronen im Zentrum des Strahlbündels erhalten, da sie parallel zu den Kraftlinien liegt. Die von der Achse wegstrebbenden Elektronen schneiden dagegen die Feldlinien und erleiden deshalb, je nach der Größe des Schnittwinkels, eine verschieden starke Ablenkung zur Strahlachse hin (Dreifingerregel!). Bei genügend großer magnetischer Feldstärke treffen sich so alle Teilchen des Bündels wieder in einem Achsenpunkt, z. B. auf dem Leuchtschirm. Ihre Bahnen verlaufen dabei in langgestreckten Schraubenlinien; der Strahlenkegel wird etwas verdrallt. Größere Feldstärke erhöht

Abb. 72. Magnetische Fokussierung



die Ablenkung; der Brennpunkt verlagert sich näher zum Magneten und umgekehrt. Auch hier bekommen wir die Wirkung einer Gummilinse. Praktisch ändern wir zu diesem Zweck die Stromstärke der Magnetspule, die außen von einem Eisenmantel zur Feldkonzentration im Luftspalt umgeben sein kann. Bei der Fokussierung mit permanentem Ringmagnet regelt man die Feldstärke gern durch mechanische Veränderung der Luftspalllänge mit einem z. B. durch Bowdenzug bewegten zylinderförmigen Polschuh als

magnetischem Nebenschluß (vgl. Abb. 72). Ferner kann man eine Hilfsspule in dem Innenraum des Magnetringes unterbringen und mit ihr ein regelbares Zusatzfeld hervorrufen. Die in der Lichtoptik übliche Schärfereinstellung durch axiale Verschiebung der Linse ist prinzipiell ebenfalls möglich. Bei den kurzen Halslängen der modernen Bildröhren besteht dafür jedoch zu wenig Spielraum.

Der Hauptvorteil des Permanentmagneten liegt weniger direkt in der Stromersparnis als in der Stabilität der einmal gewählten Einstellung begründet. Eine Fokusspule heizt sich nämlich durch die Stromwärme auf und erhöht so allmählich ihren Widerstand. Der Feldstrom muß am Vorwiderstand laufend nachgeregelt werden, bis nach einer Stunde und mehr ein stabiler Zustand erreicht ist. Diese lange Einlaufzeit wirkt sich im Betriebe unangenehmer aus, als die beim Dauermagneten vorhandene Netzspannungsabhängigkeit der Fokussierung. Es dürfte einleuchten, daß z. B. die Erhöhung der Hauptanodenspannung ( $+A_2$  in Abb. 71) eine größere Elektronengeschwindigkeit im Strahl, und zwar proportional  $\sqrt{A_2}$ , zur Folge hat. Das bedeutet eine höhere „Steifigkeit“ des Bündels. Man braucht also ein kräftigeres Magnetfeld, um die Elektronen zum bisherigen Achsenpunkt zurückzulenken. Bei Spulenfokussierung ergibt sich dies näherungsweise durch die wachsende Stromstärke (Amperewindungszahl), da Hochspannungsteil und Spule aus demselben Netzgerät gespeist werden. Beim Permanentfeld müßte dagegen die Stärke von Hand nachgestellt werden. Die notwendigen Änderungen sind aber bei den normalen Netzschwankungen so geringfügig, daß sie zu vernachlässigen sind.

Im Ausland ist man in den letzten Jahren teilweise zur rein statischen Fokussierung übergegangen, hauptsächlich, um den Materialengpaß bei Kupfer und Nickel (für die Spulen bzw. Magnete) zu vermeiden. Die durch die maschinelle Verbesserung in der Massenfertigung erreichte Genauigkeitssteigerung gestattet jetzt auch die Anfertigung komplizierterer statischer Linsensysteme, die z. T. sogar eine besondere Regelung der Fleckschärfe überflüssig machen. Ähnliche Bildröhren werden neuerdings auch in Deutschland hergestellt. Sie haben zusätzliche Elektrodenanschlüsse für mehrere Linsen bzw. Strahlblenden, die jedoch gewöhnlich an schon vorhandene Potentialpunkte gelegt werden.

Diese ausschließlich statisch fokussierten Typen dürfen nicht mit den neu herausgebrachten Bildröhren mit sogenannter „Schmalbündeloptik“, z. B. MW 36-44, verwechselt werden, die gleichfalls statische Zusatzelektroden (nämlich  $G_2$  und  $G_3$  an Stelle von  $A_1$ ) zur besseren Voreinschnürung des Strahles verwenden, sonst aber mit magnetischer Hauptkonzentration arbeiten.

Der Elektronenstrahl durchläuft nach Verlassen des Fokussierungsraumes die Ablenk-

felder im vorderen Teil des Halses, deren Wirkung wir im Augenblick außer acht lassen wollen, und gelangt in den Kolbenraum, dessen leitender Innenbelag Hochspannungspotential ( $+A_2$ ) hat und so die hohe Endgeschwindigkeit des Strahles aufrechterhält. (In der Katodenstrahlröhre beobachten wir, wie bei der üblichen Verstärkeröhre; eine Steigerung der Elektronengeschwindigkeit von der Katode zur Anode. Mit anderen Worten: Die Empfindlichkeit gegen äußere magnetische Störfelder ist in der Nähe der Katode am größten, wovon man sich leicht überzeugen kann, wenn man beim Fernsehempfang einen unter Spannung stehenden Netztrafo in der engeren Umgebung der Empfängerbildröhre langsam umherbewegt. Auch mit einem kleinen Permanentmagneten, u. U. nur einem magnetisierten Schraubenzieher, läßt sich das Experiment ausführen. Nennenswerte statische Störeinflüsse sind dagegen praktisch nicht vorhanden.)

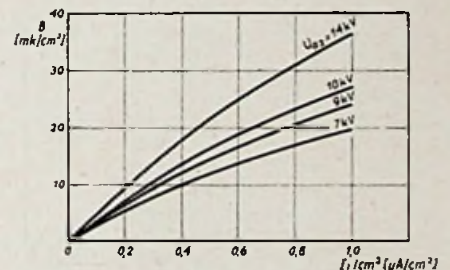


Abb. 73. Helligkeit als Funktion des Strahlstroms bei verschiedenen Anodenspannungen

Die einzelnen Kristalle des hauchdünnen inneren Bildschirmbelages werden durch den Aufprall der Elektronen zur Abgabe von Lichtenergie veranlaßt, deren Farbe von der chemischen Zusammensetzung der verwendeten Metallsalze, z. B. Zink-Schwefelverbindungen, bestimmt wird. In der Fernsehbildröhre wird die „weiße“ Lichtfarbe durch Mischung von Leuchtsubstanzen mit verschiedenen Farbkomponenten, etwa Blau und Gelb, erreicht. Die Anwesenheit von winzigen Spuren bestimmter Metalle (u. a. Silber) als „Verunreinigung“ ist dabei für Farbton und gute Lichtausbeute ausschlaggebend. Die Punkthelligkeit ist der Elektronendichte, also der Strahlstromstärke, angenähert proportional. In Abb. 73 ist die Abhängigkeit für verschiedene hohe Hauptanodenspannungen dargestellt. Die Krümmung der Kurven gleicht zu einem Teil das Anwachsen der Steuersteilheit bei großen Strahlströmen aus (Gradationsverbesserung von Schwarz zu Weiß). Nach dem plötzlichen Abschalten des Elektronenstrahls klingt die Leuchterscheinung der Kristalle nicht sofort ab, vielmehr sinkt die Helligkeit erst allmählich, ähnlich wie die Entladespannung eines RC-Gliedes. Die „Zeitkonstante“ liegt bei Bildröhren in der Größenordnung von Mikrosekunden und ist von der Schirmsubstanz abhängig; sie wäre ohne Schwierigkeiten auf viele Millisekunden zu bringen (sogenannte Nachleuchtschirme), stört dann aber bei schnellen Bewegungen durch Verschmieren der Umrisse des Bildinhalts, der alle 40 Millisekunden wechselt.

Da der normale Bildschirm wie ein Isolator wirkt, kann der Strahlstromabfluß vom

Leuchtpunkt über das Vakuum zur Hauptanode nur stattfinden, wenn beim Aufprall mindestens ebensoviel Sekundärelektronen aus den Kristallen herausgeschlagen werden, wie der Strahl selbst enthält. Andernfalls läßt sich der Schirm negativ auf und bremst damit die Wucht des Schreibstrahls, d. h., die Punkthelligkeit vermindert sich. Gerade bei Anodenspannungen über 10000 Volt können diese Aufladungen merkbar werden. Man hat sich darum bemüht, die Hauptanode bis unmittelbar an die Leuchtsubstanz heranzuführen. Auf der Vakuumseite der Kristallschicht wird dazu eine nur knapp  $\frac{1}{1000}$  mm dicke Aluminiumhaut (Abb. 74) aufgedampft,

schauersseite des Glasbodens, so gelangen sie nicht mehr aus dem Glas heraus, sondern werden vollkommen zur Leuchtschicht reflektiert (vgl. Abb. 74). In einem gewissen Abstand um den Leuchtpunkt bemerkt der Beschauer eine ringförmige Aufhellungszone, einen Lichthof (Abb. 76), bzw. bei großer Punkthelligkeit sogar einen zweiten in doppeltem Abstand. Es ist klar, daß dieser Effekt gleichfalls eine merkliche Minderung des Bildkontrastes herbeiführt, besonders dann, wenn ein Fernsehbild aus wenigen schwarzen Punkten auf weißem Untergrund besteht; die Lichthöfe der weißen Punkte der Umgebung überstrahlen die schwarzen Bildteile.

Größe in der Form der Abb. 71 bauen lassen, die eine mit einem normalen Leuchtschirm, die andere mit Aluminiumhinterlegung des Schirms. Betreiben wir die beiden Röhren eine Zeitlang in Parallelschaltung mit den gleichen Spannungen, dann wird der hellleuchtende Zeilenraster auf dem Normalschirm im Mittelpunkt bald eine kreisförmige Dunkelzone von mehreren Zentimetern Durchmesser (Abb. 77) zeigen, die im Raster auf dem hinterlegten Schirm jedoch nicht zu entdecken ist. Dieser „Ionenfleck“ entsteht durch das Eindringen von negativ geladenen Masseteilchen in die Leuchtkristalle des Schirms. Die Partikelchen, meist Kohlenstoffionen, stammen vorwiegend aus der Glühkathode und werden von der positiven Anodenspannung zum Schirm gesaugt. Da sie aber als Materie viel schwerer sind als die Elektronen, haben Fokussier- und Ablenkkelder wenig Einfluß auf ihre Flugrichtung: Ein kegelförmiger Ionenregen prallt auf den Kolbenboden. In dem Bildrohr mit hinterlegtem Schirm fängt die Aluminiumhaut die schädlichen Ionen ab und schützt so die Kristalle vor der „Vergiftung“.

Einer weitverbreiteten Anwendung der Metallhinterlegung mit ihren geschilderten Vorzügen steht leider eine technologische Schwierigkeit im Wege. Es gelingt besonders bei den großflächigen Schirmen nur schwer, die notwendige Gleichmäßigkeit des Metallhäutchens zu erreichen, bzw. Verfärbungen der Leuchtsubstanz bei der Herstellung zu vermeiden. Aus diesen Gründen werden heute noch die Bildröhren mit normalem Schirm bevorzugt, zumal es mit einem technischen Trick, der Ionenfalle, gelang, die

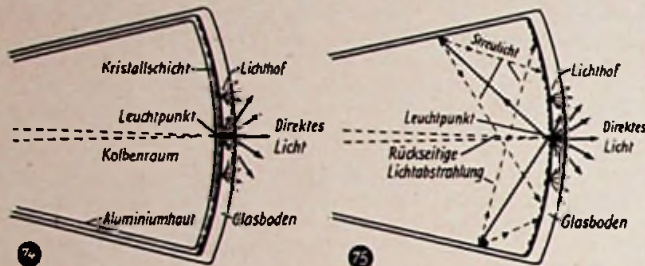


Abb. 75. Lichtabstrahlung beim normalen Leuchtschirm

die über den Spitzen der Kristalle ausgespannt ist und so eine glatte spiegelnde Fläche darstellt. Die Wucht der Elektronen reicht zum Durchschlagen der Metallschicht vollkommen aus, falls man mit den heute üblichen Anodenspannungen von 10 kV und mehr arbeitet. In der Praxis wird eine Verdoppelung der Lichtausbeute (Kerzen je Watt Strahlenergie) nicht allein auf Grund der elektrischen Verhältnisse, sondern zum guten Teil auch auf die optische Zurückspiegelung des sonst bei nichtmetallisierten Schirmen (Abb. 75) nutzlos nach hinten in den Kolbenraum abgestrahlten Lichtstromanteils der angeregten Kristalle erreicht. Diese rückwärtige Abstrahlung ist, abgesehen von dem direkten Lichtverlust, insofern unangenehm, als sie eine Gesamtaufhellung des inneren Kolbenbelages und damit wieder des Leuchtschirms bewirken kann. Die gesamte Umgebung unseres Lichtpunktes wird dann bei Betrachtung im dunklen Raum nicht mehr absolut schwarz, sondern dunkelgrau sein; der Weiß-Schwarz-Kontrast ist vermindert. Außerdem können wir in beiden Fällen noch eine Lichthofbildung beobachten. Treffen nämlich die schräg von einem Leuchtpunkt ausgehenden Lichtstrahlen unter einem kritischen Winkel gegen die Be-

Gegen die Kontrastverluste im Fernsehbild, seien sie durch die Lichthofbildung oder vor allem durch eine Schirmaufhellung mit Fremdlicht (Raumbeleuchtung) hervorgerufen, setzt man neuerdings gern Kolbenböden aus Grauglas ein. Bei einmaligem Durchgang erleidet das Licht in dieser Glaswand einen Verlust von z. B. 30%. Für den Betrachter wird damit der Leuchtpunkt selbst nur etwas dunkler erscheinen, ohne sich im

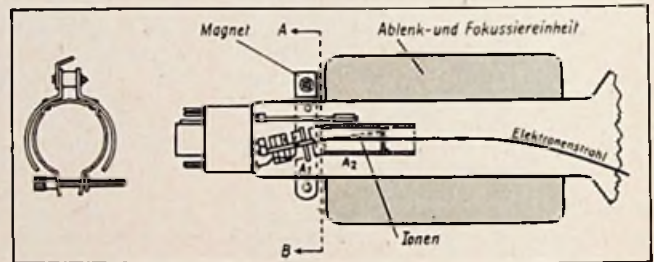


Abb. 78. System einer modernen Bildröhre mit Ionenfalle (links Magnetaufbau)

Farbton zu verändern. Der Lichthof dagegen wird weit schwächer sichtbar werden, weil der Strahlengang (vgl. Abb. 74) mehr als die dreifache Glasdicke durchlaufen muß. Auch von außen kommendes Licht muß zweimal das Grauglas passieren, ehe es zum Auge des Zuschauers zurückstrahlt. Im Beispiel verringert sich der Einfluß des Fremdlichts auf die Hälfte ( $0,7 \cdot 0,7$ ). Wir haben es beim Leuchtschirm der Bildschreibröhre mit einer selbstleuchtenden Schicht zu tun, nicht mit einer zurückstrahlenden „Leinwand“. Im Idealfall dürften daher die Kristalle zwecks Kontrasterhöhung ruhig schwarz gefärbt sein. Da die Spitzenhelligkeit „Weiß“ auf dem Schirm von der Strahlleistung (und Strahlschärfe) abhängt und deshalb begrenzt sein muß, kann ein kontrastreiches Bild mit vielen Zwischentönen bis zum Tiefschwarz (etwa 1% des Spitzenlichts) herunter nur tonrichtig wiedergegeben werden, wenn der Schirmgrund selbst bei gesperrtem Strahl nicht heller als dieses tiefste Schwarz erscheint. Die Aufstellung eines Fernsehempfängers soll deswegen stets so erfolgen, daß möglichst wenig Fremdlicht direkt auf den Bildschirm fallen kann.

Wir wollen uns jetzt noch mit einer unangenehmen Nebenerscheinung beschäftigen, die schon vor Jahren den Bildröhrenherstellern schwer zu schaffen machte, aber erst in der letzten Zeit beseitigt werden konnte: dem Ionenfleck. Stellen wir uns einmal vor, wir hätten uns zwei Bildröhren üblicher

Ionen am Beschuß der Kristallschicht zu hindern und vorher abzufangen. Abb. 78 zeigt die Anordnung eines modernen Strahlerzeugungssystems mit Ionenfalle (MW 36-24). Dieses System hat eine geknickte zweite Anode, so daß die Achse der übrigen Elektroden ( $K, G, A_1$ ) einen spitzen Winkel zur Röhrenachse bilden kann. In diesem System würden normalerweise Elektronen und Ionen geradlinig in der gestrichelt gezeichneten Richtung aus  $A_1$  herausfliegen und auf der in der zweiten Anode eingebauten Blendenplatte landen, ohne den Bildschirm erreichen zu können. Bringt man nun einen Permanentmagneten geeigneter Stärke und Feldrichtung außerhalb des Röhrenhalses an, so wird er mit seinen Kraftlinien eine Ablenkung der leichten Elektronen zur Röhrenachse hin hervorrufen und sie durch das zentrische Blendenloch hindurchschleusen. Die schweren Ionen bleiben dagegen nahezu in ihrer alten Flugrichtung und lagern sich auf der Blende ab. Es braucht wohl nicht besonders betont zu werden, daß die erstmalige Justierung des Ionenfallmagneten mit großer Sorgfalt erfolgen muß, damit wirklich auch alle Elektronen das Blendenloch passieren und nicht auf der Blende selbst aufschlagen und dabei diese erhitzen und Gase frei werden lassen. Man stellt durch Verschieben und leichtes Drehen die Magnetklammer auf größte Helligkeit des unmodulierten Zeilenrasters ein; der Grundhelligkeitsregler wird dabei nicht verändert. (Wird fortgesetzt)

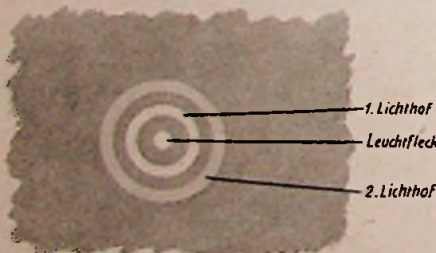


Abb. 76. Lichthofbildung (ringförmige Aufhellungszone) durch Reflexion im Glasboden

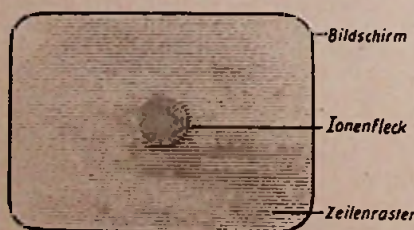


Abb. 77. Ionenfleck auf dem Leuchtschirm

# Aussteuerungsautomatik in Verstärkeranlagen

In der Verstärkerpraxis gibt es zahlreiche Fälle, in denen eine Lautstärkenautomatik sehr erwünscht ist. Nicht immer steht zur Bedienung und Kontrolle der Aussteuerung ein Tonmeister zur Verfügung; auch setzt die Regelung von Hand meistens zu spät ein. Gebräuchlich sind die Verfahren der Dynamikkompression, der Dynamikexpansion<sup>1)</sup> und (für Modulationszwecke) des Clipperfilters

## Dynamikkompression

Um Lautstärkeschwankungen auszugleichen, die bei Sprachübertragungen Übersteuerungen verursachen und die Verständlichkeit beeinflussen können, greift man zur Dynamikkompression. Ein typisches Schaltungsbeispiel für eine Dynamikkompressionsstufe bietet Abb. 1. Diese Schaltung hat gewisse Ähnlichkeit mit den bekannten Regelspannungsanordnungen für den automatischen Schwundausgleich und arbeitet nach dem gleichen Prinzip. Das Gerät ist mit den Röhren EK 90 und EBC 91 bestückt und zum Anschluß an eine Anodenspannung von 250 Volt bestimmt.

Die von der EK 90 abgegebene Tonfrequenzspannung gelangt über die Koppelglieder  $R_1$  (200 kOhm),  $C_1$  (10 nF) an die eine Diode der EBC 91 und wird dort gleichgerichtet. Die entstehende negative Spannung ist der Anodenwechselspannung proportional, d. h., sie steigt mit zunehmender Aussteuerung und sinkt im umgekehrten Fall. Diese negative Spannung wird dem ersten Gitter der EK 90 über die Siebglieder  $R_2$ ,  $C_2$  zugeführt. Die Ver-

regelstufe wird zwischen den ersten und zweiten Vorverstärker geschaltet. Sie eignet sich auch für den nachträglichen Einbau. In diesem Fall ist darauf zu achten, daß Einbau und Anschlüsse koppelungsfrei (ohne Brummeinstreuungen in den Verstärker zu bringen) ausgeführt werden.

## Dynamikexpansion

Die Dynamikexpansion wird dort angewandt, wo bei vorhandener Dynamikkompression eine kontrastreiche Wiedergabe erwünscht ist. Dies trifft vor allem bei der Schallplattenwiedergabe zu. Die Dynamikexpansion läßt sich mit verhältnismäßig einfachen Mitteln erreichen, setzt jedoch Verstärker mit einem Störabstand von mindestens 60 db voraus.

sprechender Siebung dem Gitter einer EF 41 zugeführt wird. Die Katode dieser Röhre ist über einen Spannungsteiler so weit vorgespannt, daß sich eine Grundgitterspannung von  $-28 \dots -30$  V einstellt. Die Verstärkung liegt dementsprechend niedrig. Trifft ein stärkeres Signal auf die Diode, dann tritt dort eine positive Spannung auf, die die Röhre EF 41 heraufregelt und das Signal höher verstärkt. Die Dynamikentzerrung ist etwa 20 db. Es ist nicht empfehlenswert, diesen Wert zu überschreiten, um die nichtlinearen Verzerrungen, die ebenfalls verstärkt werden, gering zu halten.

Die Anordnung dieser Regelstufe innerhalb der Stufenanordnung eines Kraftverstärkers geht aus Abb. 4 hervor. Wie das Blockschema erkennen läßt, folgt die

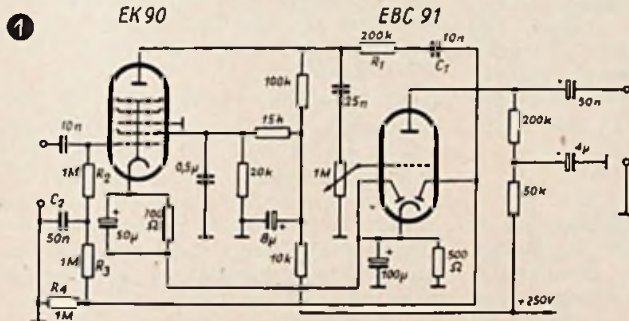
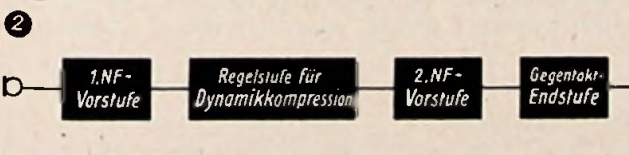


Abb. 1. Schaltung für Dynamikkompression

Abb. 2. Blockschema für einen Kraftverstärker mit Dynamikkompression



stärkung dieser Röhre ändert sich in Abhängigkeit vom jeweiligen Wert der negativen Spannung. Bei entsprechend großer Ansteuerung ist in der angegebenen Schaltung die Ausgangsspannung nahezu konstant. Ein vor dem Gitter der EBC 91 angeordnetes Potentiometer gestattet, den Grad der weiteren Verstärkung einzustellen. Um nicht die unteren Frequenzen auszuregulieren, muß die Zeitkonstante des Siebglieds  $R_2$ ,  $C_2$  entsprechend bemessen werden (0,05 s). Das Diodensystem arbeitet ohne Vorspannung, so daß sich ein großer Regelbereich einstellt. Die Katoden der beiden Röhren müssen in Reihe geschaltet werden.

Abb. 2 zeigt die Anordnung der Regelstufe für Dynamikkompression innerhalb eines mit Vorverstärker und Endstufe ausgestatteten Kraftverstärkers. Die

<sup>1)</sup> s. a. „Ein dynamikregelter 10-Watt-Verstärker“, FUNK-TECHNIK, Bd. 5 [1950], H. 21, S. 647.

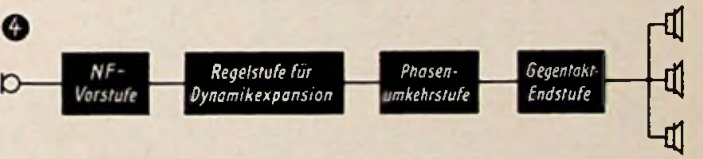
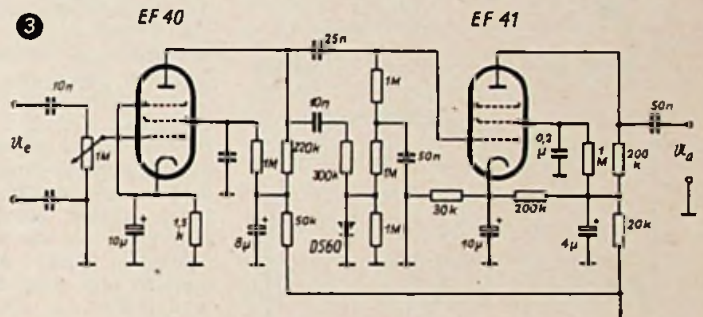


Abb. 3. Schaltung für Dynamikexpansion

Abb. 4. Blockschema eines Kraftverstärkers mit Dynamikexpansion

Da große Orchesterdarbietungen eine Arbeitsdynamik von über 80 db haben und das menschliche Ohr über eine solche von 120 db verfügt, ersieht man, daß die sogenannte technische Grenze (60 db) niedrig liegt. Jeder Verstärker, der an diese Grenze herankommt, darf als gut bezeichnet werden.

Während es bei der bisher besprochenen Dynamikkompression möglich war, die Stufen rückwärts und vorwärts zu regeln (ähnlich wie es bei der Schwundautomatik des Rundfunkempfängers üblich ist), sollte zur Dynamikexpansion nur vorwärts geregelt werden. Bei einer zweckmäßigen Schaltung für Dynamikexpansion (Abb. 3) wird die Regelspannung an einer Kristalldiode abgenommen. Diese ist hinter der mit der EF 40 bestückten Verstärkerstufe angeordnet und liefert im Gegensatz zu den in der Empfängertechnik üblichen Anordnungen eine positive Regelspannung, die nach ent-

sprechender Siebung dem Gitter einer EF 41 zugeführt wird. Die Katode dieser Röhre ist über einen Spannungsteiler so weit vorgespannt, daß sich eine Grundgitterspannung von  $-28 \dots -30$  V einstellt. Die Verstärkung liegt dementsprechend niedrig. Trifft ein stärkeres Signal auf die Diode, dann tritt dort eine positive Spannung auf, die die Röhre EF 41 heraufregelt und das Signal höher verstärkt. Die Dynamikentzerrung ist etwa 20 db. Es ist nicht empfehlenswert, diesen Wert zu überschreiten, um die nichtlinearen Verzerrungen, die ebenfalls verstärkt werden, gering zu halten.

Die Regelautomatik setzt ausreichend hohe Regelspannungen voraus. Es ist daher u. U. ratsam, einen besonderen Regelspannungserzeuger zu verwenden, wie ihn Abb. 5 (S. 372) zeigt. Die von einer NF-Vorstufe des zu regelnden Verstärkers gelieferte NF-Spannung wird über das Potentiometer  $P_1$  dem Gitter einer Dreipolröhre zugeführt und verstärkt im Anodenkreis an den Transformator  $T_1$  gegeben. Dieser stellt einen normalen Gegentaktüberträger mit üblichem Übersetzungsverhältnis dar (z. B. 1:2, 1:3) und gibt sekundärseitig die gleichzurichtende Wechselspannung an die Anoden der EB 41 ab. Die Schaltung kann je nach Stellung des Schalters  $S_1$  für Expansion oder Kompression benutzt werden. Der Grad der Regelung läßt sich mit dem Potentiometer  $P_1$  einstellen. Das zweite System der ECC 40 kann für andere Aufgaben, z. B. als Vorverstärker, zusätzlicher Mikrofonverstärker usw., herangezogen werden.





denpotential der ZF-Röhre liegt, während am Gitter das Katodenpotential der NF-Vorröhre wirksam ist. Diese Maßnahme dient dazu, am Anzeigegitter der EM 4 tatsächlich null Volt zu bekommen, was für den größten Schattenwinkel von 90° ja erforderlich ist. Die EF 6 hat etwa +2,5 V Katodenpotential und die EBC 3 etwa +3,5 V; somit stehen zwischen Gitter und Katode der EM 4 rd. +1 V. Ein etwa gleicher negativer Betrag wird aber durch die Anlaufspannung der Diode und, falls diese nicht ausreicht, auch durch den eigenen Gitterstrom der EM 4 geliefert,

Die Schaltung nach Abb. 14 arbeitet mit etwas älteren Röhren; im elektrischen Prinzip hat sich jedoch auch heute wenig geändert, wie man aus der modernen Version nach Abb. 16 ersieht. Der überall in der Nachrichtentechnik zu beobachtende Verkleinerungsprozeß hat auch vor dem Magischen Auge nicht haltgemacht, und so ist die EM 85 eine Novalröhre mit nur 60 mm Bauhöhe. Bei dieser Verbundröhre ist entweder die Gittersteuerung über ein Triodensystem oder eine Stegsteuerung mit höherer Spannung möglich. Die für normale Abstimmanzeige durchzu-

Anzeigegenauigkeit wurde in der EM 71 (bzw. HM 71) einmal durch eine Verlängerung der Kanten des Schattenwinkels erreicht, wodurch das System nun unsymmetrisch im Kolben sitzt, und zum anderen sind im System selbst zusätzliche Hilfselektroden angebracht, die die Feldstärke in der Nähe des Steuersteges vergrößern. Mit diesen Maßnahmen konnte unter Beibehaltung des üblichen Kolbendurchmessers die Länge der Leuchtkanten auf das Doppelte vergrößert und der Steuerwinkel, wie aus Abb. 20 deutlich wird, etwa um die Hälfte erhöht werden. Dadurch ist die Ablesegenauigkeit so verbessert, daß ein einziges Anzeigesystem sowohl bei schwachen als auch bei starken Sendern ausreicht. In der EM 71 ist die Triodenanode mit

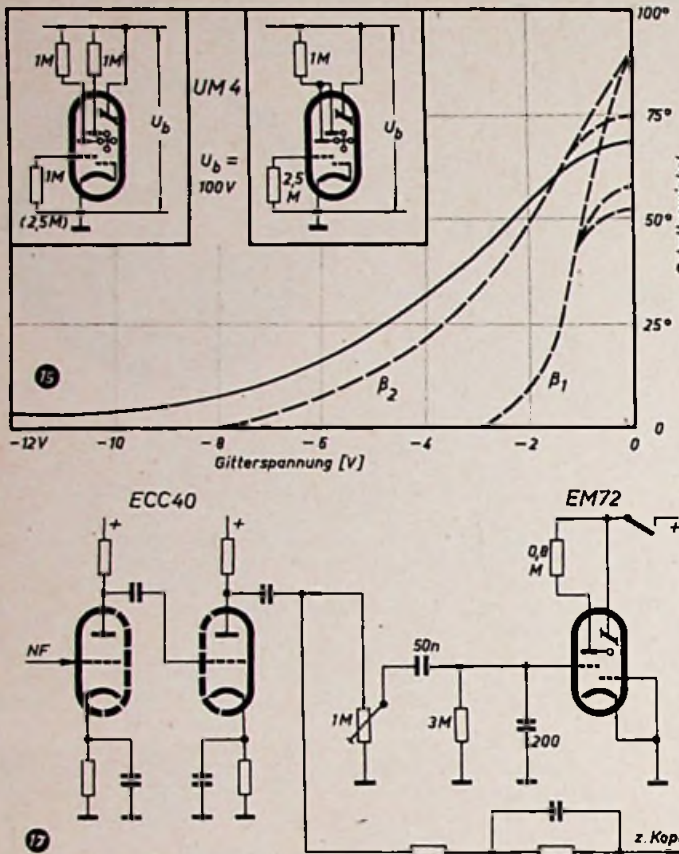


Abb. 15. Schattenwinkel der EM 4 in Abhängigkeit von der Gitterspannung

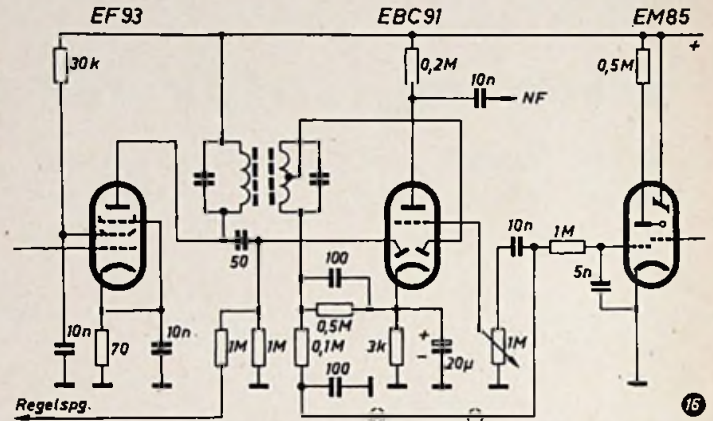


Abb. 16. Die EM 85, eine Novalröhre, gesteuert von der Richtspannung der EBC 91

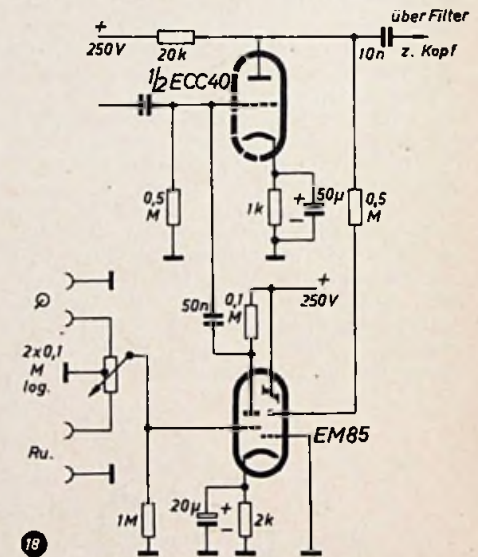
Abb. 17. Aussteuerungsschaltung mit der EM 72

Abb. 18. Magnettongerät-Aussteuerungsanzeiger und NF-Verstärker

so daß tatsächlich 0 Volt wirksam werden. Diese Überlegungen sind besonders bei Allstrombetrieb, d. h. an 110-V-Gleichstromnetzen bedeutsam. Abgesehen von der geringeren Helligkeit des Leuchtschirmes bei Speisespannungen um 100 V ist dabei der Steuerbereich am Gitter des empfindlichen Systems nur etwa 2,5 V. Wenn nun das übliche Siebglied am Gitter ohne Signalspannung bereits eine Restspannung von rd. -1 V durch Gitterstrom verursacht, so wird dadurch der Schattenwinkelbereich u. U. erheblich verringert. Dies ist in dem Diagramm Abb. 15 erkennbar, in dem die beiden Schattenwinkelkurven  $\beta_1$  und  $\beta_2$  gestrichelt eingetragen sind. Das Abknicken beider Kurven bei kleinen Gitterspannungen setzt um so schärfer ein, je größer der Widerstand (hier 1 und 2,5 MOhm) im Gitterkreis, d. h., je größer die selbst-erzeugte Vorspannung ist. Für Geräte, die nur an niedrigen Speisespannungen arbeiten sollen, kann man einen gewissen Ausgleich dadurch schaffen, daß beide Anoden auf einen gemeinsamen Anodenwiderstand arbeiten; damit wird die in Abb. 15 ausgezogene Kurve (Gitterableitwiderstand 2,5 MOhm) geliefert. Der Knick ist dann nicht mehr so ausgeprägt, und man hat nur noch einen Empfindlichkeitsbereich; die Schattenwinkeländerung von etwa 70° dürfte aber zur Abstimmanzeige meistens ausreichen.

führende Regelung mit der Richtspannung vom Empfangsgericht dürfte nach den bisherigen Beispielen klar sein. Wird eine möglichst empfindliche Anzeige gewünscht, so empfiehlt es sich, die Speisespannung nicht zu hoch zu wählen. Als Kompromiß zwischen Helligkeit und Empfindlichkeit sind etwa 170 V zweckmäßig, wobei eine Steuerspannung von 0 ... -10 V zur Vollauslenkung genügt. Da die Triodenanode und der Steuersteg bei der EM 85 an getrennte Sockelstifte geführt sind, lassen sich beide Systeme auch einzeln benutzen, wie z. B. aus der Industrieschaltung eines Magnettongerätes nach Abb. 18 (Veriphon „B 9001“) ersichtlich ist. Hier dient das Triodensystem zur NF-Verstärkung und das Leuchtsystem zur Aussteuerungsanzeige. Dem Steuersteg wird dabei sowohl die Anodengleichwie auch die Anodenwechselspannung der Aufsprechröhre zugeführt. Beide müssen natürlich aufeinander abgestimmt sein, wenn eine brauchbare Anzeige erreicht werden soll.

Die Verbesserung des Anzeigevorganges beim Magischen Auge ist letzten Endes der Zweck aller neuartigen Systeme, die zuerst in Form der EM 71 auf dem Markt erschienen. Dieser Typ, der unter dem Namen „Magischer Fächer“ bekannt ist, zeigt nur einen Schattenwinkel, so daß die Anzeige gegenüber den früheren Ausführungen eindeutiger ist. Eine bessere



dem Steuersteg innerhalb des Systems verbunden, so daß eine getrennte Verwendung nicht möglich ist. Dagegen kann über das besonders herausgeführte Stromverteilungsgitter eine Vorspannungsteuerung (Helligkeit) bewirkt werden, was besonders beim Betrieb mit kleinen Speisespannungen zweckmäßig ist. Eine Sonderausführung dieses Röhrentyps unter der Bezeichnung EM 72 hat gleiche elektrische Daten, jedoch ist der Leuchtschirm besonders für Aussteuerungszwecke hergerichtet. Eine entsprechende Schaltung (Grundig-„Reporter“) ist in Abb. 17 gezeichnet. Auch hier wurde das Steuergitter des Anzeigers über einen einstellbaren Spannungsteiler gleichstromfrei an die Anode der Aufsprechröhre angeschlossen.

Ein praktisches Schaltbild mit dem Magischen Fächer als Abstimmanzeiger ist noch in Abb. 19 skizziert. In diesem

**Kenndaten und Sockelschaltungen gebräuchlicher Abstimmzeiger**

	AM 2	C EM 2	EFM 1	EFM 11	EM 11/35	UM 11/35	EM 4/34	UM 4	EM 71	EM 85	DM 70		
Heizung	4,0/0,32	6,3/0,2	6,3/0,2	6,3/0,2	6,3/0,2	15/01	6,3/0,2	12,6/0,1	6,3/0,3	6,3/0,3	1,4/0,025	V/A	
Betriebsspannung	250	200	250	250	250	200	250	200	250	250	90	V	
Leuchtschirmstrom	0,75	0,55	0,65	0,75/1,2	0,46	0,4	0,75	1,4	2,5	2	0,25	mA	
Steuerspannung max.	-6	-4,5	-20	-20	-4 <sup>1)</sup>	-20	-3 <sup>1)</sup>	-20	-5 <sup>1)</sup>	-16	-4,2 <sup>1)</sup>	-12,5	V
Steuerspannung min.	+3	+3	-2	-0,8	0	0	0	0	0	0	0	0	V
Schattenwinkel max.	170	170	70	84	75	83	78	75	90	90	120	100	Grad
Schattenwinkel min.	10	10	5	12	15	5	25	10	5	5	5	5	Grad
Arbeitswiderstand	0,5	0,5	0,35 <sup>1)</sup>	0,5 <sup>1)</sup>	2	1	2	1	1	1	0,5	0,9	MΩ
Anodenstrom				0,46/0,18	0,12/0,07	0,25/0,08					0,5/0,15	0,5/0,17	mA
Gitterableitwiderstand	2,5	2,5	3	3	3	3	3	3	3	3	10	max MΩ	
Gitterstromereinsatz	-1	-1	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	-1,3	V

<sup>1)</sup> Schirmgittervorwiderstand <sup>2)</sup> empfindliches System a 1 <sup>3)</sup> Leuchtfeldlänge (mm)

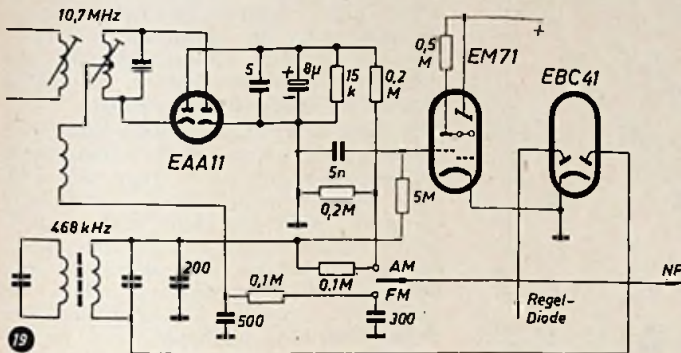
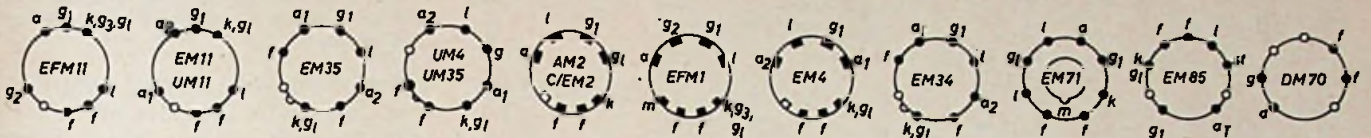
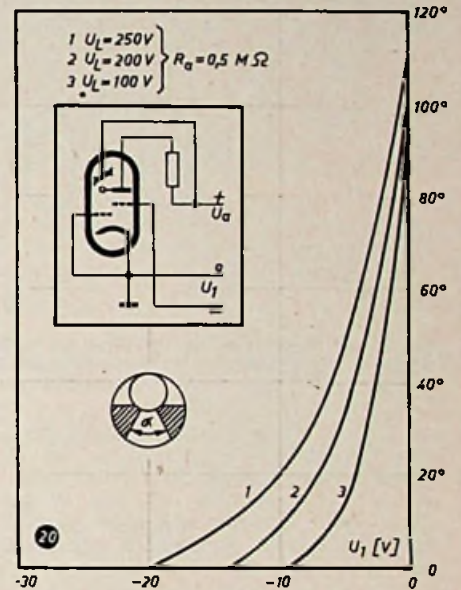


Abb. 19. Die EM 71 als Abstimmzeiger im AM/FM-Super

Abb. 20. Schattenwinkel der EM 71 in Abhängigkeit von der Gitterspannung  $U_1$  (s. Skizze)



AM/FM-Super ist das Steuergitter der EM 71 stets mit beiden Demodulatoren verbunden, wobei im FM-Betrieb die maximale Vorlaufspannung des Differenz-Detektors angezeigt wird. Die Signalauswahl erfolgt im HF-Teil des Gerätes und — wie aus Abb. 19 ersichtlich — vor dem NF-Verstärker.

nügen etwa  $-6$  V am Stromverteilungsgitter, um den Leuchtschirm zu verdunkeln, während bei 0 Volt Normalanzeige vorhanden ist. Dieser Spannungsverlauf ist für Normalgeräte etwas ungünstig, da man lieber mit einer leichter verfügbaren negativ laufenden Spannung (beispielsweise vom Begrenzer) auf tastet als mit einer positiv laufenden. Die Anordnung nach Abb. 21 B arbeitet ähnlich, jedoch hat man hier auch ohne Signal die Bereitschaftsanzeige durch beide Leuchtfelder. Mit einfallendem FM-Träger zeigt sich zunächst ebenfalls eine wechselnde Leuchtfeldgröße, die jedoch im Gegensatz zu A bei genauer Abstimmung auf Trägermitte kleinere Leuchtfelder ergibt. Je stärker der Träger ist, um so kleiner werden die Leuchtfelder

So augenfällig der Vorteil eines einzigen Anzeigebereiches im Normalbetrieb sein mag, scheint doch für FM-Modulation noch ein neuer Indikator erforderlich zu sein. Zwar wurde vor kurzem in der FUNK-TECHNIK Bd. 8 [1953], H. 5, S. 152, ein Vorschlag für einen FM-Anzeiger gebracht, doch, ist der Aufwand für diese Anordnung offensichtlich recht erheblich, wenn sie mit normalem Material aufgebaut wird und deshalb wohl nur für Sonderzwecke empfehlenswert. Unter amerikanischen Abstimmzeigern gibt es jedoch eine Ausführung, auf die der Verfasser schon vor einigen Jahren hingewiesen hat<sup>2)</sup>. Die mit dieser 6 AL 7 erreichbare Anzeige ist mit den zugehörigen Schaltungen in Abb. 21 zusammengestellt. Wie man erkennt, ist hier in Schaltung A auch eine Hellsteuerung durchführbar, die den Anzeiger nur aufleuchten läßt, wenn ein Signal empfangen wird. Bei 300 V Anodenspannung ge-

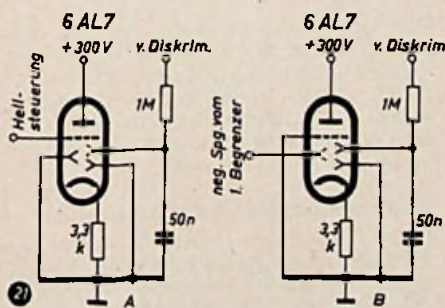


Abb. 21. Schaltungen mit der 6 AL 7 zur Abstimmzeige im FM-Empfänger; A für Hellsteuerung, B für Anzeige auch ohne Sendersignal

<sup>2)</sup> Vgl. FUNK-TECHNIK Bd. 3 [1948], H. 18, S. 448.



Schirmbilder der Anzeige bei Verwendung der Schaltungen nach Abb. 21 A und 21 B

und um so weiter werden sie aus der Ruhelage nach oben — oder unten — geschoben. Die Ablenkempfindlichkeit der 6 AL 7 ist etwa 1 mm/V für den ersten Millimeter ungleicher Feldergröße bei FM-Anzeige.

Neben dieser Spezialröhre ist als neuester Typ der elektronischen Anzeiger in Deutschland vor kurzem die DM 70 in Subminiaturtechnik mit langen Anschlußdrähten zum Einlöten herausgekommen. Bei gleichen elektrischen Daten hat der Paralleltyp DM 71 kurze Anschlußdrähte zum Einstecken in Subminiaturfassungen. Durch direkte Heizung bedingt, muß man zur Erreichung einer bestimmten Ablenkempfindlichkeit bei dieser Röhre auf entsprechende Polung des Heizfadens achten, was aus der Abb. 24 (S. 376) für die Gittersteuerung deutlich wird. Diese Art dürfte wegen des 1,4-V/-25-mA-Heizers vorzugsweise für Batterieempfänger zweckmäßig sein, und Abb. 23 gibt hierfür ein grundsätzliches Schema. Es wird dabei wieder die Richtspannung aus dem Empfangsgleichrichter (Regelleitung) benutzt, die eine Dunkelsteuerung, d. h. einen mit zunehmender Regelspannung kleiner werdenden Leuchtstrich bewirkt. Demgegenüber besteht natürlich auch die Möglichkeit einer Hellsteuerung, wenn man die Gitterspannung konstant hält und die Anodenspannung verschiebt. Dies wird allerdings nur in Netzempfängern möglich sein, in denen Regelröhren mit hinreichend gleitender Schirmgitterspannung zur Verfügung stehen, Abb. 22 zeigt

das praktische Beispiel einer solchen Anordnung (Siemens-Spezial-Super 53), in der sowohl die AM- wie auch die FM-Regelung über die Schirmgitterspannung der UF 80 eine Hellsteuerung des Leuchtstriches der DM 71 bewirkt. Die Heizung

gitter eingezeichnet, der einen größeren Anzeigebereich dadurch zu erreichen gestattet, daß das Steuergitter an ein gegen Masse positives, veränderbares Potential gelegt wird. Diese Vorspannung muß jedoch in der Anordnung nach Abb. 22 stets

widerstand nicht überschritten werden. Infolge des auftretenden Gitterstromes hat eine solche Stufe einen höheren Klirrfaktor als der normal geschaltete Verstärker, doch ist dieser bei schwacher Ansteuerung vernachlässigbar gering. Es empfiehlt sich daher, diese Schaltung nur in Anfangsstufen zu verwenden. Da die Katode Massepotential aufweist, zeichnet sich die Schaltung durch hohe Brumfreiheit aus. Brumbeeinflüsse, die von der Heizung kapazitiv auf die Katode einströmen, werden nicht wirksam. Ferner steigt der Eingangswiderstand einer solchen Stufe stark an, so daß man mit einem kleinen Kopplungskondensator auskommt.

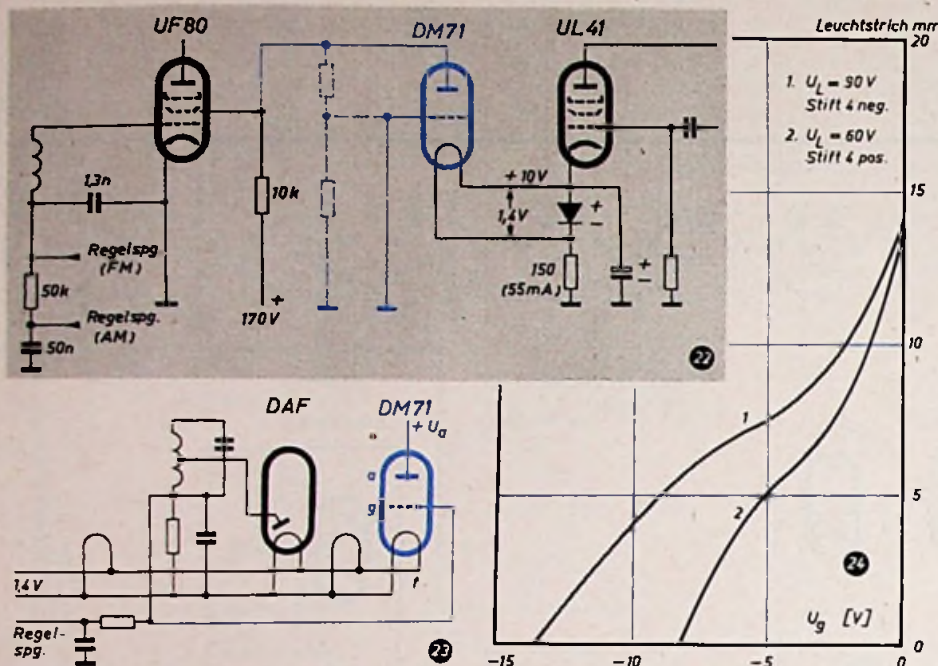


Abb. 22. Abstimmanzeige mit der DM 71. Abb. 23. Als Steuerspannung für die DM 71 dient die Richtspannung des Empfangsleichrichters. Abb. 24. Länge des Leuchtstriches der DM 70 und DM 71 in Abhängigkeit von der Gitterspannung

der DM 71 erfolgt in diesem Gerät durch den Ruhestrom der Endröhre, der an einem kleinen Gleichrichter (zur Stabilisierung zweckmäßiger als ein Widerstand) einen geeigneten Spannungsabfall erzeugt. In Abb. 24 ist noch gestrichelt ein Spannungsteiler für das Anzeige-

kleiner sein als das Katodenpotential der Endröhre. Bei einsetzender Regelung nimmt dann nicht nur die Anodenspannung der Anzeigeröhre zu, sondern auch die wirksame negative Gitterspannung der DM 71 wird kleiner, was die Steuerung der Anodenspannung unterstützt.

### Gittervorspannung aus dem Netzteil

Für Gegentakt-B-Endstufen muß die Gittervorspannung immer einer eigenen Spannungsquelle entnommen werden oder kann halbautomatisch erzeugt werden, wenn der durch die Vorstufen bzw. durch den Belastungswiderstand fließende Strom mindestens die Hälfte des Gesamtanodenstroms ausmacht.

Wie man eine feste negative Gittervorspannung aus einem bereits vorhandenen Netzteil gewinnt und diese der Endstufe zuleitet, zeigt Abb. 2. Hierzu wird die eine Seite des Netztransformators herangezogen; durch den zu entnehmenden Strom darf sie nicht überlastet werden. Die Wechselspannung richtet ein umgekehrt gepolter Selengleichrichter gleich. Der 100-Ohm-Widerstand verhindert eine Überlastung des Gleichrichters durch den Einschaltstromstoß. Auf eine Siebdrossel kann verzichtet werden. Der Siebwiderstand (25 kOhm) bildet mit dem Potentiometer (5 kOhm) einen Spannungsteiler, der die Spannung auf maximal 50 Volt verringert. Die eigentliche Gittervorspannung kann mit Hilfe des 5-kOhm-Potentiometers eingeregelt werden. Bei dieser Schaltung ist es zweckmäßig, als Endröhren zwei Pentoden mit gleichen elektrischen Werten zu wählen.

### Gittervorspannung durch NF-Generator

In Allstromgeräten steht für die Erzeugung der Gittervorspannung in B-Verstärkern keine Transformatorwicklung zur Verfügung. Verwendet man Katodenwiderstände, so geht der Spannungsabfall der Nutzenodenspannung verloren. Man muß daher zu anderen Methoden greifen, da bei einigen Röhren als Folge der geringen Anodenspannung Verstärkungs- und Leistungsverluste, u. U. bis zu 50%, auftreten.

Als Gittervorspannungsquelle bewährt sich in solchen Fällen ein Wechselstromgenerator, dessen Spannung gleichgerich-

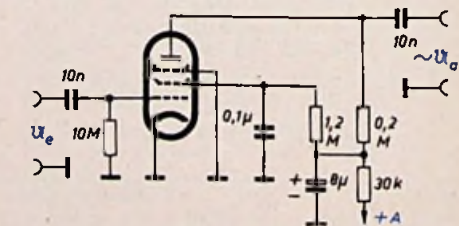


Abb. 1. Schaltungsbeispiel für die Gitterspannungserzeugung durch den Röhrenanlaufstrom

tet und gesiebt wird. Es kann grundsätzlich entweder ein NF-Generator oder ein HF-Generator verwendet werden; eine NF-Spannung erfordert jedoch eine stärkere Siebung. Die HF-Spannung macht andererseits eine sorgfältige Abschirmung des HF-Generators erforder-

## FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

bringt im Juniheft folgende Beiträge:

Studium und Darstellung des komplexen Tones in der musikalischen Akustik

Das Fernsehen in Großbritannien

Realisierung von Wechselstromwiderständen

Speichernde Schallmeßtechnik

Flugfunkortungstagung Frankfurt a. M.

Patent-Anmeldungen und -Erteilungen, Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

FUNK UND TON erscheint monatlich

Preis je Heft DM 3,-

Zu beziehen durch Buchhandlungen des In- und Auslandes, andernfalls durch den

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin-Borsigwalde

### Schaltungswinke

## Gittervorspannungserzeugung in Verstärkern

Die Gittervorspannungen für die einzelnen Stufen eines Verstärkers werden vielfach durch Katodenwiderstände erzeugt. Dieses Verfahren des Spannungsabfalls an Katodenwiderständen ist wohl weit verbreitet, doch sind oft auch andere Methoden empfehlenswert.

### Gittervorspannung durch Anlaufstrom

In Vorverstärkern bietet die Gittervorspannungserzeugung durch den Anlaufstrom beachtliche Vorzüge. Das Prinzipschaltbild für eine Pentodenstufe zeigt Abb. 1. Der Gitterableitwiderstand ist mit 10 Megohm bemessen. Da im ersten Augenblick die Gittervorspannung Null ist, beginnt ein Gitterstrom zu fließen. Durch Spannungsabfall des Gitterstroms am Ableitwiderstand entsteht am Gitter eine negative Spannung, die so hoch ist, daß sich Gitterstrom und Gitterspannung die Waage halten. Durch Vergrößern des Gitterableitwiderstandes kann die Vorspannung erhöht werden, jedoch darf der vom Röhrenhersteller vorgeschriebene Maximalwert für den Gitterableit-



lich, um Störausstrahlungen zu vermeiden.

Die Schaltung eines NF-Generators für Gitterspannungserzeugung zeigt Abb. 3. Als Oszillatordröhre ist jede Triode oder als Triode geschaltete Pentode geeignet, wenn man darauf achtet, daß die zulässige Anodenverlustleistung nicht überschritten wird. Der Transformator ist ein üblicher NF-Übertrager (1:4, z. B. Engel Nr. 242). Die erzeugte NF-Spannung wird am Gitter der Oszillatordröhre gleichgerichtet (Selbstgleichrichtung) und dort abgenommen. Der Gitterableitwiderstand ist als Potentiometer ausgeführt, so daß man den jeweils gewünschten Gitterspannungswert genau einstellen kann. Diese Schaltung hat den Vorzug, daß beim Absinken der Betriebsspannung auch die Gitterspannung abnimmt und damit die Endstufenleistung innerhalb gewisser Grenzen gleichbleibt. Dabei tritt u. U. eine nicht immer erwünschte Dynamikkompression auf, insbesondere wenn der

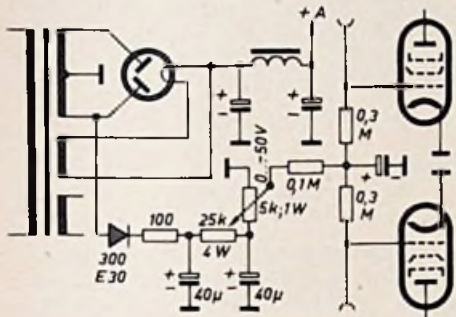


Abb. 2. Gittervorspannungserzeugung aus dem Netzteil des Kraftverstärkers

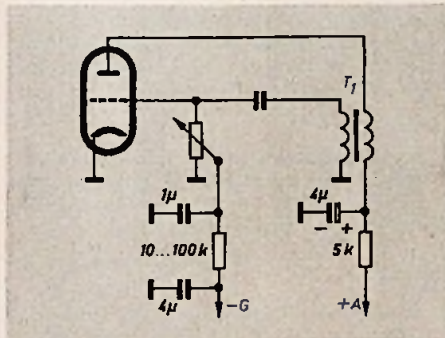


Abb. 3. NF-Generator für die Gittervorspannung

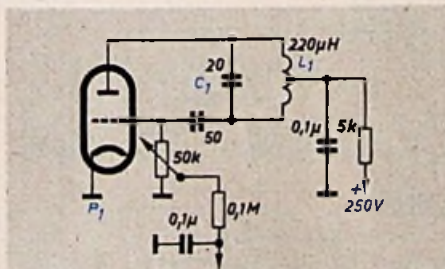


Abb. 4. Schaltbeispiel für einen HF-Generator als Gittervorspannungsquelle

Innenwiderstand des Netzgleichrichters groß ist. Eine Ausnahme bildet Gegenakt-A-Betrieb.

**HF-Generator als Gitterspannungsquelle**  
Der HF-Generator, für den Abb. 4 ein Beispiel bietet, liefert zwar keine so konstante Spannung wie der NF-Generator, doch ist es möglich, bei richtigem Aufbau eine für die Praxis ausreichend stabile Spannung zu erzeugen. Der Schwingkreis

$L_1, C_1$  besteht aus einer HF-Eisenkernspule mit einer Induktivität von etwa  $220 \mu\text{H}$  und einem Parallel-Festkondensator ( $20 \text{ pF}$ ). Die Schwingkreisspule  $L_1$  hat eine Anzapfung bei etwa  $\frac{1}{4}$  der Windungszahl. Als Oszillatordröhre eignet sich jede Triode oder als Triode geschaltete Pentode. Die Gittervorspannung kann mit Hilfe des Potentiometers  $P_1$  ( $50 \text{ k}\Omega$ ) eingeregelt werden. Die Siebung der gleichgerichteten HF-Wechselspannung erfolgt in einer einfachen, aus Kondensator ( $0,1 \mu\text{F}$ ) und Widerstand ( $0,1 \text{ M}\Omega$ ) bestehenden Siebkette.

#### Hinweise für den praktischen Aufbau

Um zusätzliche Röhren einzusparen, empfiehlt es sich, beim praktischen Aufbau von Verstärkern Duotriden zu verwenden, von denen das eine System als Gitterspannungsgenerator geschaltet wird, während das zweite z. B. als NF-Vorverstärker benutzt werden kann. Der Aufbau des NF-Generators ist unkritisch. Dagegen ist es bei der Konstruktion des HF-Generators ratsam, für eine völlige Abschirmung des Schwingkreises zu sorgen, um HF-Einstreuungen in den eigentlichen Verstärker auszuschließen.

## Einfaches Feldstärkemeßgerät für das 2-m-Band

Wie das grundsätzliche Schaltbild des einfachen Feldstärkemeßgerätes zeigt (Abb. 1), wurde zur Gleichrichtung der vom Empfangsdipol abgebenen HF-Spannung die Diode DS 60 (SAF) verwendet. Um eine Ableitung der HF zu verhindern, sind die Ableitungen gut verdrosselt und die HF-Drosseln  $Dr_1$  und  $Dr_2$  noch zusätzlich gedämpft ( $R_1, R_2$  je  $50 \Omega$ ). Der keramische Kondensator  $C_1$  ( $5 \text{ nF}$ ) verhindert das Abfließen der Hochfrequenz in die Meßgeräteleitung. Das Meßgerät M soll sehr empfindlich sein (z. B.  $0,05 \dots 0,1 \text{ mA}$ ). Allerdings empfiehlt es sich, die Messungen stets in größtmöglicher Entfernung auszuführen. In Sendernähe fließen je nach abgestrahlter HF-Leistung Ströme bis zu einigen  $100 \text{ mA}$  und darüber. Man schütze daher das Meßgerät vor Überlastung. Es muß auch beachtet werden, daß in diesem Falle noch die Diode gefährdet ist.

Als Empfangsdipol hat sich eine handelsübliche Ausführung für das 3-m-Band bewährt (Schniewindt), deren Dipolhälften auf je  $850 \text{ mm}$  Länge abgesägt wurden. Nachdem die Aluminiumrohre wieder geschlitzt sind, wird ein neues Gewinde aufgebracht, damit man die beweglichen Dipoleinsätze, die der genauen Längeneinstellung dienen, wieder arretieren kann.

Die beiden Dipolarme sind in einer Preßstoffdose montiert, die die Anschlüsse und Durchführungen für das Antennenkabel enthält. In dieser Dose ist genügend Platz für die Montage der Diode sowie der HF-Drosseln und Widerstände. Diese Einzelteile werden an Calit-Stützwinkeln mit Lötanschlüssen befestigt. Als Verbindung zum Meßgerät eignet sich jede feuchtigkeitssichere, leicht flexible Litze (z. B. NYAZ).

Am schwierigsten ist wohl die Herstellung der HF-Drosseln  $Dr_1$  und  $Dr_2$ . Diese müssen aperiodisch gewickelt werden, um einwandfrei über einen möglichst großen

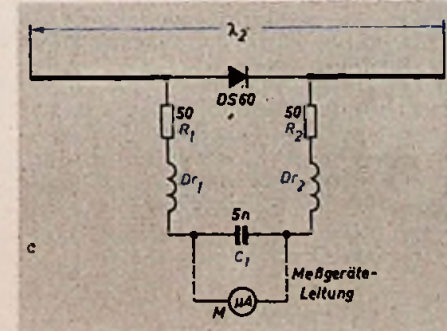


Abb. 1. Schaltung des Feldstärkemeßgerätes



Abb. 2. Vollständige Meßanlage, bestehend aus dem Empfangsdipol, der Montagedose mit Kristalldiode, HF-Drosseln sowie Widerständen und dem Meßinstrument



Abb. 3. Ansicht des Feldstärkemeßgerätes bei abgenommenem Deckel

Frequenzbereich zu arbeiten. Man bringt daher die ersten fünf Windungen mit großem Abstand und die folgenden mit immer kleiner werdendem Zwischenraum auf, um schließlich die zweite Hälfte Windung an Windung zu wickeln. Als Wickelkörper für  $Dr_1$  und  $Dr_2$  dienen  $2\text{-Watt-Widerstände}$  ( $45 \times 8 \text{ mm}$ ). Die Drosselwicklungen werden mit Wachs festgelegt. Jede HF-Drossel hat 48 Windungen ( $0,7 \text{ mm CuL}$ ).

Da die Länge der Meßgeräteleitung eine nur untergeordnete Rolle spielt, kann man den Feldstärkemesser in genügender Entfernung von der Sendeantenne aufstellen. Bewährt hat sich eine Anordnung, bei der die Entfernung Sendeantenne-Empfangsantenne (der Meßeinrichtung) etwa  $10 \text{ m}$  groß ist. Ist die Länge der Meßgeräteleitung gleichfalls etwa  $10 \text{ m}$ , so kann man das Meßgerät im Stationsraum aufstellen oder in unmittelbarer Nähe der Sendeantenne. Der Ausschlag des Anzeigeinstrumentes M läßt sich daher unmittelbar am Versuchs-ort beobachten. Dadurch vereinfachen sich die Versuche beträchtlich. Für genaue Messungen, bei denen Fehlresultate mit Sicherheit vermieden werden müssen, ist es jedoch zweckmäßiger, die Meßleitung kurz zu machen (z. B.  $1$  bis  $2 \text{ m}$ ) und das Meßinstrument direkt beim Empfangsdipol aufzustellen.

Für Messungen im Gelände hat sich die Anordnung nach Abb. 2 sehr bewährt. Das Feldstärkemeßgerät ist an einer etwa  $1 \text{ m}$  hohen Stange befestigt, die an einer  $30 \times 40 \text{ cm}$  großen Holzgrundplatte festgeschraubt wird. Diese Holzplatte ist ausreichend groß, um das Meßinstrument (z. B. Multavi 5) bequem unterzubringen.

wd.

(Schluß von Seite 366)

Abb. 3 wiedergegeben. Es ist zu ersehen, daß vom Zeitpunkt des Einschaltens an die Glühlampen- bzw. Heizspannung  $U_1$ , der Fotozellenstrom  $I_f$  und der Anodenstrom  $I_a$  der E 80 F erst nach etwa 15...20 min Betriebsdauer einen zeitlich konstanten Wert annehmen. Dies ist auf das Verhalten des Eisenwasserstoffwiderstandes zurückzuführen. Nach dieser Anlaufzeit ergeben sich für den Anodenstrom der E 80 F maximale Schwankungen von rd.  $\pm 3\%$ , die scheinbaren Belichtungsänderungen um etwa  $\pm 0,6\%$  entsprechen. Die Festlegung des minimalsten Schwellwertes auf 5 % Lichtschwächung für das Ansprechen der nachgeschalteten Relaisröhre PL 21 bietet somit ausreichende Sicherheit. Mit dem 5-kOhm-Potentiometer kann der Ansprechwert zu größeren Schwellwerten hin verlegt werden. Den jeweiligen Erfordernissen entsprechend wird man den Schwellwert so hoch wie möglich legen, um damit die Ansprechsicherheit zu erhöhen.

Da den Gitterkathodenstrecken der E 80 F und der PL 21 Kondensatoren parallel geschaltet sind, bleiben kurzzeitige Stör-

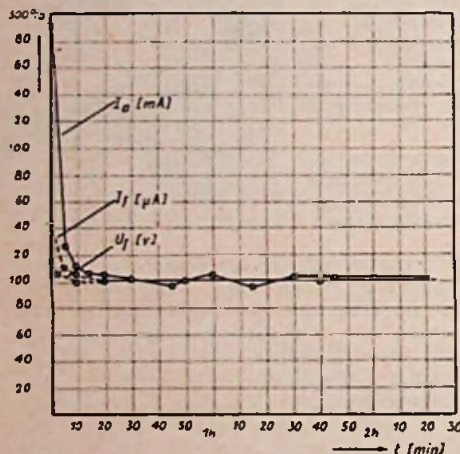


Abb. 3. Zeitliche Änderungen von Anodenstrom und Heizspannung (Glühlampenspannung) der E 80 F sowie des Fotozellenstroms  $I_f$  der 90 CV

spannungen durch andere elektrische Anlagen wirkungslos.

Beim Aufbau des Gerätes ist auf eine sorgfältige Abschirmung und Erdung des Fotozellen-Verstärkerkreises zu achten. Soll der lichtelektrische Schwellwertanzeiger als Sortiergerät Verwendung finden, so ist der optische Teil entsprechend den jeweiligen Erfordernissen umzugestalten. Dabei ist zu beachten, daß zur Aufrechterhaltung der Ansprechempfindlichkeit die Beleuchtungsstärke der Fotozelle etwa dem angegebenen Wert entsprechen muß.

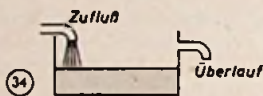
Für das Erfassen von Farbunterschieden empfiehlt sich zur Empfindlichkeitssteigerung eine Zwischenschaltung von Farbfiltern. Soll eine automatische Aussortierung erfolgen, so ist das Schaltrelais durch eine elektromagnetische Betätigungseinrichtung für den Auswerfer zu ersetzen. Bei der Verwendung des Stromtores PL 21 liegt hierfür die Belastungsgrenze bei einem Gleichstrommittelwert von 0,1 A. Für größere Betätigungsleistungen können ohne weiteres andere Röhren vorgesehen werden. Dann sind lediglich die Transformatorwicklungen für den Heizkreis und den Anodenkreis des Stromtores entsprechend zu ändern.

Zur Wiederholung • Vorbereitung • Prüfung

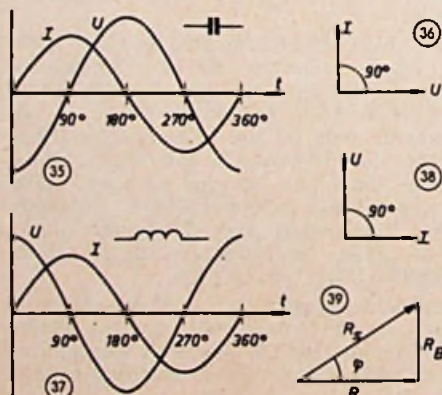
Dieses Mal...

## Was bedeutet eigentlich Phasenverschiebung?

Wenn ich meine Badewanne voll Wasser laufen lasse, dann dauert es nach dem Öffnen des Hahnes einige Zeit, bis der Überlauf der Wanne erreicht wird. Der zufließende Wasserstrom muß erst die Wanne füllen; erst dann kann das Wasser zum Überlauf abfließen. Eine zeitliche Verschiebung zwischen Zufließen und Abfließen, eine „Phasenverschiebung“, ist eingetreten (Abb. 34).



Wenn ein Kondensator im elektrischen Stromkreis aufgeladen wird, muß erst ein Ladestrom hineinfließen, ehe langsam die Spannung am Kondensator ansteigt. Auch hier haben wir eine Phasenverschiebung, und zwar zwischen Strom und Spannung. Erst wenn der Stromfluß in dem Kondensator ganz aufgehört hat, wenn er Null ist, ist der Kondensator ganz aufgeladen, und die Spannung hat ihren Höchstwert erreicht. „Die Spannung eilt nach“, sagt der Fachmann. An einer Wechselspannung wird der Kondensator ständig umgeladen. Beginnt der Entladestrom zu fließen, dann wird die Spannung verringert. Nach beendeter Entladung (Spannung = Null) ist der Strom am größten, und erst jetzt beginnt die Aufladung in umgekehrter Richtung. In einem Diagramm, in zeitlicher Abhängigkeit aufgetragen, ergeben sich zwei Sinuskurven, die gegeneinander verschoben sind. Die Phasenverschiebung ist bei einer reinen Kapazität genau ein Viertel der Dauer einer vollen Schwingung, also ein Viertel des Kreisumfanges, aus dem man die Sinuskurve konstruieren kann. Ein voller Kreis wird in  $360^\circ$  geteilt. Ein Viertelkreis entspricht also dem Winkel  $90^\circ$ . Die Phasenverschiebung des Kondensators ist  $90^\circ$  (Abb. 35).



Außer mit diesem Liniendiagramm kann man den Vorgang auch mit Vektoren darstellen. Wenn  $I$  den Höchstwert erreicht hat, liegt  $U$  um  $90^\circ$  zurück auf der Null-Linie und so weiter (übliche Drehrichtung: entgegen dem Uhrzeiger) (Abb. 36). Bei einer Spule haben wir ebenfalls eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$ . Dort muß aber erst eine Spannung auftreten, ehe sich der Strom langsam steigern kann: „Der Strom eilt nach.“ Bei der nächsten Halbwelle in umgekehrter Richtung wird durch das zusammenbrechende

Magnetfeld der Strom noch eine Weile in der bisherigen Richtung aufrechterhalten (Abb. 37 und 38).

Sind Wirk- und Blindwiderstände gemeinsam in einem Stromkreis vorhanden, dann hat die Phasenverschiebung einen Wert zwischen  $0^\circ$  und  $90^\circ$  voreilend und nacheilend. Aus dem Dreieck der geometrischen Addition (siehe FT-AUFGABEN (15)) ist der „Phasenwinkel“ sofort zu entnehmen. Er ist der Winkel zwischen  $R_W$  und  $R_S$ . Der Winkel wird mit dem griechischen Buchstaben  $\varphi$  (phi) bezeichnet (Abb. 39).

Rechnerisch ist der Phasenwinkel mit den Winkelfunktionen des rechtwinkligen Dreiecks leicht zu ermitteln. Der Kosinus des Winkels  $\varphi$  ist das Verhältnis von Wirk- zu Scheinwiderstand.

$$\cos \varphi = \frac{R_W}{R_S} \quad (63)$$

Hingegen ist

$$\sin \varphi = \frac{R_B}{R_S} \quad (64)$$

Die Winkelwerte für Sinus- und Kosinus-Beträge können aus einer Winkelfunktionstabelle entnommen oder auf dem Rechenschieber abgelesen werden.

### Frage 51

Ein Kondensator liegt am Wechselstrom-Lichtnetz. Wie hoch ist der Strom in der Zuleitung zu diesem Kondensator im Augenblick der höchsten Spannung am Kondensator?

### Antwort 51

In diesem Augenblick ist der Kondensator auf die Spitzenspannung aufgeladen. Der Stromfluß hat gerade aufgehört, der Strom ist im Moment der höchsten Spannung gleich Null.

### Frage 52

Wie groß ist der Phasenwinkel bei einem Wirkwiderstand von  $500 \Omega$  und einem Scheinwiderstand von  $1000 \Omega$ ?

### Antwort 52

$$R_W = 500 \quad R_B = 1000$$

$$\cos \varphi = \frac{R_W}{R_S} = \frac{500}{1000} = 0,5$$

Nach einer Tabelle der Winkelfunktionen wird für  $\cos \varphi = 0,5$  der Winkel  $\varphi = 60^\circ$  abgelesen.

### Frage 53

Um welche Zeit verschoben erfolgt der Nulldurchgang des Stromes gegenüber der Spannung, wenn die Phasenverschiebung bei den Werten der Frage 52 induktiv und die Frequenz 50 Hz ist?

### Antwort 53

Die Dauer einer Schwingung ist bei  $f = 50 \text{ Hz}$   $T = 1/f$  [s. Gl. (5)];  $T = 1/50 = 0,02 \text{ s} = 20 \text{ ms}$ . Bei der Induktivität eilt der Strom nach.  $60^\circ$  sind  $60/360 = 1/6$  der Dauer einer ganzen Schwingung, d. h.  $1/6$  von 20 Millisekunden. Also  $20/6 = 3,33 \text{ ms}$  später erfolgt der Nulldurchgang des Stromes gegenüber der Spannung.

... das nächste Mal:

## Über den Leistungsfaktor

**Verbessertes Magnettonband**

Die Entwicklung der Magnettonbänder zielt darauf ab, die im Hörkopf unverzerrt aufgenommene Spannung zu erhöhen, vor allem nach hohen Frequenzen hin. Das bedeutet eine Erweiterung des Frequenzbereichs, Verbesserung der Dynamik und Möglichkeit der Anwendung niedrigerer Bandgeschwindigkeiten.

L. B. Lueck und W. W. Wetzel<sup>1)</sup> beschrieben in Electronics die Eigenschaften eines neuen Scotch-Bandes Nr. 120, das gegenüber dem bekannten Band Nr. 111 eine um 6 db (also doppelt so hohe) Hörkopf-EMK liefert. Die Bänder, nämlich das neue 120- und das ältere 111-Band, werden dabei mit dem früher verwendeten deutschen L-Band verglichen. (Dieser Vergleich hat jedoch nur „historischen“ Wert, denn die modernen deutschen Bänder wie FS [Agfa], LGH [BASF] und Z [Anorgana] sind qualitativ dem Scotch-Band 111 durchaus gleichwertig, in bezug auf den Klirrfaktor sogar etwas überlegen. Spannungsmäßig liegt das Agfa-FS-Band nur um etwa 2 db tiefer als das 111-Band. Das neue amerikanische Band 120 stellt allerdings eine Verbesserung dar.)

Abb. 1. Hörkopf-EMK in Abhängigkeit von der Frequenz für das 111- und 120-Magnettonband von Scotch

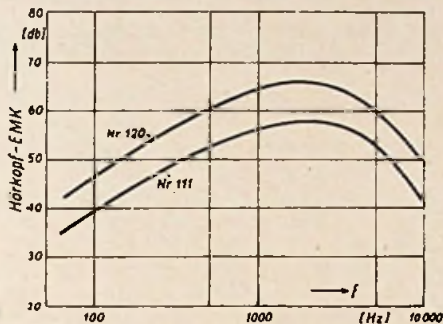


Abb. 2. Hörkopf-EMK in Abhängigkeit vom Vormagnetisierungsstrom für das 111- und 120- sowie für das deutsche Agfa-FS-Band

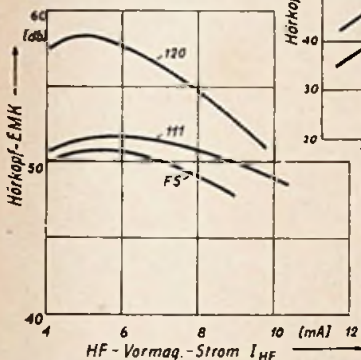
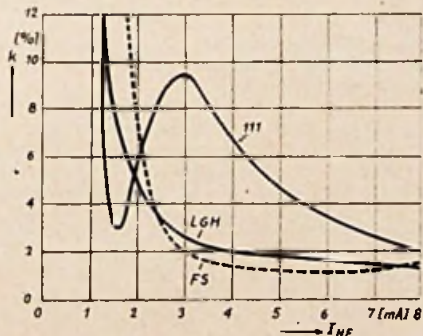


Abb. 3 (unten). Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Vormagnetisierungsstrom für verschiedene Bänder



Die magnetischen Daten des 120-Bandes im Vergleich zum 111-Band sind folgende:

Remanenz: 1100 Gauß (500 beim 111-Band)  
Koerzitivkraft: 240 Oersted (225 beim 111-Band)

Es ist also eine wesentliche Erhöhung der Remanenz und eine geringe Erhöhung der Koerzitivkraft festzustellen. Bei den tiefen und mittleren Frequenzen ist nun die Remanenz und bei den hohen Frequenzen die Koerzitivkraft für die Größe der erreichbaren Hörkopf-EMK maßgebend. In der Tat steigt diese, wie Abb. 1 zeigt, um 6 db, also um den Faktor 1:2, an. Auch bei den Höhen ist eine Verbesserung festzustellen, die recht beachtlich ist.

Die Kurven wurden bei optimalem Vormagnetisierungsstrom und einem solchen Sprechstrom aufgenommen, bei dem der Klirrfaktor der Hörkopf-EMK gerade 1% ist, wobei die Bandgeschwindigkeit 19 cm/s war.

Sowohl die Hörkopf-EMK als auch der Klirrfaktor sind stark vom Hochfrequenzvormagnetisierungsstrom bei der Aufnahme abhängig. Abb. 2 gibt die diesbezüglichen Kurven für das neue 120-Band im Vergleich zum 111-Band und einem modernen deutschen Band (Agfa FS) wieder. Die Maxima sind aber nicht gleichzeitig die günstigsten Arbeitspunkte, denn hierzu muß noch die Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Vormagnetisierungsstrom beachtet werden. Diese ist in Abb. 3 für das 111-Band sowie für das FS-Band und LGH-Band dargestellt<sup>2)</sup>. Leider wurde von Lueck und Wetzel die entsprechende Kurve für das 120-Band nicht angegeben, jedoch dürfte sich diese in der Form nicht wesentlich vom 111-Band unterscheiden.

Man erkennt in Abb. 3 ein ausgeprägtes Klirrfaktorminimum beim Scotch-Band bei etwa 1,5 mA  $I_{HF}$ , während die deutschen Bänder einen stetigen Abfall des Klirrfaktors zeigen, der sich asymptotisch einem gewissen Mindestwert nähert. Mit Rücksicht auf die Wiedergabe der hohen Frequenzen, die bei kleinem Vormagnetisierungsstrom besser ist als bei großem, wäre es zweckmäßig, das Klirrfaktorminimum als Arbeitspunkt zu wählen. Die

<sup>1)</sup> L. B. Lueck u. W. W. Wetzel, Electronics, Bd. 26 [1953], März, S. 131 ... 133.  
<sup>2)</sup> F. Krones, Radiotechnik, Bd. 29 [1953], Januar, S. 14.

# BOSCH

## MP KONDENSATOREN

ein Spitzenerzeugnis der deutschen Industrie

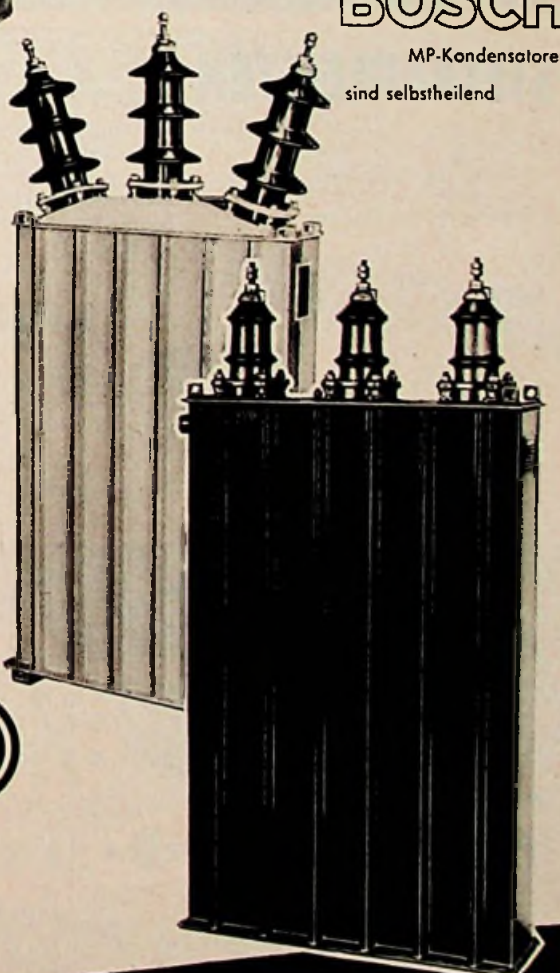
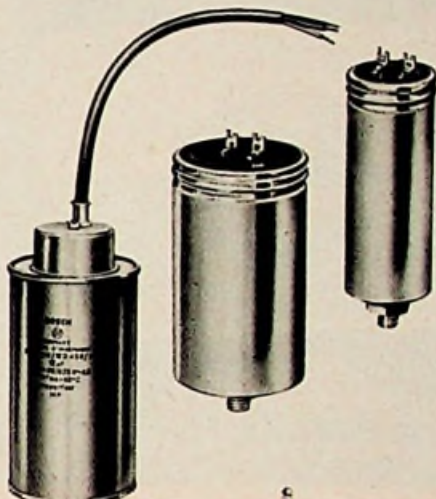
### BOSCH

hat im Jahre 1935 mit seinen Wissenschaftlern und Ingenieuren als bahnbrechende Erfindung auf dem Gebiete der Elektrotechnik das MP-Prinzip geschaffen und seither die hohe Qualität der Bosch MP-Kondensatoren stetig verbessert.

In einer mehr als 18jährigen Erfahrung liegt der weltweite Ruf der Bosch MP-Kondensatoren begründet.

### BOSCH

MP-Kondensatoren sind selbstheilend



ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART

# Preis und Sparschaltung des BRAUN 100B

4 Röhren 6 Kreise Batterie-Koffer Super im Kleinsformat

entscheiden den Umsatz

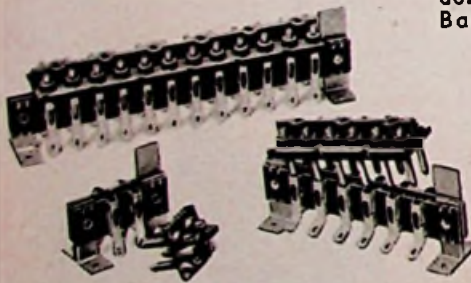


DM 99.50 o.B.

Sparschaltung steigert Wirtschaftlichkeit um ca. 50%  
Fordern Sie unseren Spezialprospekt

## STECKERLEISTEN NEUPRODUKTION

Keine alte Lagerware. Verlangen Sie kostenlos NORM-Blatt für Ihr Konstruktionsbüro



DPa. EINMALIGE VORZÜGE:

- jede gewünschte Polzahl
- verdrehungssicher
- vielfältige Montage
- konkurrenzlose Preise durch zweckmäßige Bauart

## LIGNUM

GBH  
Berlin-Schöneberg  
Geneststraße 5-6

- ferner preisgünstigst:
- Kontaktfedersätze
  - strapazierfeste Relais

## PEIKER

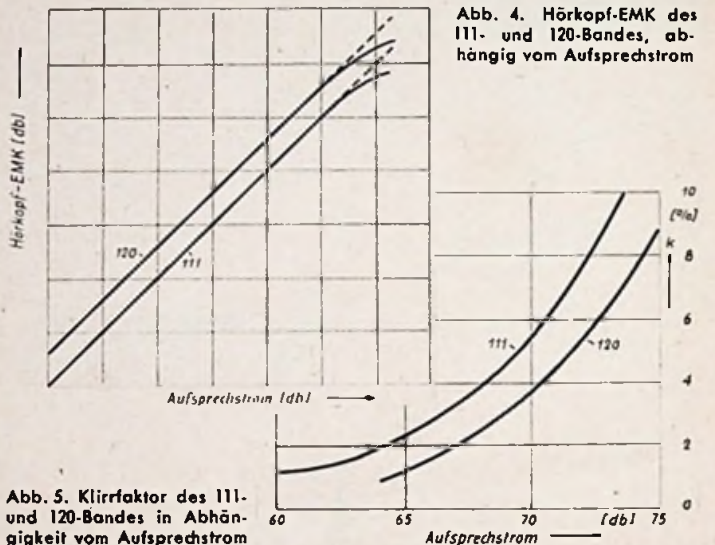
KRISTALL-MIKROPHON-KAPSELN FÜR ALLE ZWECKE VON HÖCHSTER QUALITÄT



H. PEIKER BAD HOMBURG V.D.H.

Einstellung ist jedoch sehr kritisch, weshalb von den Geräteherstellern im allgemeinen ein höherer Vormagnetisierungsstrom gewählt wird, was zudem den Vorteil hat, daß das Gerät für verschiedene Bandsorten gleichermaßen geeignet ist. Nun ist aber festzustellen, daß bei einem Vormagnetisierungsstrom von 6...7 mA das Scotch-Band einen höheren Klirrfaktor hat als die deutschen Bänder. Diese können also bei gleichem zulässigen Klirrfaktor entsprechend stärker aussteuert werden, so daß die hohe Empfindlichkeit der Scotch-Bänder nicht immer gleichbedeutend mit hoher Dynamik ist, wenn gleichzeitig ein Minimum an Klirrfaktor verlangt wird. Der Klirrfaktor des 120-Bandes konnte aber, wie Abb. 4 und 5 zeigen, wesentlich gegenüber dem 111-Band verbessert werden. Abb. 4 weist zunächst den Zusammenhang zwischen Aufprechstrom und Hörfopf-EMK nach, während Abb. 5 den Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Aufprechstrom wiedergibt. Bei gleichem Aufprechstrom ist der Klirrfaktor des 120-Bandes etwas mehr als halb so groß wie beim 111-Band. Durch Vergleich mit Abb. 3 erkennt man, daß der Klirrfaktor jetzt etwa gleich dem der deutschen Bänder ist, wenn mit einem Vormagnetisierungsstrom von 6...7 mA gearbeitet wird. Man kann also das 120-Band stärker aussteuern als das 111-Band. Der Gewinn ist gewissermaßen doppelt, denn bei gleichem Aufprechstrom ist einerseits die Hörfopf-EMK größer als beim 111-Band, während andererseits der Klirrfaktor kleiner ist. Um wieder den gleichen Klirrfaktor zu erreichen, kann man also stärker aussteuern und erhält eine entsprechend noch höhere Hörfopf-EMK.

Der höhere Pegel bei den hohen Frequenzen bedeutet bei gleichbleibender Dynamik eine Erweiterung des Frequenzbereichs nach den Höhen. Es ist



nun möglich, mit einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s den Frequenzbereich bis etwa 15 kHz zu erweitern. Für Heimgeräte ist dies jedoch nicht ausnutzbar, so daß man mit der Bandgeschwindigkeit wesentlich heruntergehen kann. Selbst bei 4...5 cm/s Bandgeschwindigkeit dürfte noch ein Frequenzbereich zu erfassen sein, der mit den bisherigen Bändern bei Geschwindigkeiten zwischen 9 und 19 cm/s erreicht wurde. Über Modulationsrauschen, Löschdämpfung und Kopierdämpfung wurden genaue Angaben nicht gemacht. Modulationsrauschen und Löschdämpfung sollen etwa in der Größenordnung der Werte des 111-Bandes liegen. Die Kopierdämpfung soll etwas kleiner als beim 111-Band sein. hle.

### Verstärkerschaltungen für Transistoren

Die amerikanische Röhrenfabrik „Raytheon“ bringt neuerdings eine serienmäßige Ausführung CK 722 des Schichttransistors in den Handel, der damit erstmalig der Allgemeinheit zugänglich wird. Infolge seiner hohen Belastbarkeit, seiner großen Widerstandsfähigkeit und seiner Stabilität ist der Schichttransistor besonders für die Arbeiten des experimentierfreudigen Amateurs geeignet. Es ist ein p-n-p-Schichttransistor, der im Verstärker am besten mit „geerdetem Emitter“ geschaltet wird (Abb. 1), da er hier die höchste Verstärkung, nämlich 30 db, liefern kann. Der Eingangswiderstand ist dann etwa 1000 Ohm, während der Ausgangswiderstand bei rund 40 kOhm liegt. Ein weiterer Vorzug dieser Schaltung ist darin zu erblicken, daß lediglich eine einzige Batterie, etwa mit einer Spannung von 3 Volt, für die Stromversorgung benötigt wird.

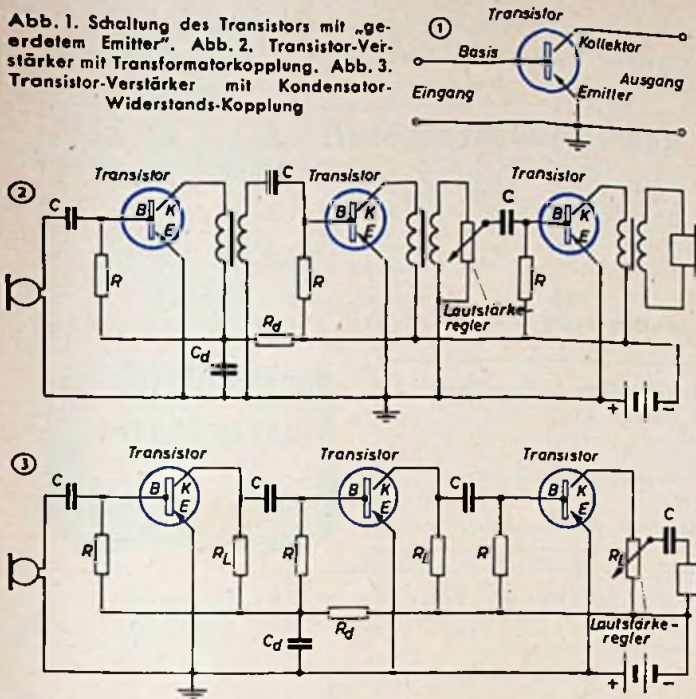
In den Abbildungen 2 und 3 ist je ein dreistufiger Transistor-Tonfrequenzverstärker dargestellt, und zwar einmal mit Transformator-Kopplung und dann mit RC-Kopplung. Beide Schaltungen, die der Vollständigkeit halber den Anschluß eines dynamischen Mikrofons und eines magnetischen Kopfhörers sowie einen Lautstärkeregel zeigen, sollen nur als Anregung dienen und einige Hinweise für die bei der Schaltung zu beachtenden Regeln geben; selbstverständlich sind zahlreiche Abwandlungen und Kombinationen möglich. Wenn die Schaltungen in Abb. 2 und Abb. 3 auch in erster Linie für den CK 722 entworfen wurden, so können sie doch mit dem gleichen Erfolg auch für Spitzenkontakt-Transistoren benutzt werden. Dem ist nur bei der Bemessung der Transformatoren, Widerstände und Kondensatoren auf die abweichenden Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanzen sowie auf die Belastbarkeit dieser Transistoren zu achten.

Das Mikrophon kann in der gezeigten Weise direkt an den Verstärkereingang gelegt werden; wenn die Impedanz des Mikrofons allerdings sehr von einem Wert von 1000 Ohm abweicht, wird man zweckmäßigerweise einen Anpassungstransformator zwischenschalten.

Ein magnetischer Kopfhörer mit einer Impedanz von einigen Kiloohm ist ebenfalls ohne Transformator an den Verstärkerausgang zu legen; er erhält

eine Sprechleistung von 2 bis 3 Milliwatt. Die Widerstände  $R$  bestimmen den Kollektorstrom; sie sind durch Versuche so zu bestimmen, daß der höchstzulässige Kollektorstrom nicht überschritten und die günstigste Verstärkung erzielt wird. Die Werte werden meistens zwischen 100 und 200  $k\Omega$  liegen. Die Kondensatoren  $C$  sollen mindestens eine Kapazität von 10  $\mu F$  haben. Die Primär- und Sekundärwicklungen der Kopplungstransformatoren sind selbstverständlich an die entsprechenden Impedanzwerte der

Abb. 1. Schaltung des Transistors mit „geerdetem Emittor“. Abb. 2. Transistor-Verstärker mit Transformator-Kopplung. Abb. 3. Transistor-Verstärker mit Kondensator-Widerstands-Kopplung



Transistoren anzupassen. Der günstigste Wert für die Widerstände  $R_L$  ist ebenfalls nur durch Versuche festzustellen; für den CK 722 kann man 10  $k\Omega$  als einen brauchbaren Wert ansehen.

$C_d$  und  $R_d$  bilden ein unbedingt erforderliches Entkopplungsfilter; es soll die Rückkopplung unterbinden, die durch den Innenwiderstand der allen Stufen gemeinsamen Batterie hervorgerufen wird. Dieser Innenwiderstand der Batterie darf nämlich mit Rücksicht auf die verhältnismäßig niedrigen Transistorimpedanzen keineswegs vernachlässigt werden. Geeignete Werte sind für  $R_d$  500  $\Omega$  und für  $C_d$  40  $\mu F$ .

Der Lautstärkeregl. ist so zu schalten, daß bei seiner Verstellung keine am Transistor liegende Gleichspannung verändert und die Belastung des Transistors nicht nennenswert beeinflußt wird. Sein Widerstandswert soll darum auch im Falle der Transformator-Kopplung mindestens das Zehnfache der sekundärseitigen Transformatorimpedanz betragen. Beim widerstandsgekoppelten Verstärker erhält der Lautstärkeregl. den für  $R_L$  als günstig ermittelten Wert. (Radio & Television News, März 1953)



## BRIEFKASTEN

J. W., C.

Wie kann man Oberwellen in Starkstromnetzen (50 Hz) ohne Elektronen-oszillogralen messen?

Über Spannungswandler werden Resonanzfilter gespeist. Die Filter bestehen z. B. bei dem Oberwellenmeßgerät von S & H aus Reihenschwingkreisen und Parallelschwingkreisen. Der Reihenschwingkreis wird auf die jeweils zu messende Oberwellenfrequenz geschaltet und bietet für diesen einen kleinen, für alle anderen Frequenzen aber einen großen Widerstand. Der Parallelschwingkreis ist auf die Grundwelle abgestimmt und hat für diesen einen sehr großen Widerstand. Die Grundwelle wird abgesperrt. Die Oberwellen können jedoch das Filter ungehindert passieren und gelangen über einen Doppelweggleichrichter zum Anzeigeelement, mit dem die Effektivwerte der Oberwellen (dritte, fünfte, siebente und neunte) gemessen werden.

Aufnahmen vom FT-Labor Schwahn (Titelbild, S. 360 u. 369). Zeichnungen vom FT-Labor nach Angaben der Verfasser: Beumelburg (7), Kortus (13), Trester (37). Seiten 383 u. 384 ohne redaktionellen Inhalt

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (Westsektor), Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31 Telegammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Curt Rint; Berlin-Charlottenburg. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempen/Allgäu. Telefon 2025, Postfach 22.. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Carl Werner, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. R. o. b. Innsbruck, Falmerayerstr. 5. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 227 40. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

Gutschein für eine kostenlose Auskunft FUNK-TECHNIK Nr. 12/1953

Wir stellen Ihnen vor:  
den modernen Elektro-Trockenrasierer

ein Scherkopf

eine unerreichte Scherleistung  
546 m Schnittkantenlänge pro Sekunde



# BRAUN

## 300 DE LUXE

in elegantem Lederetui DM 68

BRAUN COMMERCIAL G.M.B.H. FRANKFURT AM MAIN

## Röhrenprüfgeräte



Für das Labor  
Für den Ladentisch  
— Vielfachmessgeräte  
Leistungsmesser

# NEUBERGER

FABRIK ELEKTRISCHER MESSINSTRUMENTE · MÜNCHEN

**Untersuchung der Arbeitsweise eines Fernsehempfängers mit Elektronenstrahloszillografen**

(Schluß von S. 365)

**Rückschlag-Unterdrückung**

Zur zusätzlichen Dunkelsteuerung der Rückläufe (unabhängig von dem vom Taktgeber des Senders kommenden Austastimpulsen) werden sowohl dem Horizontal- als auch dem Vertikalablenkgerät Impulse entnommen, die während der entsprechenden Rücklaufzeiten eine Sperrung des Anodenstromes der Bildröhre MW 6-2 bewirken. Die horizontalen Rückläufe lassen sich unterdrücken, indem man die an der Sekundärseite des Zeilenausgangstransformators auftretende Spannung über Glättungs- und Phasenkorrekturglieder dem Wehneltzylinder der Bildröhre zuführt. Abb. 21a zeigt den Verlauf dieser Spannung für 3 Perioden der Horizontal-Ablenkfrequenz. Zur Unterdrückung der vertikalen Rückläufe wird die Sägezahnspannung des Ladekondensators vom Sperrschwinger ( $C_{20a}$ ) — Oszillogramm Abb. 15c — durch ein CR-Glied von 1000 pF und 180 k $\Omega$  ( $C_{149}$ ,  $R_{101}$ ,  $R_{153}$ ) differenziert und, da die MW 6-2 ein Triodensystem hat, auch an den Wehneltzylinder dieser Röhre geführt. (Beim Direktgerät „TD 1410 U“ wird die Spannung an Anode  $a_1$  damit heruntergetastet.)

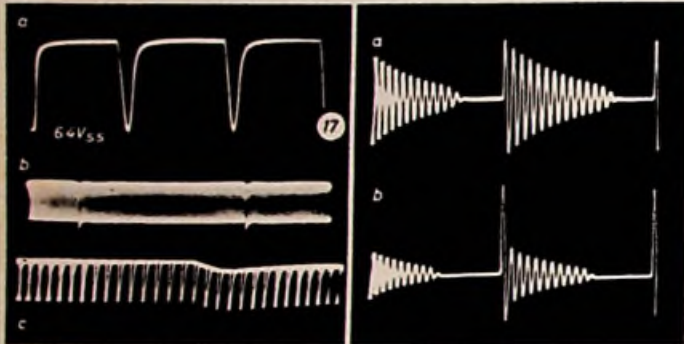


Abb. 21 (links). Zusätzliche Rücklaufunterdrückung mit Horizontal- und Vertikalfrequenz. Zeitdehnung: a) ein drittel Horizontalfrequenz; b) halbe Vertikalfrequenz; c) Mikroskop-Zeitbasis

Abb. 22 (rechts). Spannungsverlauf an der Sekundärseite des Anoden-Transformators zur Erzeugung der 25-kV-Anodenspannung. a) Empfängerbild dunkel, Belastung niedrig; b) helles Bild

Die Abbildung 21b bringt den Verlauf der Spannung während zweier Perioden der Vertikalfrequenz bzw. die Abb. 21c das zeitgedehnte Bild dieser Spannung in der Nähe des Vertikal-Synchronimpulses. Die Horizontalaustastung war in diesem Falle im Verhältnis zur Vertikal-austastung kräftiger, aber auch diese reicht zur zusätzlichen Dunkel-tastung des richtig eingestellten Bildes völlig aus.

**25-kV-Chassis**

Die zum Betrieb der Projektionsbildröhre erforderliche Hochspannung von 25 kV wird in einem getrennten Aggregat gewonnen. Der Triodenteil einer UBC 41 ( $B_{23}$ ) arbeitet als Sperrschwinger und erzeugt eine Sägezahnspannung von etwa 1000 Hz. Diese Spannung wird den Steuergittern zweier parallel geschalteter UL 44 zugeführt. Der Arbeitspunkt dieser Röhren ist so eingestellt, daß durch die Primärspule des Transformators im Anodenkreis ein Sägezahnstrom mit einer möglichst steilen Rücklaufkurve entsteht. Durch diese rasche Stromänderung wird der aus Induktivität und Eigenkapazität der Wicklung bestehende Anodenkreis zu Eigenschwingungen angestoßen, die bis zum neuen Stoß abklingen. Die Spannungsspitze dieser auf der Sekundärseite des Transformators herauftransformierten Schwingungen ist etwa 8,5 kV bei einer Eigenfrequenz von etwa 20 kHz. Diese Spannung wird mittels einer Verdreifacherschaltung mit 3 Dioden EY 51 gleichgerichtet und geglättet; Verlauf der Spannung s. Abb. 22. Die Zeitablenkfrequenz des Oszillografen wurde zu diesem Bild mit 550 Hz bestimmt. Daraus ergibt sich die Frequenz der abklingenden Schwingungen zu 17 kHz.

**Zusammenfassung**

An dem Beispiel des Helmprojektions-Empfängers „TD 2312 A“ wurde gezeigt, wie mit einem leistungsfähigen Oszillografen ein genauer Einblick in alle interessierenden Vorgänge gewonnen werden kann. Besonders aufschlußreiche Oszillogramme ergeben sich insbesondere bei Verwendung eines Mikroskop-Zeitbasis-Gerätes zur Untersuchung der Spannungsformen in den Ablenk- und Synchronisierteilen. Die Auswertung der gezeigten Oszillogramme (die also an einem einwandfrei arbeitenden Empfänger aufgenommen wurden) für das Studium der Fernsehtechnik, aber auch für die Reparaturtechnik an defekten Geräten, ergibt sich sinngemäß. In Abb. 6 (H. 11, S. 336) muß es für Spannung Spitze zu Spitze 75  $V_{55}$  heißen.

**Vorwärts im Beruf ohne Zeitverlust**

durch Radio- und Fernseh-Fernkurse! Prospekte über unseren altbewährten und erprobten Fernunterricht frei!

Unterrichtsunternehmen für Radiotechnik

**ING. HEINZ RICHTER**

Güntering 3 · Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.

**Röhren-Sonderangebot!**

Nur solange der Vorrat reicht, mit Übernahme-garantie (Nachnahmeversand)

AZ 1	DM 1,25	DF 25	DM 1,80	EBF 11	DM 5,60	RS 242	DM 2,25
AZ 12	DM 1,95	DAC 25	DM 1,80	EL 11	DM 4,90	RS 288	DM 2,25
AL 1	DM 3,25	DC 25	DM 1,—	KF 4	DM 2,25	UM 4	DM 4,50
CC 2	DM 1,20	DCH 25	DM 3,50	NF II	DM 1,80	UY 41	DM 2,35
CL 1	DM 3,75	EAA 11	DM 5,—	RG 62	DM 8,—	6 AC 7	DM 3,80
CL 4	DM 4,95	ECH 4	DM 5,60	RGN 2004	DM 1,85	6 K 7	DM 2,20
CBL 6	DM 4,95	ECH 11	DM 6,65	RL 12 P 35	DM 2,90	6V280/40	DM 9,—
						6V280/80	DM 15,—

Krefft-Pendler mit ECF 12, 6 Monate Garantie DM 16,75

**RADIO-FERN G.M.B.H., ESSEN, KETTWIGER STRASSE 56**

**Einmalige Gelegenheit!**

Vielfachinstrumente in Holzgehäuse, Drehspul 50 V, 250 V, 500 V, 50 mA, 100 k $\Omega$ m nur DM 16,— • Starterzellen-Prüfer in Holzgehäuse, Drehspul 30 V, 30 A, 3 V nur DM 15,— u. noch viele weit. Sonderangebote

Radio-Scheck - Nürnberg - Harsdörfer Platz 14



**FERNSEHTECHNISCHE ENTWICKLUNGSBERICHTE**

- in drei Heften, die jeder FS-Techniker und -Händler lesen sollte.
- Heft 1, 26 S. DIN A 4 Preis DM 6,60
  - „Das Ziel in der Fernsehtechnik.“
  - „Die Spiralverstärkeröhren und -kreise.“
- Heft 2, 19 S. DIN A 4 Preis DM 5,50
  - „Fernsehen auf diskontinuierlichem Träger mit Spiralverstärkeröhren und Makrofrequenzmodulation.“
- Heft 3, 20 S. DIN A 4 Preis DM 5,50
  - „Die Schaltung des Universal FS-Empfängers.“
  - „Die Selektiv-Schnittstufen an Stelle der ZF-Stufen.“

MACHEMA - Meßtechnik-Spiralverstärker-Fernsehtechnik  
**CHRISTIAN STROBEL, vorm. Max Ellmann, AUGSBURG 10**

*Neuerscheinung*

**RUNDFUNK-  
FERNSEH-  
GROSS-  
HANDEL**

Alleiniges Organ des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDR) e. V. für das Bundesgebiet und West-Berlin

*Wichtig für  
Produktion · Werbung · Verkauf*

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**  
Berlin-Borsigwalde (Westsektor)

**Neues kurzfristiges Sonderangebot**

AF 91 2,75 EBL 21 4,50 EF 42 3, — 6V 6 3,50  
 F 91 2,75 ECC 40 4, — EF 80 3,50 12 SG 7 3,35  
 K 91 3, — ECH 42 4, — EL 11 4,75 EL 2 3, —  
 trig. verp. ausl. Röhren versch. Fabrik. (Auszug aus  
 meiner neuen Preisliste) - 6 Monate Garantie  
 AL 4 6,75 UCH 42 5,90 1R 5 4,50  
 ECH 42 5,90 UCL 11 9,75 1T 4 4, —  
 EL 41 4,90 UL 41 4,90 3S 4 4, —

Röhren- u. Rundf.-Teile aus einer Hand  
 Bitte Liste anfordern

**RADIO-HELK, Coburg Ofr. - Tel. 4480**



**UKW-GROSS-SUPER**

10 Kreise — 5 Röhren zum Einbau.  
 Wechselstrom- und Allstrommodell  
**DM 99,60**

Fordern Sie Gratisdruckschrift

**SUPER-RADIO**

HAMBURG 20 - L 4

**Verkäufe**

Röhren-Hacker schickt Ihnen sofort kostenlos die neueste Röhren- und Material-Preisliste. Berlin-Neukölln, Silbersteinstraße 15, Ruf 62 12 12. Sie kaufen dort sehr günstig!

Größere Posten fabrikneuer original-verpackter Telefunken-Steuer- u. Filter-

**QUARZE**

(QL 30) 130 und 131 kHz sowie 455-468, 472 kHz und andere preisgünstig zu verkaufen. — Angeb. unter F.S. 7039

**Trafos, Trimmer und sonstige Kleinteile**

zu günstigen Preisen



**Lumophonwerke Nürnberg**

AEG-Magnetophon, AW 2 m-Verst.-Koffer, 1 Mischpult m. 2 Mikro-, 1 Bard-, 1 Pick-up-Eingang, getr. Höhen- u. Tiefen-Reg., 1 Philips-Langspiel-Chassis, 1 Polydor 10-Platten-Wechsler-Chassis. Gesamtneupreis DM 3250,—. Alles neuwertig z. vk. um DM 1675,—, auch einzeln. DIFA, Stuttgart, Haus Marquardt

Umformer, 12 V =/220 V/220 VA, Typ Engel, GWUZ 6090, fabrikneu, f. 250,— DM zu verkaufen. Angebote unter F. P. 7036

**Lautspr.-Körbe Quetschdrehkos Gehäuse**

zu günstigen Preisen



**Lumophonwerke Nürnberg**

**EUGEN QUECK**

NÜRNBERG · HALLERSTRASSE 5 · RUF 3 13 83

INGENIEUR-BÜRO  
 ELEKTRO-RUNDFUNK-GROSSHANDEL

**Einige Auszüge aus meinem Sonder-Angebot III/53**

Alle Röhren in Original-Fabrik-Verpackg. bzw. in meiner bunten 6 Monate Garantie-Faltschachtel

**Röhrensätze zu Konkurrenzl. Pr. m. 6 Mon. Gar.**  
**Rimlocksätze netto DM**  
 EAF 42 + EAF 42 + ECH 42 + EL 41 + AZ 41 20,50  
 EAF 42 + EAF 42 + ECH 42 + EL 41 + AZ 41 + EM 4 25,—  
 ECH 42 + EAF 42 + EL 41 + AZ 41 ..... 16,20  
 UAF 42 + UAF 42 + UCH 42 + UL 41 + UY 41 21,—  
 UAF 42 + UAF 42 + UCH 42 + UL 41 + UY 41 + U 2410 P 22,50  
 UAF 42 + UAF 42 + UCH 42 + UL 41 + UY 41 + UM 4 + U 2410 P 27,—  
 UCH 42 + UAF 42 + UL 41 + UY 41 ..... 16,90  
**Miniaturröhrensätze f. Batteriekooffgerät**  
 1R5(DK91) + 1S5(DAF91) + 1T4(DF91) + 3S4(DL92) 15,90  
 1R8(OX92) + 1S5(DAF91) + 1T4(DF91) + 3V4(DL94) 16,90  
**Volksempfängersätze**  
 RES 164 + REN 904 + REN 904 + RGN 354 11,90  
 RE 134 + REN 904 + REN 904 + RGN 354 11,50

**Amerikanische Röhren (Nettopreise)**  
 OZ 4A .. 4,75 5Z3 .. 4,25 6SQ7 .. 3,75 12SQ7 .. 4,25 24/76 .. 2,50  
 1L4 .. 3,40 6AK5 .. 7,10 7AB .. 6,25 14B6 .. 5,50 24/78 .. 2,—  
 1R5 .. 4,25 6AT6 .. 3,40 757 .. 7,50 25L6 .. 4,50 75 .. 5,—  
 1S5 .. 3,90 6C6 .. 3,25 12A6 .. 4,25 35A5 .. 5,50 80 .. 3,10  
 1T4 .. 3,90 6K8 .. 6,50 12AU6 .. 4,— 35L6 .. 4,50 958A .. 7,—  
 3A4 .. 4,50 6L6 .. 5,90 12BA6 .. 4,— 35Z5 .. 3,— 2051 .. 7,—  
 3Q4 .. 4,25 6SK7 .. 4,— 12K8 .. 6,25 50L6 .. 3,25 9002 .. 3,75  
 3S4 .. 3,90 6SL7 .. 4,90 12SA7 .. 4,— 50Y6 .. 6,50 9003 .. 3,75

**Europäische Röhren (Nettopreise)**  
 ABC1 .. 5,40 CK1 .. 11,50 ECL11 .. 9,25 KF3 .. 3,50 UEL11 .. 9,50  
 ACH1 .. 10,50 CL4 .. 9,10 EF11 .. 4,25 REN904 .. 1,90 UF42 .. 6,90  
 AD1 .. 11,50 CY1 .. 1,90 EF42 .. 5,90 RES164 .. 5,90 UL41 .. 4,75  
 AF7 .. 4,25 DCH11 11,80 EFM11 .. 6,90 RES964 .. 7,50 UM11 .. 7,—  
 AL4 .. 6,50 DL11 .. 7,75 EL12 .. 9,— RGN2504 .. 4,75 UY1N .. 3,50  
 AMZ .. 9,25 EBL1 .. 7,20 EL41 .. 4,75 RV12P2000 .. 6,75 VCL11 .. 9,25  
 A21 .. 1,90 ECH3 .. 7,10 EM11 .. 6,30 UAF42 .. 4,75 VF7 .. 7,85  
 AZ12 .. 2,50 ECH11 .. 8,50 K82 .. 4,— UCH42 .. 5,75 VL1 .. 8,95  
 AZ41 .. 1,95 ECH42 .. 5,50 KC3 .. 5,— UCL11 .. 9,25 VY2 .. 1,50

**Kommerzielle und Spezial-Röhren (Nettopreise)**  
 Ba .. 2,90 E406N .. 1,50 LG6 .. 2,— RL2T .. 1,— RL12P50 .. 5,95  
 Ca .. 2,90 LB6 .. 75,— NF2 .. 2,90 RL12P10 .. 4,30 SiV280/40 .. 19,—

Größe Anzahl weiterer Röhrentypen sowie Einzelteile zu sehr günstigen Preisen.  
 Bitte Röhren-Sonderangebot III/53 anfordern. Es handelt sich nur um fabriktreue Waren. Versand per Nachnahme mit 3% Skonto. Zwischenverkauf vorbehalten. Aufträge über DM100,— spesenfreier Versand. Lieferung unter DM10,— ohne Kassenskonto. Ihre gesch. Aufträge erbeten an  
**EUGEN QUECK, Elektro-Rundfunk-Großhandel, Nürnberg, Hallerstr. 5, Ruf: 3 13 83**

**Chiffreanzeigen**

Adressierung wie folgt: Chiffre . . . FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167

**Stellenanzeigen**

Chemo-Ing., 40 Jahre, ausgesprochener Fachmann für Fabrikation und Entwicklung, speziell im Radioröhrenbau, mit großen Erfahrungen in Chemie, Elektrochemie, Metallurgie, Kathoden u. Brennern, Werkstoffprüfung usw. und Auslandserfahrung, sucht zum 1. 9. 1953 möglichst verantwortungsvolle Stellung. Angebote erbeten unter F. O. 7035

Werkmeister, Elektrogeräte und Kondensatorenbau, wünscht sich in Dauerstellung bald zu verändern. Franz Vanhoefen, Kretfeld-Linn, Türkenbruch 47, bei Fr. Gerda Müller

HF-Techniker u. Rundfunk-Mech.-Meister (Gauß-Schule), 39 J., UKW- u. Fernseh-Amateur, langj. Praxis in Industrie u. Handwerk, sucht Stellung in Industrie oder Handel. Angebote unter F. Q. 7037

Ingenieur, Rundf.-Mech.- u. Elektro-Mstr., 37 J., sucht bes. Umstände halber neuen Wirkungskreis. Angeb. erb. u. F. H. 7029

Lehrstelle als HF-Mechaniker sucht sofort 17-jähriger Schüler der 10. Kl. der techn. Oberschule. Angebote unter F. G. 7028

Rundfunkmechan.-Meister, Fachkaufmann und Werbefachmann, 39 Jahre, mit langjährigen Erfahrungen in Führung von Werkstatt und Fachgeschäft, ruhig, gewissenhaft und sympathisch, sucht neuen Wirkungskreis in gelegentlichem Fachgeschäft oder Industriebetrieb. Südwestdeutschland bevorzugt. Angebote erbeten unter F. L. 7032

Elektrotechniker, 24 J., led., möchte sich gern in ein Gebiet der HF-Technik einarbeiten, bzw. sich auf einem Gebiet der HF spezialisieren. Umfangreiche mathematische Kenntnisse vorhanden, Radio-Fernkursus (Ing. Heinz Richter). Nebenberuflich als Bastler tätig. War auf dem Gebiet der NF-Technik beschäftigt. Angebote erbeten unter F. M. 7033

**Kaufgesuche**

Röhrenrestposten, Materialposten, Kassanankauf. Aheradio, Bln. SW11, Europahaus

Oszillographen, andere Labor-Meßgeräte und Radioröhren-Restposten kauft laufend Radio-Conrad, Berlin-Neukölln, Hermannstraße 19, Tel.: 62 22 42

Labor - Meßger. - Instrumente kauft lfd. Charlottenbg. Motoren, Berlin W35, 24 80 75

Wir suchen und zahlen Höchstpreise für Stabls 75/15, 150/15, 150/20, 280/80, 280/80 Z, 280/150, Röhren EF 14, LB 1, LB 8, LD 1, DG 3/1, HR 1/60/0,5, HR 2/100/1,5, RS 329, RV 218, RV 258, SA 102, P 2000, CA (Siemens), C 3 c, Siemens Relais Type 64a/Bv 3402/1

**RADIO-FETT • Berlin-Charlottenburg 5**  
 Kaiserdamm 6 und Wundtstr. 15

**Suche für Belgien**

**BATTERIEN**

für tragbare Radios oder Elemente aus amerikanischen Heeresbeständen

Offerten erbeten an Select-Electric, 16 r. Ph. de CHAMPAGNE, Brüssel

**Röhren**

ALLER ART

IN BEKANNTER QUALITÄT UND PREISWÜRDIGKEIT



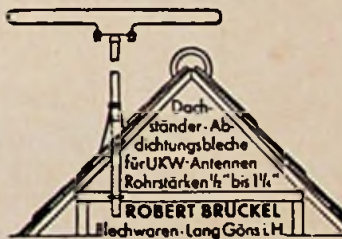
**RÖHRENSPEZIALDIENST**

**GERMAR WEISS**

IMPORT-EXPORT  
 FRANKFURT AM MAIN  
 TELEFON: 33844  
 TELEGR.: RÖHRENWEISS

**Tonfolien**  
**Melafon**

Me-tall-La-ck-Fo-lie  
 für Schallaufnahmen der Industrie,  
 Tonstudios, Radioanstalten und Amateure  
**WILLY KUNZEL • Tonfolienfabrik**  
 Berlin-Steglitz, Heesestraße 12



**MAGNETONGERÄTE**

**Sonderangebot 29,50 DM**

Baukasten für Zusatz zum Plattenspieler einschl. Oszillatorspule und Bauplan  
 Versand per Nachnahme solange Vorrat reicht. Händler Rabatte

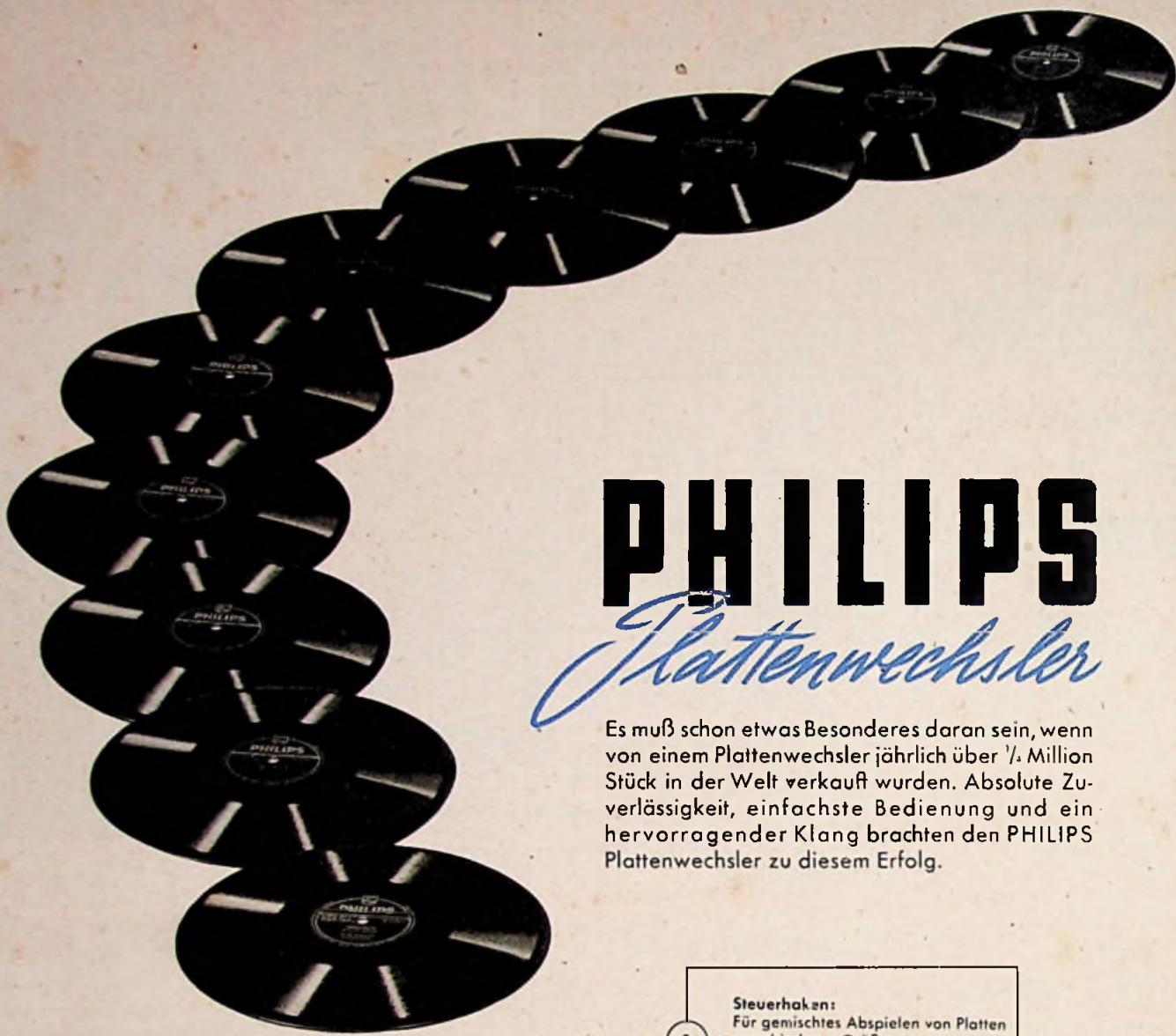
**TUNKER - MAGNETTECHNIK**  
 MULHEIM/RUNR

Ingenieur-Betrieb in Bremen sucht

**Garantie- u. Schaltarbeiten**

der Radio-Fernseh- u. Elektrobranche  
 Zuschriften erbeten unter F. Y. 7020

Leinwand



# PHILIPS

## Plattenwechsler

Es muß schon etwas Besonderes daran sein, wenn von einem Plattenwechsler jährlich über 1/2 Million Stück in der Welt verkauft wurden. Absolute Zuverlässigkeit, einfachste Bedienung und ein hervorragender Klang brachten den PHILIPS Plattenwechsler zu diesem Erfolg.



PHILIPS Plattenwechsler 2508 D  
ohne Pausenschalter DM 180.-  
mit Pausenschalter DM 200.-

- 1 **Steuerhaken:**  
Für gemischtes Abspielen von Platten verschiedener Größe.
- 2 **Tonkopf:**  
Das Herz des Wechslers für die hervorragende Tonwiedergabe. Umschaltbar für Normal- und Langspielplatten.
- 3 **Geschwindigkeitsumschalter:**  
Für Schallplatten mit 78, 45 und 33 1/3 Umdrehungen pro Minute.
- 4 **Durchmessereinstellung:**  
Zum Umschalten des Wechslers, wenn kleine 17,5 cm Platten (z. B. mit 45 U min.) automatisch gespielt werden sollen.
- 5 **Wiederholungsknopf:**  
Zur Wiederholung einer laufenden Platte.
- 6 **Pausenschalter:**  
Zum Einschalten einer 3 Minuten-pause zwischen den Platten.

