



FERNSEH

G.M.B.H.

HAUSMITTEILUNGEN AUS FORSCHUNG UND BETRIEB DER FERNSEH G.M.B.H., BERLIN

2. BAND • HEFT 3 • NOVEMBER 1941

Inhalt:

	Seite
Werner Hartmann Alfred Rothe	Der Schrot bei Photozellen mit Sekundäremissionsvervielfachung 81
Herbert Bähring	Hochspannungserzeugung aus dem Zeilenkipprgerät II 84
Kurt Brückersteinkuhl	Ausgleichsschaltungen in Breitbandverstärkern 90
* * *	Fernsehen — zeitgemäß 102

Die Zeitschrift erscheint in zwangloser Folge. Herausgeber: Fernseh G. m. b. H., Berlin-Zehlendorf, Goerzallee. Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist unter Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet. Schutzgebühr Inland: RM 1,50, Ausland RM 2,50.



FERNSEH G.M.B.H.

Hausmitteilungen aus Forschung und Betrieb der Fernseh G.m.b.H., Berlin

Verantwortlich für den Inhalt: Dr. Rolf Möller und Dr. Ing. Georg Schubert

2. Band

Heft 3

November 1941

Der Schrot bei Photozellen mit Sekundäremissionsvervielfachung.

Von Werner Hartmann und Alfred Rothe.

1. Einleitung.

Durch die Möglichkeit der Verstärkung photoelektrisch ausgelöster Elektronenströme mit Hilfe der Sekundäremissionsvervielfachung ist der Nachweis geringster Lichtintensitäten nur infolge des grundsätzlich nicht vermeidbaren Schrots begrenzt. Es ist dabei von besonderem Interesse, den von der Vervielfachung herrührenden Anteil am Schrot des Ausgangsstroms zu kennen.

Die Messungen wurden an mehreren hundert Photozellen mit SE-Vervielfacher (Abb. 1) durchgeführt, die von der Fernseh G.m.b.H. (1) hergestellt worden sind. Bei diesem Photozellentyp werden die an der Kathode der Zelle ausgelösten Elektronen in einem 18stufigen Vervielfacher in ihrer Zahl vermehrt, so daß sich bei einer Gesamtspannung von etwa 2000 Volt Verstärkungen bis zu mehreren Millionen ergeben. Bei einer mittleren Kathodempfindlichkeit von $40 \mu\text{A/L}$ (gemessen bei einer Farbtemperatur von 2370°K) lassen sich Ausgangsempfindlichkeiten von 80 A/L und mehr erzielen.

2. Die Berechnung des Schroteffekts.

Nach der Schottky'schen Theorie gilt für den mittleren Schrotstrom eines Stromes i_0 im Frequenzbereich Δf

$$(1) \quad i_{\text{schrot}} = F \sqrt{2 e \cdot i_0 \cdot \Delta f} \quad e = 1.59 \cdot 10^{-19} \text{ Coulomb.}$$

Da bei der Anwendung der Zellen der primäre Photostrom, der die wesentliche Schrotquelle darstellt, gesättigt ist, hat der die Schrotschwächung durch Raumladung berücksichtigende Faktor F den Wert 1.

Der primäre Photostrom i_0 wird durch den Sekundäremissionsvervielfacher v mal verstärkt; da die Verstärkung in weitem Bereich linear (1) ist, beträgt der Ausgangsphotostrom $i_{a \text{ phot}}$ also

$$i_{a \text{ phot}} = v \cdot i_0$$

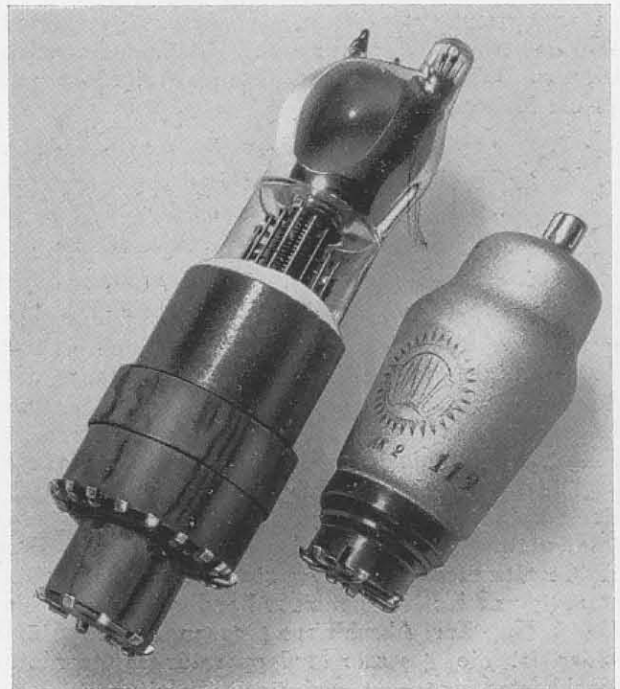


Abb. 1: Photozelle mit Sekundärelektronenverstärker Type LS 4/1 im Größenvergleich mit einer Rundfunkröhre.

Da auch die Schrotamplituden der Verstärkung unterliegen, ergibt sich zunächst für den Ausgangs-schrotstrom

$$(2) \quad i_{a \text{ schrot}} = v \cdot |2 \cdot e \cdot i_0 \Delta f| + 2e \cdot i_{a \text{ phot}} \cdot v \cdot \Delta f$$

Diese Ableitung hat aber nur unter Voraussetzung idealer Sekundäremission Gültigkeit, d. h. es ist angenommen, daß jedes auf eine Sekundäremissionskathode auftreffende Primärelektron genau die gleiche Zahl γ Sekundärelektronen auslöst ($\gamma = 1, 2, 3$ usw.). In Wirklichkeit liegt dieser Fall aber prak-

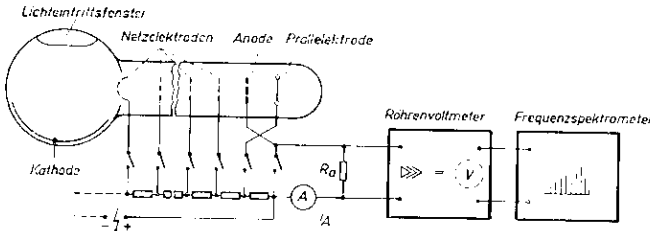


Abb. 2: Aufbau der Meßapparatur.

tisch niemals vor und unter Berücksichtigung der Ausbeuteverteilung wird ein Korrekturfaktor $\alpha < 1$, der also die Schroterhöhung durch den Vervielfacher angibt, einzuführen (2) sein. Damit wird aus Gleichung (2)

$$(3) \quad i_{a \text{ schrot}} = v \cdot \alpha |2e \cdot i_0 \Delta f| + \alpha |2e \cdot i_{a \text{ phot}} \cdot v \cdot \Delta f|$$

3. Die Meßanordnung.

Da die Rauschströme sehr klein sind, müssen sie so weit verstärkt werden, bis sie mit geeigneten Wechselstrom-Meßinstrumenten bestimmt werden können. Dabei ergeben sich folgende Anforderungen an die Meßapparatur (3):

1. Unempfindlichkeit gegen äußere Störfelder,
2. gegen die zu messende Rauscheinströmung kleines Eigenrauschen,
3. gut ablesbare Anzeige der Effektivwerte,
4. genaue Begrenzung des Frequenzbandes.

Die auf Grund dieser Forderungen benutzte Apparatur ist in Abb. 2 dargestellt. Im Anodenkreis der Photozelle liegt in Reihe mit dem zur Messung des Anodengleichstroms dienenden Amperemeter der Außenwiderstand $R_a = 10 \text{ k}\Omega$, dessen thermische Schrotspannung in der Größenordnung von $1 \mu\text{V}$ liegt. An ihm ruft der Schrotwechselstrom $i_{a \text{ schrot}}$ eine Wechselspannung hervor, die mit einem parallelschalteten Röhrenvoltmeter gemessen wird. Der Meßbereich dieses Effektivwerte anzeigenden Geräts beträgt 5 mV bis 10 V bei einer Bandbreite von 20 bis 20 000 Hz. Zur Abschirmung gegen äußere Störfelder ist die gesamte Meßapparatur in geerdete Blechkästen eingebaut, und für die Zuleitungen werden abgeschirmte Kabel benutzt. Für die Rauscheinströmung $i_{a \text{ schrot}}$ durch den Außenwiderstand R_a gilt somit

$$i_{a \text{ schrot}} = \frac{U_{\text{schrot}}}{R_a}$$

Zur spektralanalytischen Untersuchung des Schrots wird die verstärkte Rauschamplitude auf ein Tonfrequenzspektrometer gegeben, dessen Frequenzband so in verschiedene aneinander anschließende Bereiche aufgeteilt ist, daß die mittleren Frequenzen zweier Filter die Beziehung $\lg \frac{f_{n+1}}{f_n} = 0,1$ erfüllen. Zur quantitativen Auswertung wurde das Spektrometer mit einem Schwebungssummeer geeicht.

4. Meßergebnisse.

In Tabelle 1 sind für mehrere Zellen, deren Vervielfacher, wie schon erwähnt, aus 17 Netzlektroden und einer Prallplatte besteht und mit einer Gesamtspannung von 2300 Volt betrieben wird, Kathodempfindlichkeit, Sekundärelektronenvervielfachung, Anodenphotostrom und der Rauschstrom eingetragen. Stellt man den letzteren als Funktion der Wurzel aus dem Anodenphotostrom dar, so ergibt sich, wie nach Gleichung 3 zu erwarten, eine Gerade mit einem zu $\alpha |v|$ proportionalen Anstieg (Abb. 3).

Tabelle 1.

$i_a \mu\text{A}$	$i_{a \text{ schrot}} \mu\text{A}$			
	967	806	642	628
30	0.174	0.378	0.768	0.721
90	0.29	0.838	0.125	1.3
150	0.407	1.08	1.65	1.75
300	0.64	1.65	2.28	2.44
450	0.87	2.0	2.79	2.96
600	1.00	2.3	3.14	3.43
750	1.03	2.44	3.5	3.78
900	1.045	2.68	3.95	4.18
1000	1.07	2.79	4.07	4.3
$E_0 \mu\text{A} \cdot L$	40	45.3	54.3	44
$v \cdot 10^{-5}$	0.75	4.4	10.4	14
γ	1.79	1.98	2.1	2.12
α	1.83	1.73	1.61	1.48

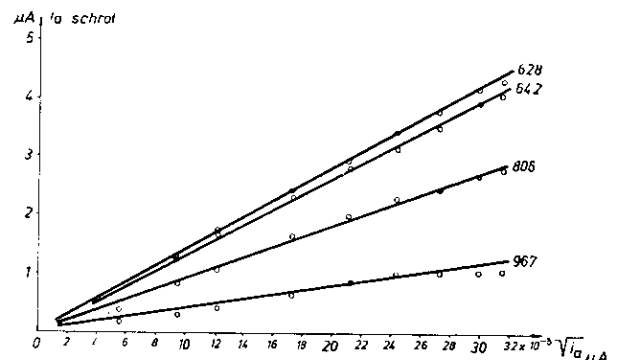


Abb. 3: Abhängigkeit des Rauschstroms vom Anodenstrom für Photozellen verschiedener Empfindlichkeit.

In der letzten Reihe von Tab. 1 sind die daraus errechneten Werte von α eingetragen, aus denen sich eine Abhängigkeit von α vom Sekundäremissionsfaktor δ der Stufen ergibt. Diese Abhängigkeit ist leicht einzusehen und steht in Übereinstimmung mit Messungen von Zworykin, Morton und Malter (4) an Vervielfachern mit 1, 2 und 3 Stufen. Auch der Absolutwert von α (es wurden nur einige Messungen als Beispiel angeführt, auch die übrigen an mehreren hundert Röhren durchgeführten ergeben gleiche Werte) entspricht theoretischen Abschätzungen (5).

In Abb. 4 ist ein mit dem Tonfrequenzspektrometer aufgenommenes Oszillogramm für $i_{a0} = 1 \text{ mA}$ wiedergegeben. Die Linien stellen die Rauschamplituden in einem durch ein Filter bestimmten Bereich dar. Da die Durchlaßbreiten der aneinander anschließenden Filter nicht untereinander gleich sind, sondern mit steigender Frequenz größer werden, ergibt sich eine mit steigender Frequenz wachsende Schrotamplitude. Wertet man das Spektrogramm durch Darstellung $i_{a \text{ schrot}} = f(\sqrt{\Delta f})$ aus, so ergibt sich (Abb. 5) ein linearer Verlauf, d. h. der Schrot ist in dem untersuchten Frequenzbereich konstant. Die Genauigkeit beträgt nur etwa 20%, da im Gegensatz zur Messung mit dem Röhrenvoltmeter die Form der Durchlaßkurven der einzelnen Filter in das Meßergebnis eingeht.

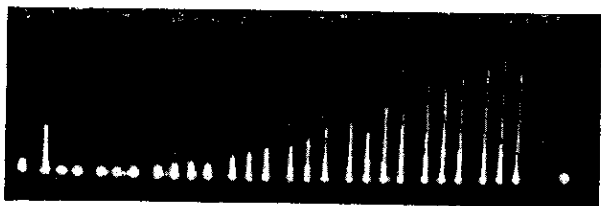


Abb. 4: Mit dem Tonfrequenzspektrometer aufgenommenes Oszillogramm.

5. Zusammenfassung.

Der theoretisch nach der ja vielfältig bestätigten Gleichung von Schottky ermittelte und der empirisch gefundene Schrotstrom einer Photozelle mit Sekun-

däremissionsvervielfacher werden einander gegenübergestellt. Die über den Schrot des primären Photostroms hinaus auftretende Erhöhung des Ausgangsschrotstroms beträgt, je nach dem Sekundäremissionsfaktor, 50 bis 80% und ist damit in guter Übereinstimmung mit ähnlichen Messungen und Berechnungen anderer Verfasser. Durch spektrale Zer-

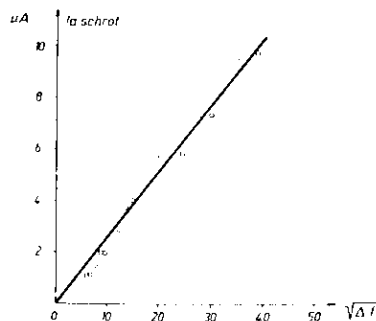


Abb. 5: Rauschstrom in Abhängigkeit von der Breite des untersuchten Frequenzbandes.

legung des Schrotstroms wird die Konstanz des Schrots im untersuchten Frequenzbereich nachgewiesen.

Die Messungen wurden am Lehrstuhl für Gerätetechnik der Wehrtechnischen Fakultät der Technischen Hochschule Berlin von Herrn Dr. A. Rothe, der auch an dieser Stelle Herrn Prof. Dr. H. Winkhaus für die Unterstützung der Arbeit durch Gewährung von Mitteln dankt, durchgeführt.

Literaturverzeichnis.

- (1) W. Hartmann, Über Photozellen mit Sekundärelektronenvervielfachern, Fernseh-Hausmitt. 1, 1939, 226.
- (2) W. Engbert, Das Rauschen bei Sekundäremission. Die Telefunkenröhre, Heft 13, 1938, 127.
- (3) H. Jacoby und W. Kirchgeßner, Die Raumladungsschwächung des Schrotreffekts III, Meßergebnisse, Wiss. Veröff. Siemens-Werk XVI, Band 1937, 42.
- (4) Zworykin, Morton and Malter, The secondary emission multiplier — a new electronic device, Proc. Inst. Rad. Eng. 24 (1936) 351.
- (5) W. Flechsig und M. Sandhagen, Über Elektronenverstärkeröhren mit statischer Sekundäremissionsvervielfachung, Fernseh-Hausmitt. 2, 1940, 16.

Hochspannungserzeugung aus dem Zeilenkippperät II.

Von Herbert Bähring.

Inhalt: Es wird in Fortsetzung der Arbeit von Bähring über Hochspannungserzeugung aus dem Zeilenkippperät (1. Bd., Heft 6, 1939, S. 220) die Belastungsabhängigkeit und der Zusammenhang zwischen erzeugter Hochspannung und erzeugtem Kippwinkel untersucht. Weiterhin werden Wege gezeigt, den Innenwiderstand der Hochspannungsquelle zu vermindern und die Leistungsaufnahme des Kippgerätes herabzusetzen.

Hochspannungserzeugung aus dem Zeilenkippperät.

Während in einer früheren Arbeit (1) das Problem der Hochspannungserzeugung an sich behandelt wurde und dabei insbesondere die Transformationsmöglichkeit der Spannung untersucht und neue Wege zur Erzeugung höherer Spannungen als bisher aus dem Zeilenkippperät gewiesen wurden, sollen im folgenden die beiden anderen wichtigen Fragen untersucht werden, nämlich die Belastungsabhängigkeit der Hochspannung und die Abhängigkeit der Hochspannung von der Kippleistung bzw. dem Kippwinkel.

Weiterhin werden Wege gezeigt, die eine Erhöhung der Hochspannung und Kippleistung bei noch kleinerer Gleichstromleistung ermöglichen.

Auch hier war es bei der mathematischen Erfassung der Probleme nötig, mit Näherungen zu arbeiten, um die Formeln nicht allzusehr zu komplizieren, so daß die Ergebnisse als Näherungsformeln zu betrachten sind.

Belastungsabhängigkeit der aus dem Kippgerät gewonnenen Hochspannung.

Die Belastungsabhängigkeit der Hochspannung der Braunschen Röhre bedingt bei Änderung der mittleren Bildhelligkeit infolge der Änderung des Strahlstromes eine Änderung der auftretenden Hochspannung und damit der Fleckschärfe des Elektronenstrahles. Es erscheinen dann insbesondere helle Bilder oder Bildpartien unscharf. Eine Untersuchung dieser Erscheinung hat ergeben, daß eine Hochspannungsänderung von weniger als etwa 3% (bei etwa 6 kV) nicht mehr als störend empfunden wird.

Wie schon früher beschrieben *)], wird die Hochspannung aus der während des Rücklaufes an der Induktivität des Kippgenerators auftretenden Spannungsspitze gewonnen. Der Vorgang ist dabei im wesentlichen folgender: Während des Hinlaufs wird durch den Stromkreis über die als Schalter wirkende Kippöhre und die in ihrer Anode liegende resultierende Induktivität in dieser ein Feld aufgebaut. Während des Rücklaufs wird die Kippöhre gesperrt,

bevor die Hochspannungsgleichrichterröhre stromdurchlässig wird, das heißt aber, es muß die Hochspannung allein aus der während des Hinlaufs an die Induktivität abgegebenen magnetischen Energie gewonnen werden. Der Hochspannungskippgenerator nimmt die entnommene Hochspannungsleistung nicht als zusätzliche Gleichstromleistung auf.

Während der Hochspannungsgenerator im Leerlauf die EMK der Rücklaufspitze als Leerlaufspannung U_{H_0} in Erscheinung treten läßt, wird diese im

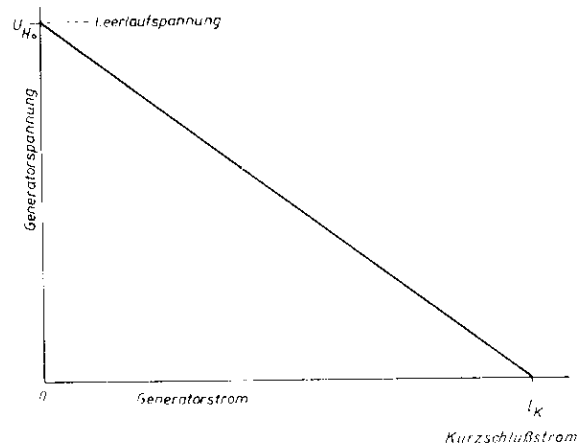


Abb. 10: Belastungsabhängigkeit der Hochspannung eines Kippgenerators in Zusammenhang mit der Leerlaufspannung und dem Kurzschlußstrom.

Kurzschlußfall bei einem Kurzschlußstrom I_K am Innenwiderstand R_{ig} verbraucht (Abb. 10), derart, daß die Kurzschlußleistung gleich der vom Kippgenerator aufgenommenen Gleichstromleistung ist.

$$(22) \quad U_{H_0} \cdot I_K = N_G$$

Wird außer der Hochspannungsleistung der Schaltung noch andere Leistung N_p entzogen, z. B. durch Wirbelströme oder Heizung der Gleichrichterröhren, so muß sein

$$(23) \quad N_p + U_{H_0} \cdot I_K = N_G$$

Da nun der in Erscheinung tretende Innenwiderstand des Generators durch $R_{ig} = \frac{U_{H_0}}{I_K}$ definiert wird, ist also

$$(24) \quad R_{ig} = \frac{U_{H_0}^2}{N_G} = \frac{U_{H_0}^2}{N_p + N_G}$$

*) Fernseh-Hausmitt. 1, 1939, 220.

Aus dieser Gleichung geht hervor, daß jede Leistungsverminderung der Kippschaltung bei gleicher Hochspannung nur dadurch erkauft werden kann, daß der Innenwiderstand des Hochspannungsgenerators erhöht wird. Während sich der Innenwiderstand des Hochspannungsgenerators beim Empfänger DE 7 (2) und beim Einheitsempfänger (3) zu $R_{iG} = 0,95 \text{ M}\Omega$ berechnet (gemessen $1,6 \text{ M}\Omega$), steigt der Innenwiderstand des Generators mit vierstufiger Hochspannungserzeugung nach Abb. 8 auf $R_{iG} = 14 \text{ M}\Omega$ (gemessen $17 \text{ M}\Omega$). Der Innenwiderstand wächst quadratisch mit der Stufenzahl.

In Abb. 11 sind die Meßwerte für die Belastungsabhängigkeit eines dreistufigen Hochspannungskipptransformators dargestellt. Die gemessene

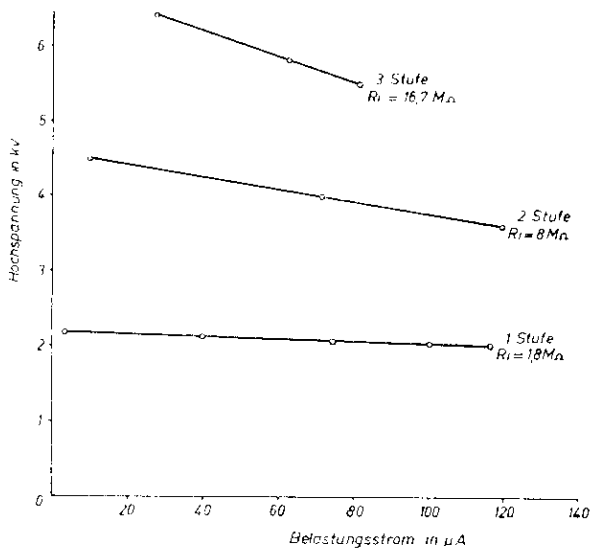


Abb. 11:

Belastungsabhängigkeit der einzelnen Stufen eines Kippgenerators mit dreistufigem Transformator.

Änderung der Belastungsabhängigkeit der einzelnen Stufen entspricht in genügender Näherung der erwarteten.

Diese Erkenntnis, daß ein Hochspannungskipptransformatorgerät mit kleinem Innenwiderstand bei kleiner Primärleistungsaufnahme nicht möglich ist, drängt zu der Verwendung von Stabilisationsmitteln für mehrstufige Hochspannungskipptransformatoren.

Ein bisher angewandtes Mittel für die Beseitigung der Störwirkung der Belastungsabhängigkeit von hochohmigen Hochspannungsgeneratoren war die Konstanthaltung des Generatorstromes durch eine parallel zur Braunschen Röhre und gegenphasig zu dieser gesteuerten Kompensationsröhre. Der Nachteil dieser Kompensationsart liegt jedoch darin, daß eine abgeglichene und gegenphasige Steuerung erforderlich ist, je nach Art der Braunschen oder Kompensationsröhre. Eine von der Art des Verbrauchers unabhängige und daher wesentlich vorteilhaftere Methode ist die, daß dem hochohmigen Hochspannungsgenerator eine Vorrichtung mit hohem Gleichstrom- und geringem Wechselstromwiderstand

parallel geschaltet wird, z. B. eine konstant vorge-spannte Triode, deren Wechselstrominnenwiderstand gleich dem für die Belastungsabhängigkeit noch zulässigen Wert ist (Abb. 12)*). Eine derartige anodenseitig gesteuerte Triode wirkt wie eine vorgespante

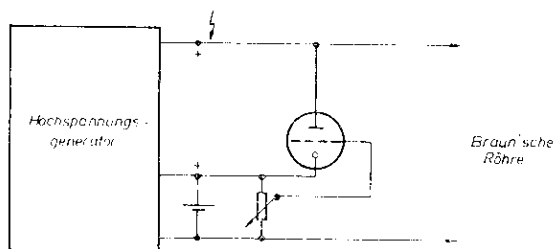


Abb. 12:

Hochspannungsstabilisierung mittels anodengesteuerter Triode.

Diode, obgleich nur ein dem Durchgriff dieser Röhre entsprechender Bruchteil der Vorspannung, die für eine Diode erforderlich wäre, als Vorspannung erforderlich ist. Abb. 13 zeigt die Belastungskurve eines vierstufigen Hochspannungskipptransformators ohne und mit Kompensationstriode**).

Ist es schaltungstechnisch zulässig, daß die Braunsche Röhre zusammen mit der Kompensationsröhre ihre Vorspannung mittels eines gemeinsamen Kathodenwiderstandes erzeugt, so kann diese ent-

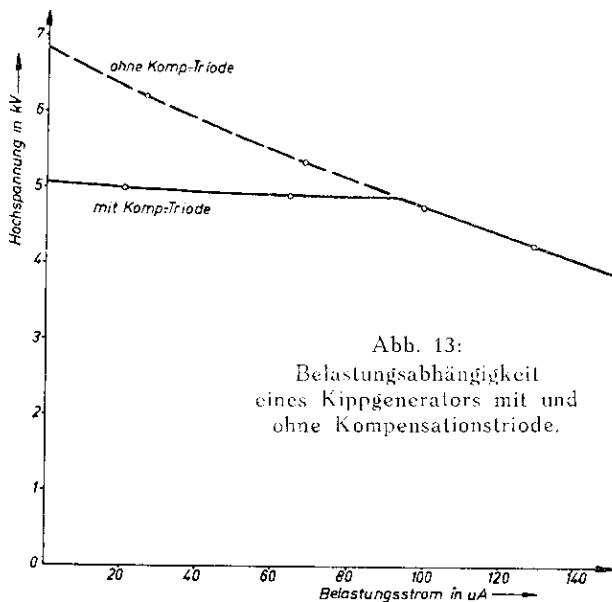


Abb. 13:

Belastungsabhängigkeit eines Kippgenerators mit und ohne Kompensationstriode.

sprechend Abb. 14 gleichzeitig dazu benutzt werden, die Kompensationsröhre im Rhythmus der Stromschwankungen gitterseitig gegenphasig zur Braunschen Röhre zu steuern und damit den scheinbaren Innenwiderstand der Kompensationstriode weiterhin zu vermindern***).

*) Vorschlag: H. Bähring.

**) Entwicklung der Kompensationstriode: W. Haß.

***) Vorschlag: U. Knick.

In dieser Schaltung bezeichnet ΔI die Gesamtstromänderung, ΔI_k die Kompensationsstromänderung, ΔI_b die Stromänderung der Braunschen Röhre, ΔU_a die Anodenspannungsänderung, R den Wert des gemeinsamen Kathodenwiderstandes, R_g den Innenwiderstand des Hochspannungsgenerators, S die

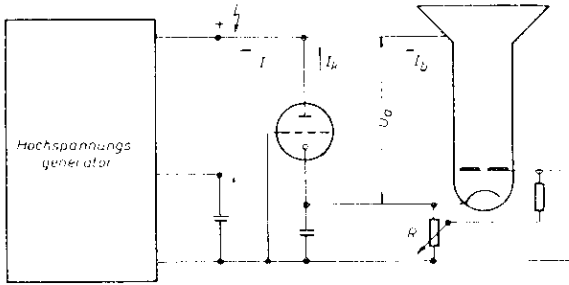


Abb. 14:

Hochspannungsstabilisierung mittels anoden- und gittergesteuerter Triode.

Steilheit, R_i den Innenwiderstand und D den Durchmesser der Kompensationsröhre. Da

$$\frac{\Delta I}{\Delta U_a} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I \cdot R_g} + \frac{\Delta I_b}{\Delta I \cdot R_g},$$

und $S = \left(\frac{\Delta I \cdot R}{D \cdot \Delta U_a} \right) \Delta I_k$ ist,

ergibt sich der scheinbare Leitwert des Hochspannungsgenerators zu:

$$R_G = \frac{1}{\frac{\Delta I_b}{\Delta U_a} + \frac{S \cdot R}{R_g} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g}}$$

bzw. dessen Innenwiderstand

$$(25) \quad R_G = \frac{1}{\frac{S \cdot R}{R_g} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g}}$$

Der in Erscheinung tretende Innenwiderstand des Hochspannungsgenerators setzt sich danach aus drei

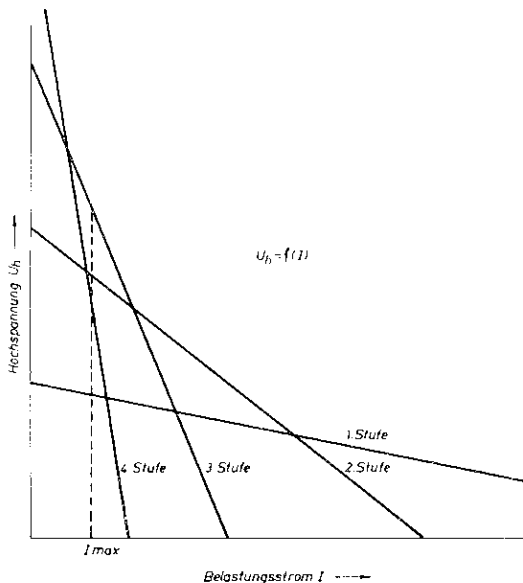


Abb. 15:

Überschneidung der Belastungsabhängigkeitskurven der einzelnen Stufen eines mehrstufigen Transformators.

parallel geschalteten Widerständen zusammen, dem Generatorwiderstand R_g , dem Innenwiderstand R_i und dem Steuerwiderstand $\frac{R_g}{S R}$ der Kompensationsröhre. $R_G = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g} + \frac{S \cdot R}{R_g}}$ stellt den scheinbaren Wider-

stand des Hochspannungsgenerators mit anodenspannungsgesteuerter Kompensationsröhre nach Abbildung 12 dar.

Die Kompensationsröhre wird mittels ihrer Vorspannung so eingestellt, daß sie bei Dunkelsteuerung der Braunschen Röhre einen Strom führt, der dem Strahlstrom der Braunschen Röhre bei größter Helligkeit entspricht. Für Stromwerte oberhalb dieses Wertes ist die Belastungsabhängigkeit des Hochspannungsgenerators vollkommen gleichgültig. Um eine möglichst hohe Anodenspannung bei einer vorgeschriebenen Belastung zu erhalten, ist es daher am zweckmäßigsten, die Stufenzahl so hoch zu wählen, daß im Maximalstromwert noch eine Spannungserhöhung auftritt. Bei einer Belastungsabhängigkeit z. B. nach Abb. 15 wird für den Maximalstromwert I_{max} die Höchstspannung bei drei Stufen erreicht.

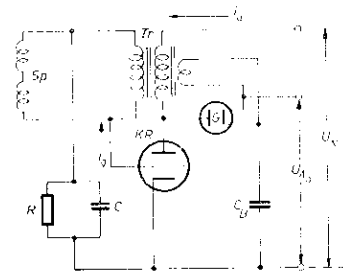


Abb. 1: Transformatorkipprgerät mit Hochspannungserzeugung unmittelbar an der Anode der Kippöhre.

Die ideale Belastungskennlinie des Hochspannungsgenerators wird also innerhalb des Verbraucherstromes durch eine horizontale, darüber hinaus durch eine steil abfallende Linie dargestellt, deren Gefälle einer aufgenommenen Gleichstromleistung entspricht, die annähernd gleich der Summe aus abgegebener Hochspannungsleistung und Verlustleistung der Schaltung ist. Es ist somit eine Schaltung erstrebenswert, die bei unverminderter Ablenkleistung in den Ablenkspulen ein Minimum an Verlustleistung benötigt. Da die Ablenkleistung eine reine Blindleistung ist, ist diese Forderung grundsätzlich erfüllbar. Bei der Entwicklung einer derartigen Schaltung war die Erkenntnis maßgebend, daß der Großteil der Verlustleistung des Kippgerätes nach Abb. 1 im Gitterwiderstand R des RC-Gliedes verbraucht wird. Im Idealfall ist die gesamte vom Kippgerät aufgenommene Gleichstromleistung gleich der in den Ablenkspulen auftretenden Blindleistung, wird transformiert entsprechend dem Übersetzungsverhältnis des Transformators und im Widerstand R wieder in Gleichstromleistung umgesetzt.

In der Schaltung gemäß Abb. 1 wirkt die Gitterkathodenstrecke der Kippöhre als vorgespannte Linearisierungsdiode, und es ist schaltungstechnisch nicht möglich, die in R verbrauchte Energie dem eigenen Kippgerät nutzbar zu machen. Dagegen gelingt die Nutzbarmachung, sobald man eine besondere vorgespannte Linearisierungsdiode für das Kippgerät verwendet, den Diodenwiderstand R wegläßt und den Batteriestrom der gleichstrommäßig freihängenden Elektrode der Diode zuführt*). In Abb. 16 ist dies für eine Schaltung durchgeführt, bei der die vorgespannte Diode parallel zur Gitterwicklung geschaltet ist. Sie kann sinngemäß auch über einen Teil der Anodenspule gelegt werden, so daß der Strom des positiven Zweiges über die Diode geführt werden muß.

Eine derartige Schaltung arbeitet jedoch nur dann mit günstigstem Wirkungsgrad, wenn der Diodenstrom, der über das RC-Glied fließen würde, gleich dem Strom ist, der durch das Kippgerät fließt.

Während, wie oben beschrieben, in der bisherigen Schaltung das Verhältnis der Blindleistung N_b zur aufgenommenen Gleichstromleistung N_g sich im günstigsten Fall wie 1:1 verhält, konnten mit der

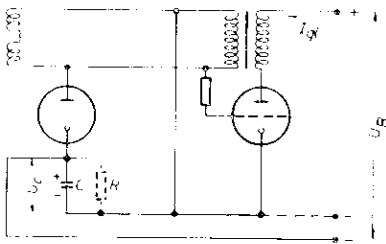


Abb. 16:
Schaltung zur Energierückgewinnung.

beschriebenen Energierückgewinnungsschaltung bereits Leistungsverhältnisse $\frac{N_b}{N_g} = 5$ erzielt werden.

In der beschriebenen Energierückgewinnungsschaltung tritt die Diodenvorspannung U_c zusätzlich zur Batteriespannung U_g als treibende Kippgerätespannung U_n auf, so daß die bisher angeführten Formeln auch für diese Schaltung gelten, wenn $U_n = U_g + U_c$ in die Gleichungen eingesetzt und als Gleichstromleistung $N_b = I_{gl} \cdot U_b = I_{gl} (U_n - U_c)$ gesetzt wird, so daß sich die aufgenommene Leistung der Energierückgewinnungsschaltung bei gleichbleibender Ablenkleistung um den Betrag $I_{gl} \cdot U_c$ gegenüber der bisherigen Schaltung verringert. Maßgebend für die Hochspannungserzeugung ist die wirksame Scheinleistung der Schaltung $I_{gl} \cdot U_n$. Diese ist aber auch maßgebend für die Hochspannungserzeugung, und es ist daher leicht einzusehen, daß die Wahl des Kippwinkels und der Hochspannung nicht mehr frei erfolgen kann, sondern beide miteinander zwangsmäßig verbunden sind.

*) Vorschlag: H. Bähring

Zusammenhang zwischen Kippschwingungsamplitude, Form der Ablenkspulen und erzeugter Hochspannung.

In Heft 2 unserer Hausmitteilungen wurde eine gute Näherungsformel für die Ablenkung des Elektronenstrahls bei gegebener Anodenspannung entwickelt.

$$(26) \quad \frac{A}{l} = 0,24 (i \cdot n) \frac{a \cdot I_A}{b^2} \left| \frac{1}{U} \right.$$

wobei A die Amplitude, $(i \cdot n)$ die Ampèrewindungszahl des Ablenksystems, a die Spulenbreite, b die diagonale Entfernung der Längsleiter, l die mittlere Spulenlänge des Ablenksystems, l die projizierte Zeigerlänge und U die Anodenspannung der Braunschen Röhre ist. (Die Gleichung gilt in Zeilenrichtung auch für den Ablenkhub A_z , wobei $n \cdot i$ der Zeilenampèrewindungshub ist.)

Um die Gesetzmäßigkeit zwischen Ablenkwinkel und der aus dem Kippgerät erzeugten Hochspannung zu bestimmen, müssen weiterhin erst die Zusammenhänge zwischen Induktivität und Spulenabmessungen, der Induktivität des durch die Ablenkspulen belasteten Kipptransformators und der Abhängigkeit der Spulenlänge von dem Ablenkwinkel bestimmt werden.

Induktivität des Ablenksystems.

Das Ablenkspulensystem besteht aus zwei um den Röhrenhals liegenden Spulen I und II, die durch eine Form der Abb. 17 ersetzt gedacht werden können.

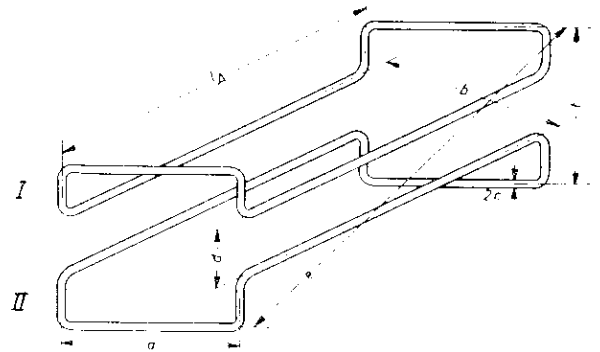


Abb. 17:
Schematische Darstellung der Ablenkspulen.

nen. Sie haben je eine Induktivität L_I mit der Windungszahl n und eine Gegeninduktivität L_{II} . Es ist dann die Gesamtinduktivität des Systems bei Reihenschaltung der Spulen

$$(27) \quad L = 2 (L_I + L_{II} - L_I)$$

Die Induktivität L_I und die Gegeninduktivität L_{II} ergibt sich aus dem magnetischen Fluß durch eine Schleife und aus der Ableitung der Gegeninduktivität

eines jeden Leiters mit der gegenüberliegenden Schleife zu

$$(28) \quad L_{II} = \frac{\mu_0 \cdot \mu \cdot n^2}{2\pi} \left[I_A \cdot \ln \left(\frac{b}{d} \right)^2 + a \ln \left(\frac{e}{f} \right)^2 \right]$$

und

$$(29) \quad L_I = \frac{\mu_0 \cdot \mu \cdot n^2}{4 \cdot \pi} \left[I_A \ln \frac{a}{c} + a \ln \frac{I_A}{c} \right]$$

die innere Induktivität L_i über die Ableitungen der magnetischen Energie $dW = \frac{1}{2} \int \mathfrak{H} \cdot d\mathfrak{V}$ des Leiterinneren

und die Energiebilanz $W = \frac{L_i^2}{2}$ zu

$$(30) \quad L_i = \frac{\mu_0 \cdot \mu \cdot n^2}{8 \cdot \pi} (I_A \cdot a)$$

wobei $\mu = 4\pi \cdot 10^{-9} \left[\frac{V_{sec}}{A_{cm}} \right]; \mu = 1$

und die übrigen Größen die in Abb. 17 eingezeichneten Längen sind.

Es wird also die Windungsinduktivität des Ablenksystems

$$(31) \quad \frac{L}{n^2} = \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \left[I_A \cdot \ln \frac{a}{c} + a \cdot \ln \frac{I_A}{c} + \frac{1}{2} \left[I_A \cdot \ln \left(\frac{b}{d} \right)^2 + a \ln \left(\frac{e}{f} \right)^2 \right] + \frac{I_A \cdot a}{4} \right] \cdot K$$

zur Erzielung eines homogenen Feldes muß

$$d \approx \frac{b}{2} \cdot \frac{a}{b} \cdot \cos 30^\circ$$

gewählt werden. Ist weiterhin $f \approx \frac{e}{2}$, so wird

$$\frac{L}{n^2} = \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \left[I_A \cdot \ln \frac{2a}{c} + a \cdot \ln \frac{2I_A}{c} + \frac{I_A \cdot a}{4} \right] \cdot K$$

oder durch Reihenentwicklung

$$(32) \quad K \approx 5.5 \cdot 10^{-9} [I_A + a]$$

Resultierende Induktivität des durch die Ablenkspulen belasteten Kipptransformators.

Aus den bekannten Transformatorgleichungen

$$a) \quad U_1 = J_1 (R_1 + j\omega L_{11}) + J_2 j\omega M$$

$$b) \quad U_2 = J_2 (R_2 + j\omega L_{22}) + J_1 j\omega M$$

und der Sekundärbelastungsgleichung

$$c) \quad U_2 = J_2 (R_2 + j\omega L)$$

wobei U_1 Primärspannung, J_1 Primärstrom, U_2 Sekundärspannung, J_2 Sekundärstrom, R_1 Ohmscher Widerstand der Primärspule, $L_{11} = K_1 \cdot n_1^2$ Induktivität der Primärspule, R_2 Ohmscher Widerstand der Sekundärspule, $L_{22} = K_2 \cdot n_2^2$ Induktivität der Sekundärspule, M die Gegeninduktivität der Primär- und Sekundärwicklung, R der Ohmsche Widerstand der Ablenkspulen und $L = K n^2$ die Induktivität der Ablenkspulen ist, ergibt sich aus $U_1 = f(I_1)$ bei kleiner Streuung eine resultierende Induktivität

$$(33) \quad L_{1r} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \frac{L}{1 + L/L_{22}}$$

Weiterhin folgt aus den drei Gleichungen a) bis c)

(unter der Bedingung, daß $\frac{L_{22}}{R_2} \cdot \frac{L}{R} \gg \frac{2\pi}{\omega}$ ist zur Erzielung eines linearen Sägezahnstromes im Transformatorausgangskreis), das Ampèrewindungsübersetzungsverhältnis

$$(34) \quad \ddot{u} = \frac{J_2 n}{J_1 n_1} \frac{n}{n_1} \left[\frac{L_1}{L_2} \frac{1}{1 + L/L_{22}} \right] \frac{K_2}{K_1} \frac{L_{L_{22}}}{L_{L_{22}}}$$

und unter Einführung der Windungsinduktivität des

Transformators $K_1 = \frac{L_{11}}{n_1^2} = \frac{L_{22}}{n_2^2}$ und der Windungs-

induktivität der Ablenkspulen $K = \frac{L}{n^2}$ wird:

$$(35) \quad L_{1r} = K \left(1 + \frac{L}{L_{22}} \right) \left(\frac{J_2 n}{J_1} \right)^2 = K \left(1 + \frac{L}{L_{22}} \right) (i \cdot n)^2$$

Abhängigkeit der Spulenlänge vom Ablenkwinkel und der Strahlänge.

Bei der Untersuchung dieser Abhängigkeit ist zu beachten, daß der Elektronenstrahl beim Schreiben eines Bildrasters mit dem Seitenlängenverhältnis A_z^2 , außer der Länge A_z in der Zeilenrichtung, in Bild-A_B richtung A_B zu schreiben hat, so daß eine resultierende Auslenkung $A_B = \sqrt{A_z^2 + A_B^2}$ zustande kommt. Für diese Auslenkung wird die Forderung gestellt, daß der Elektronenstrahl nicht am Hals der

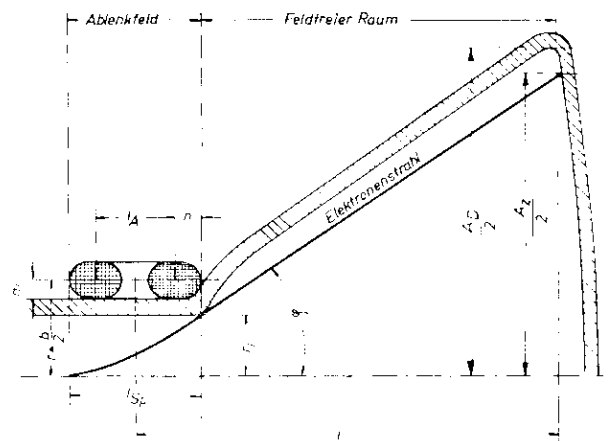


Abb. 18: Ablenkung des Elektronenstrahls in der Braunschen Röhre.

Braunschen Röhre anstößt. Hat nach Abb. 18 der Hals der Braunschen Röhre den Innenradius r_i , der in beiden Koordinaten voll ausgelenkte Elektronen-

strahl die projizierte Zeigerlänge l , so ist bekanntlich näherungsweise

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{A_{II}}{2l} \frac{r_i}{l_{sp,2}}$$

(l_{sp} Spulenlänge, l Zeigerlänge des Elektronenstrahls); oder

$$l_{sp} = \frac{4r_i l}{A_{II}} \frac{1}{A_z} \left[1 + (A_{B, A_z})^2 \right]$$

oder da $l_{sp} = l_A \cdot s$ ist (l_A mittlere Spulenlänge, s Stirnleiterbreite), wird:

$$l_A = \frac{4r_i l}{A_z} \frac{1}{1 + (A_{B, A_z})^2} \quad S$$

Da zur Erreichung einer guten Linearität des Kippstromes die Zeitkonstante der Ablenkspulen und damit der Spulenquerschnitt nicht willkürlich klein gewählt werden können, ist im Bereich der technischen Ausführungsmöglichkeit der Spulen und der Braunschen Röhre näherungsweise

$$(36) \quad l_A \approx 2 \frac{r_i \cdot l}{A_z}$$

Zusammenhang zwischen Ablenkwinkel und Hochspannung.

Nun folgt aus den vorstehend abgeleiteten Gleichungen

$$\left. \begin{aligned} (16) \quad U_{II} &= L_A \cdot i_{a, \max} \left[2 \sqrt{\frac{T}{T_1 \cdot T_2}} \left[1 + Z \right] \right] \\ (26) \quad \frac{A_z}{l} &= 0,24 (i_2 n) \frac{a \cdot l_A}{b^2} \left[\frac{1}{U_{II}} \right] \\ (35) \quad L_A &= L_{1r} \cdot K \cdot \left(1 + \frac{L}{L_{22}} \right) (i_2 n)^2 \\ (32) \quad K &\approx 5,5 \cdot 10^{-9} (l_A + a) \end{aligned} \right\} A_z = 0,24 \left[\dots \right]$$

und da weiterhin näherungsweise

$$i_{a, \max} = 2l_{gl} \left[1 - \frac{n_g \cdot \bar{i}_g}{n_a \cdot i_a} \right] \approx 2 \cdot \frac{a}{b} \cos 30^\circ = 0,86;$$

$a \approx 2r_i$; $b = 2r$ und $l_A \approx 2 \frac{r_i \cdot l}{A_z}$ ist, folgt weiter

$$(37) \quad \frac{A_z}{l} \approx 220 \sqrt[3]{\frac{I_{gl} \cdot T_2 \left(\frac{T_1}{T} \right) \cdot r_i \cdot 0,74 \cdot |2|}{5,5 \cdot 10^{-9} \left(\frac{A_z}{l} + 1 \right) \left(1 + \frac{L}{L_{22}} \right) (1 + Z) \cdot r^2}}$$

Die Lösung der Gleichung führt schnell durch wiederholtes Einsetzen zu einer besseren Näherungslösung. Damit ist eine Näherungsformel gefunden für den Zusammenhang zwischen Ablenkwinkel φ , Kippgeräte-Gleichstrom I_{gl} , Rücklaufzeit T_2 , Anpassungsfaktor $\frac{L}{L_{22}}$, Übersetzungsverhältnis $1 + Z$ und In-

nenradius r_i des Braunschen Rohres (bei voller Ausnutzung des Röhrenhalsdurchmessers).

In der nachfolgenden Tabelle ist die Formel durch einige Meßwerte nachgeprüft worden.

Hochspannung	$U_{II} [KV]$	7,6	7
mittlerer Anodenstrom	$I_{gl} [mA]$	95	77
Innenradius des Röhrenhalses	$r_i [cm]$	1,8	1,3
mittlerer Spulenkreis	$r [cm]$	2,3	1,8
Rücklaufzeit	$T_2 [10^{-6} \text{sec}]$	8,2	9
Anpassungsfaktor	$\frac{L}{L_{22}} - $	0,08	0,08
$\left(\frac{A_z}{l} \right)$ gemessen	—	1,05	1,08
$\left(\frac{A_z}{l} \right)$ gerechnet	—	1,14	1,15

Obleich in der Rechnung häufig mit Näherungsbedingungen gerechnet werden mußte, stimmen die gemessenen und berechneten Werte einigermaßen gut überein. Der Grund liegt darin, daß etwaige Fehler nur gering in die dritte Wurzel eingehen.

$$\left. \begin{aligned} & i_{a, \max} \cdot T_2 \left(\frac{T_1}{T} \right) \\ & a \cdot l_A \cdot l \left(1 - \frac{n_g \cdot \bar{i}_g}{n_a \cdot i_a} \right) \end{aligned} \right\} \frac{1}{b^2} \left[\dots \right]$$

Die Gleichungen (14) (16) (35) führen zu einer Formel für den Zusammenhang zwischen Gleichstrom des Kippgerätes I_{gl} , Rücklaufzeit T_2 , Hochspannung U_{II} und resultierender Anoden-Kathodenkapazität der Kippschaltung C_A .

$$(38) \quad I_{gl} \cdot T_2 \approx 3,5 U_{II} C_A \frac{T_1}{T} \frac{1 + (1 + Z) \frac{C_D}{l_A}}{1 + Z}$$

so daß die Gleichung (37) auch in der Form ausgedrückt werden kann

$$(39) \quad \frac{A_z}{l} \approx 330 \sqrt[3]{\frac{U_{II} \cdot C_A \left(\frac{T_1}{T} \right)^2 \left[1 + (1 + Z) \frac{C_D}{l_A} \right] r_i}{\left(1 + \frac{A_z}{l} \right) \left(1 + \frac{L}{L_{22}} \right) (1 + Z)^2 r^2}}$$

Durch die Gleichungen (37) bis (39) sind die Zusammenhänge zwischen dem Ablenkwinkel φ und der aus dem gleichen Kippgerät erzeugten Hochspannung der Braunschen Röhre und den sonst daran beteiligten Größen erlaßt. Die Gleichungen gelten mit der gleichen Genauigkeit auch für die Hoch-

*) Fernseh-Hausmitt. 1. 1939, 227.

spannungserzeugung unmittelbar aus den im Anodenkreis einer Verstärkerstufe liegenden Ablenkspulen. Hierfür muß lediglich z und $\frac{L}{L_{22}}$ gleich Null gesetzt werden. Die Gleichungen gelten auch für die beschriebene Energierückgewinnungsschaltung, da nicht die zurückgewonnene Spannung, sondern lediglich der Kippgerätestrom in die Formel eingeht.

Zusammenfassung.

Die Untersuchung der Belastungsabhängigkeit des als Hochspannungsgenerator dienenden Zeilenkippergerätes ergibt, daß eine Hochspannungserhöhung bei gleichbleibender Gleichstromleistung stets mit einer Erhöhung des Innenwiderstandes der Hochspannungsquelle verbunden ist. Zur Konstanzhaltung der Hochspannung empfiehlt es sich, eine anodenspannungsgesteuerte oder anodenspannungs- und gitterspannungsgesteuerte Triode mit hohem Gleichstrom- und geringem Wechselstromwiderstand parallel zum hochohmigen Hochspannungsgenerator zu schalten und damit den resultierenden Innenwiderstand der Hochspannungsquelle

praktisch auf den Wechselstrominnenwiderstand der Triode herabzudrücken. Auf diese Weise wird man unabhängig vom Innenwiderstand und der Leistungsaufnahme der Hochspannungserzeugungsquelle. Es werden Schaltmöglichkeiten gezeigt, die Leistungsaufnahme durch Rückgewinnung der im RC-Glied verbrauchten Energie noch weiter zu verringern. Die Rückgewinnung gelingt mittels einer besonderen Diode, die gleichzeitig als Linearisierungsdiode arbeitet. Weiterhin wird der Zusammenhang zwischen erzeugter Hochspannung und der erzeugten Auslenkung des Elektronenstrahls untersucht. Die Gleichungen (37) und (39) zeigen, daß der Kippwinkel lediglich mit der dritten Wurzel aus I_{2f} bzw. U_H ansteigt, so daß die Änderungsmöglichkeit des Kippwinkels durch diese Größen nur gering ist. Eine wirksame Beeinflussung des Kippwinkels ist lediglich durch die Zahl der Hochspannungsstufen möglich.

Schrifttum.

- (1) H. Bähring, Fernseh Hausmitt. 1, 1939, 220.
- (2) F. Rudert, Fernseh Hausmitt. 1, 1938, 37.
- (3) Siehe Fernseh Hausmitt. 1, 1939, 153.

Ausgleichsschaltungen in Breitbandverstärkern.

Von Kurt Brückersteinkuhl.

Inhalt: Zweck der Untersuchungen ist, diejenigen Bedingungen festzulegen, denen Breitbandniederfrequenzverstärker mit Ausgleichsschaltungen bei konstanter Verstärkung im Übertragungsbereich genügen müssen. Untersucht werden Widerstandsverstärker mit Kompensationsschaltungen und mit Filterschaltungen. Die Ergebnisse der Rechnung für die Verstärkung bei günstigster Bemessung werden mit Messungen verglichen. Berechnung von Verstärkerelementen einschließlich Ausgleichsgliedern unter der Voraussetzung, daß nur der Übertragungsbereich und der im Übertragungsbereich maximal zulässige Verstärkungsabfall gegeben sind.

1. Einleitung.

In der Fernstechnik unterscheidet man zwischen niederfrequenter und trägerfrequenter Übertragung breiter Frequenzbänder, wobei niederfrequente Übertragung im Gegensatz zur trägerfrequenten Übertragung die unmittelbare Übertragung breiter Frequenzbänder einschließlich sehr niedriger Frequenzen bedeutet. Zur Verstärkung bei niederfrequenter Breitbandübertragung werden allgemein Widerstandsverstärker benutzt, die zur Erzielung eines möglichst großen Verstärkungsbereiches mit besonderen Schaltelementen versehen werden. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf solcher Widerstandsverstärker. Aus der Fülle der möglichen und bereits bekannt gewordenen

Schaltungen sollen einige wenige in der Praxis erprobte und bewährte Schaltungen herausgegriffen und Vorschriften für die Bemessung der Schaltelemente entwickelt werden. Die im folgenden behandelten Schaltungen können in zwei verschiedene Gruppen unterteilt werden: nämlich in solche, bei denen die zwischen Anode und Kathode einer Verstärkerröhre liegende Spannung unmittelbar auf das Gitter der nächstfolgenden Röhre übertragen wird, und solche, bei denen diese Spannung nicht unmittelbar, sondern über einen Spannungsteiler auf das Gitter der nächstfolgenden Röhre übertragen wird. Im ersten Falle liegt meist in Reihe mit dem Anodenwiderstand eine Induktivität; parallel zum Anodenwiderstand bzw. zur Induktivität können

weitere Schaltelemente angeordnet werden. Diese Schaltungsart wird als Kompensationsschaltung bezeichnet. Im zweiten Falle wird in die Verbindung von Anode und Gitter eine Induktivität eingeschaltet; parallel zur Induktivität können weitere Ausgleichselemente liegen. Da diese Schaltungsart Filtereigenschaften besitzt, wird sie als Filterschaltung bezeichnet. Auch eine Kombination der Kom-

unvermeidlich. Diese Fehler, die — bezogen auf die Gesamtverstärkung — an sich klein sind, werden beim praktischen Abgleich automatisch mit berücksichtigt; sie verhindern aber, daß die Vorausberechnung von Ausgleichsgliedern höherer Ordnung praktischen Wert hat. Erfahrungsgemäß ist es aus diesen Gründen nicht zweckmäßig, Ausgleichsglieder von höherer als zweiter Ordnung zu benutzen. Im folgenden sollen daher nur Schaltungen mit ein oder zwei Ausgleichselementen behandelt werden.

Beim Aufbau von Verstärkern, die für niederfrequente Fernsehübertragung bestimmt sind, muß außer der Amplitudenbedingung noch die Phasenbedingung berücksichtigt werden d. h. die Spannungsamplitude soll über einen möglichst großen Bereich konstant sein, und im gleichen Bereich soll das Phasenmaß der Frequenz direkt proportional oder mit anderen Worten die Phasenlaufzeit konstant sein. Man geht meist so vor, daß man zunächst die zur Einhaltung der Amplitudenbedingung günstigste Schaltung ermittelt und nachträglich prüft, ob und in welchem Maße die Phasenbedingung für diese günstigste Schaltung erfüllt ist. Im allgemeinen, bei nicht zu großer Verstärkerstufenzahl, ist eine besondere Phasenkorrektur nach Erfüllung der Amplitudenbedingung nicht erforderlich. Die nachfolgenden Rechnungen betreffen die zur Einhaltung der Amplitudenbedingung günstigste Bemessung von Breitbandverstärkern mit Hochfrequenzpentoden, die allgemein zur Breitbandverstärkung benutzt werden. Da der Durchgriff solcher Pentoden vernachlässigbar klein ist, kann der Anodenstrom der Verstärkerröhre als der Gitterspannung direkt proportional angesetzt werden; die Rechnung gewinnt in diesem Falle an Übersichtlichkeit.

2. Allgemeine Rechnungsgrundlagen.

Der allgemeine Gang der Rechnung soll zunächst für beide Schaltungsarten — Kompensationsschaltung und Filterschaltung — kurz erläutert werden. In beiden Fällen gilt unter der oben erwähnten Voraussetzung — vernachlässigbar kleiner Durchgriff — die Ausgangsgleichung

$$(1) \quad I_a \cdot S \cdot U_1$$

wobei I_a den Anodenstrom, S die Steilheit und U_1 die am Gitter der ersten Röhre liegende Eingangsspannung bedeuten. Nach den Abbildungen 1 und 2 gelten nun ferner die nachfolgenden Gleichungen. Hierbei bedeuten U_2 die am Gitter der nachfolgenden Röhre liegende Ausgangsspannung, U_1 die Verstärkung und $\mathfrak{W}, \mathfrak{W}_1, \mathfrak{W}_2, \mathfrak{W}_3$ komplexe Scheinwiderstände.

Kompensationsschaltung.

$$(2) \quad I_a \cdot \mathfrak{W} \cdot U_2$$

$$(3) \quad \frac{U_2}{U_1} = S \cdot \mathfrak{W}$$

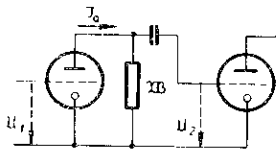


Abb. 1:
Kompensationsschaltung.

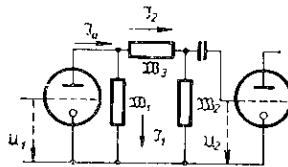


Abb. 2:
Filterschaltung.

pensations- und Filterschaltung ist möglich und vorgeschlagen worden; sie ist jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Untersuchungen aus dem gleichen Grunde, aus dem auch Kompensations- und Filterschaltungen mit größerer Zahl von Ausgleichselementen nicht betrachtet werden sollen.

Bei einem normalen Widerstandsverstärker ohne besondere Ausgleichselemente wird der Übertragungsbereich durch die parallel zum Anodenwiderstand liegende schädliche Kapazität der Verstärkerröhre und Verstärkerschaltung begrenzt. Um den Übertragungsbereich zu erweitern und die übertragene Spannung über einen möglichst großen Bereich konstant zu halten, ist es erforderlich, den Einfluß dieser Kapazität zu beseitigen. Zu diesem Zwecke werden, wie erwähnt, in der Verstärkerschaltung in irgendeiner Art Induktivitäten angeordnet. Zum weiteren Ausgleich können nun als Ausgleichsglieder höherer Ordnung abwechselnd Kapazitäten und Induktivitäten, ferner auch Widerstände angeordnet werden. Es leuchtet ein, daß mit der Zahl der Ausgleichsglieder zwar die Größe des Übertragungsbereichs zunimmt, gleichzeitig aber auch die Anforderungen wachsen, die an die Güte des Abgleichs gestellt werden müssen. Wenn z. B. in einer Kompensationsschaltung als Ausgleichsglied erster Ordnung eine Induktivität dient, so beträgt die als Ausgleichsglied zweiter Ordnung dienende und parallel zum Anodenwiderstand liegende Kapazität nur noch wenige Pikofarad, so daß bei ihrer Bemessung bereits die Eigenkapazität des Anodenwiderstandes berücksichtigt werden muß. Bei Ausgleichsgliedern höherer Ordnung spielen die mehr oder weniger zufälligen Eigenschaften der Verstärkerschaltung und des räumlichen Verstärkeraufbaues eine noch größere Rolle; die Korrekturen, die beim Abgleich erforderlich werden, liegen in diesen Fällen in der Größe des Ausgleichselementes selbst. Es kommt hinzu, daß ein Breitbandverstärker in den seltensten Fällen aus nur einer Verstärkerstufe besteht. Beim Zusammenbau mehrstufiger Verstärker sind jedoch mehr oder weniger große Rückwirkungen der einzelnen Stufen aufeinander

Filterschaltung.

$$(4) \quad \begin{matrix} \mathfrak{Z}_1 & \mathfrak{W}_2 + \mathfrak{W}_3 \\ \mathfrak{Z}_2 & \mathfrak{W}_1 \end{matrix}$$

$$(5) \quad \mathfrak{Z}_a \cdot S \cdot \mathfrak{U}_1 \quad \mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2 \quad \mathfrak{Z}_2 \cdot \frac{\mathfrak{W}_1 + \mathfrak{W}_2 + \mathfrak{W}_3}{\mathfrak{W}_1}$$

$$(6) \quad \mathfrak{U}_2 + \mathfrak{Z}_2 \cdot \mathfrak{W}_2$$

$$(7) \quad \begin{matrix} \mathfrak{U}_2 & \mathfrak{W}_1 + \mathfrak{W}_2 \\ \mathfrak{U}_1 & S \cdot \mathfrak{W}_1 + \mathfrak{W}_2 + \mathfrak{W}_3 \end{matrix}$$

Zur Berechnung des Verstärkungsgrades ist es nach Gleichung (3) und (7) in beiden Fällen nötig, den Absolutwert von Scheinwiderständen bzw. von Rechengrößen in der Dimension eines Scheinwiderstandes zu bestimmen. Nach Bestimmung dieses Absolutwertes läßt sich der Verstärkungsgrad allgemein auf folgende Form bringen.

$$(8) \quad \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = S \cdot W \cdot \sqrt{\frac{1 + p_1 \cdot \omega^2 \cdots p_n \cdot \omega^{2n}}{1 + q_1 \cdot \omega^2 \cdots q_n \cdot \omega^{2n} + q_{n+1} \cdot \omega^{2n+2}}}$$

wobei W einen reellen Widerstand bedeutet. Wenn der Verstärkungsgrad möglichst konstant sein soll, müssen die entsprechenden Ausdrücke in Zähler und Nenner des unter der Wurzel stehenden Bruches einander gleich sein.

$$(9) \quad \frac{p_1 \cdot q_1}{p_n \cdot q_n}$$

Die Faktoren $p_1 \dots p_n, q_1 \dots q_n$ können je nach der Schaltung zum Teil gleich Null werden. Der Index n ist z. B. bei Kompensationsschaltungen mit einem Ausgleichsglied gleich 1 und mit zwei Ausgleichsgliedern gleich 2. Aus den Gleichungen (9) lassen sich nun diejenigen Bedingungen ableiten, denen die einzelnen Ausgleichsglieder bei günstigster Bemessung genügen müssen. Durch Einsetzen dieser günstigsten Größen in die ursprüngliche Gleichung (8) erhält man für die Verstärkung bei günstigster Bemessung die Formel

$$(10) \quad \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = S \cdot W \cdot \sqrt{\frac{1 + q_1 \cdot \omega^2 + \dots + q_n \cdot \omega^{2n}}{1 + q_1 \cdot \omega^2 + \dots + q_n \cdot \omega^{2n} + q_{n+1} \cdot \omega^{2n+2}}}$$

Sie läßt sich oft auf sehr einfache Form bringen.

3. Günstigste Bemessung von Kompensationsschaltungen.

Der im Anodenkreis liegende komplexe Scheinwiderstand (Abb. 1) setzt sich bei einer Kompensationsschaltung zusammen aus einer Parallelschaltung von Anodenwiderstand R , kombiniert mit Ausgleichselementen, sowie den schädlichen Kapazitäten der vor- und nachgeschalteten Röhre und der Verstärkerschaltung; sie können in einer einzigen Ersatzkapazität C zusammengefaßt werden. Bei einem normalen Widerstandsverstärker ohne Kompensationsschaltung ist der Scheinwiderstand \mathfrak{W} ,

$$(13) \quad \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = S \cdot R \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \left(\frac{L^2}{R^2} + 2LC \right) + \omega^4 L^2 C_h^2}{1 + \omega^2 \left(R^2 (C + C_h)^2 + 2LC \right) + \omega^4 \left(L^2 C^2 + 2R^2 L C C_h (C + C_h) + \omega^4 L^2 R^2 C^2 C_h^2 \right)}}$$

wie Abb. 3 a vergleichsweise zeigt, eine Parallelschaltung von schädlicher Kapazität C und Anodenwiderstand R . Bei einer Kompensationsschaltung mit einem Ausgleichselement liegt in Reihe mit dem Anodenwiderstand R eine Induktivität L (Abb. 3 b); und bei einer Kompensationsschaltung mit zwei Ausgleichselementen ist über den Anodenwiderstand R zusätzlich eine Kompensationskapazität C_k geschaltet (Abb. 3 c). Die Parallelschaltung von C und L stellt einen Schwingungskreis dar, dessen Resonanzfrequenz durch entsprechende Bemessung von L oberhalb oder am oberen Ende des Übertragungsbereiches festgelegt wird. Bei denjenigen Frequen-

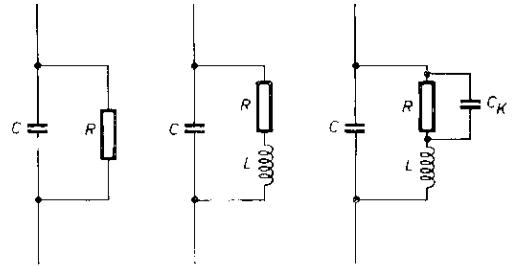


Abb. 3 a: Widerstandsverstärker ohne Kompensationsschaltung.

Abb. 3 b: Kompensationsschaltung mit einem Ausgleichselement.

Abb. 3 c: Kompensationsschaltung mit zwei Ausgleichselementen.

zen, bei denen infolge der Wirkung von C allein ein Absinken der Spannung erfolgen würde, wird durch die Induktivität L eine Kompensation erzielt. Die Hinzunahme einer Ausgleichskapazität C_k gestattet ferner, die Resonanzfrequenz des aus C und L gebildeten Schwingungskreises nach tieferen Frequenzen zu verlegen, die Induktivität L also größer zu machen. Bei einer vergrößerten Induktivität würde ohne die Zuschaltung der Ausgleichskapazität bereits ein Anheben der Spannung bei hohen Frequenzen erfolgen; dieser Spannungsanstieg wird durch die Ausgleichskapazität C_k gerade wieder kompensiert, so daß im ganzen eine zusätzliche Erweiterung des Übertragungsbereiches erfolgt.

Für den Verstärkungsgrad der Schaltungen ohne und mit Kompensation ergeben sich nach Gleichung (3) die folgenden Ausdrücke

a) ohne Kompensation

$$(11) \quad \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = S \cdot R \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

b) mit Kompensation — ein Ausgleichselement

$$(12) \quad \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = S \cdot R \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \frac{L^2}{R^2}}{1 + \omega^2 (R^2 C^2 + 2LC) + \omega^4 L^2 C^2}}$$

c) mit Kompensation — zwei Ausgleichselemente

Die Bedingungsgleichungen (9) lauten für den Fall eines Ausgleichselementes — s. Gleichung (12)

$$(14) \quad \frac{L^2}{R^2} = R^2 C^2 = 2LC$$

und für den Fall von zwei Ausgleichselementen — s. Gleichung (13).

$$(15) \quad \frac{L^2}{R^2} = 2LC_k = R^2(C + C_k)^2 = 2LC$$

$$L^2 C_k^2 = L^2 C^2 = 2R^2 L C C_k (C + C_k).$$

Nach L bzw. L und C_k aufgelöst, ergeben (14) und (15) folgende Bemessungsregeln:

Kompensation mit einem Ausgleichselement (Abb. 3b und Gleichung (12), (14))

$$(16) \quad L = (|2 - 1|) R^2 C.$$

Kompensation mit zwei Ausgleichselementen (Abb. 3c und Gleichung (13), (15))

$$(17) \quad L = (|3 - 1|) R^2 C$$

$$C_k = (2 - |3|) C.$$

Näherungsweise

$$(17a) \quad L \approx \frac{3}{4} R^2 C$$

$$C_k \approx \frac{C}{4}.$$

Diese Bemessungsregeln sind bekannt und zum Teil bereits früher vom Verfasser angegeben*).

Setzt man die Werte von L bzw. L und C_k in die zugehörigen Verstärkungsformeln ein, so ergeben sich ferner folgende Formeln für die Verstärkung bei günstigster Bemessung.

$$(18) \quad \frac{U_2}{U_1} = S \cdot R \cdot \sqrt{\frac{1 + m^2 R^2 C^2 (|2 - 1|)^2}{1 + m^2 R^2 C^2 (|2 - 1|)^2 + m^4 R^4 C^4 (|2 - 1|)^2}}$$

$$(19) \quad \frac{U_2}{U_1} = S \cdot R \cdot \sqrt{\frac{1 + m^2 R^2 C^2 (|4 - 8| |3|) + m^4 R^4 C^4 (|52 - 30| |3|)}{1 + m^2 R^2 C^2 (|4 - 8| |3|) + m^4 R^4 C^4 (|52 - 30| |3|) + m^6 R^6 C^6 (|52 - 30| |3|)^2}}$$

In Abb. 4 sind Verstärkungsmessungen an Verstärkern ohne und mit günstigster Bemessung wiedergegeben. Kurve 1 und 2 beziehen sich auf Kompensation mit einem Ausgleichselement, und Kurve 3—5 auf Kompensation mit zwei Ausgleichselementen. Man erkennt, daß sich für den ersten Fall bei günstigster Bemessung geradliniger Verstärkungsverlauf (Kurve 2) und bei einer beliebigen, nicht günstigsten Bemessung ungeradliniger Verstärkungsverlauf (Kurve 1) ergibt. Auch bei Kompensation mit zwei Ausgleichselementen ergibt sich eine nahezu geradlinige Kurve (Kurve 3) bei Bemessung von L und C_k entsprechend Gleichung (17). Es zeigt sich aber, daß der Verstärkungsverlauf noch verbessert werden kann, wenn die Kapazität C_k , die rechnermäßig 9,5 pF beträgt (Kurve 3), auf 7,5 pF (Kurve 4) und 5,5 pF (Kurve 5) ermäßigt wird. Dies ist, wie bereits in der Einleitung erwähnt wurde, darauf zurückzuführen, daß die natürliche Schaltkapazität der Verstärker-

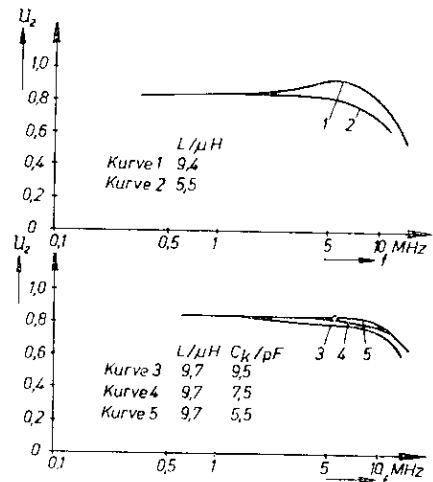


Abb. 4: Ausgangsspannung kompensierter Verstärkerschaltungen in Abhängigkeit von der Frequenz
 $C = 37 \text{ pF}$, $R = 600 \Omega$.

elemente gegenüber der Ausgleichskapazität nicht mehr vernachlässigbar klein ist. Wie durch Messungen festgestellt werden konnte, betrug die parallel zur Ausgleichskapazität liegende Schaltkapazität etwa 3—4 pF entsprechend der Differenz von 9,5—5,5 pF. Aus dieser Tatsache ergibt sich die praktische Regel, die nach Formel (17) berechnete Ausgleichskapazität C_k um etwa 5 pF kleiner zu machen, als der Rechnung entspricht. Man erkennt, daß in praxi schon bei einem Ausgleichselement zweiter Ordnung u. U. Korrekturen angebracht werden müssen.

4. Günstigste Bemessung von Filterschaltungen.

Es liegt nahe, die der Anoden- bzw. Gitterseite einer Verstärkerstufe zugeordneten schädlichen Ka-

pazitäten durch eine Induktivität zu einem Filterglied zu ergänzen; demgemäß wird die in Abb. 5 dargestellte Filterschaltung häufig angewendet.

Dem Scheinwiderstand \mathfrak{W}_1 der allgemeinen Filterschaltung Abb. 2 entspricht in diesem Falle eine Parallelschaltung von schädlicher Kapazität C_1

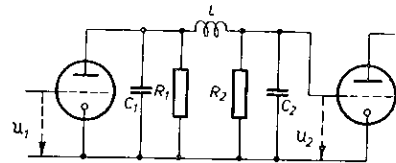


Abb. 5: Filterschaltung.

und Anodenwiderstand R_1 , dem Scheinwiderstand \mathfrak{W}_2 eine Parallelschaltung von schädlicher Kapazität C_2 und Gitterableitwiderstand R_2 , dem Scheinwider-

*) Vgl. Fernseh Hausmitt., 1 (1939), 149.

stand \mathbb{W}_3 die Induktivität L . Der in Abb. 2 gezeichnete Blockkondensator ist hier der Übersichtlichkeit halber fortgelassen worden. Der Gitterableitwiderstand R_2 braucht allgemein nicht groß gegenüber R_1 zu sein. Die Aufgabe der Rechnung besteht darin, L und R_2 in Abhängigkeit von C_1 , C_2 und R_1 für günstigste Bemessung zu bestimmen. In Anwendung von Gleichung (7) auf den vorliegenden Fall erhält man

$$(20) \quad \begin{aligned} & \frac{U_2}{U_1} = S \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{j \omega L (1 + j \omega R_1 C_1) (1 - j \omega R_2 C_2) + R_1 (1 - j \omega R_2 C_2) + R_2 (1 + j \omega R_1 C_1)} \\ & S \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left[1 + \omega^2 \cdot \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \left\{ L^2 - 2L(R_1^2 C_1 + R_2^2 C_2) + R_1^2 R_2^2 (C_1 - C_2)^2 \right\} \right. \\ & \quad \cdot \omega^4 \cdot \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \left\{ L^2 (R_1^2 C_1^2 + R_2^2 C_2^2) - 2L R_1^2 R_2^2 C_1 C_2 (C_1 - C_2) \right\} \\ & \quad \left. + \omega^6 \cdot \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} \cdot L^2 R_1^2 R_2^2 C_1^2 C_2^2 \right] \end{aligned}$$

Die Bedingungsgleichungen (9) haben die Form

$$(21) \quad \begin{aligned} L^2 - 2L(R_1^2 C_1 + R_2^2 C_2) - R_1^2 R_2^2 (C_1 - C_2)^2 &= 0 \\ L^2 (R_1^2 C_1^2 + R_2^2 C_2^2) - 2L R_1^2 R_2^2 C_1 C_2 (C_1 - C_2) &= 0 \end{aligned}$$

Diese Bedingungsgleichungen haben zwei verschiedene Lösungen, nämlich

1. Lösung

$$(22) \quad \begin{aligned} L &= \frac{R_1^2 C_1}{R_1 + R_2} (C_1 - C_2) \\ R_2 &= \frac{C_1}{C_2} \\ R_1 &= C_2 \end{aligned}$$

2. Lösung

$$(23) \quad \begin{aligned} L &= R_1^2 C_2 (3C_2 - C_1) \\ R_2 &= \frac{C_1}{C_2} \\ R_1 &= \frac{3C_2 - C_1}{3C_1 - C_2} \end{aligned}$$

wobei die zweite Lösung (23) nur im Bereich $\frac{1}{3} < \frac{C_2}{C_1} < 3$ Gültigkeit haben kann. Durch Einsetzen der Lösungen (22) bzw. (23) in Gleichung (20) erhält man die für günstigste Bemessung gültigen Verstärkungsformeln. Mit der Abkürzung $\frac{C_2}{C_1} = m$ lauten die zugehörigen Lösungen und Verstärkungsformeln

1. Lösung

$$(24) \quad \begin{aligned} L &= \frac{1-m}{m} R_1^2 C_1 \\ R_2 &= 1 \\ R_1 &= m \end{aligned}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1+m} S \cdot R_1 \cdot \frac{1}{[1 + \omega^6 R_1^6 C_1^6]}$$

2. Lösung für $\frac{1}{3} < m < 3$

$$(25) \quad L = \frac{3m-1}{m} R_1^2 C_1$$

$$\begin{array}{c|c} R_2 & 1 \\ R_1 & m \end{array} \left| \begin{array}{c} 3m-1 \\ 3m-1 \end{array} \right.$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1+m} S \cdot R_1 \cdot \frac{1}{\left| \begin{array}{c} 3m-1 \\ 3m-1 \end{array} \right|^2}$$

$$\left[1 + \omega^6 \frac{(3m-1)^2}{(m+3)(m-1)^2} R_1^6 C_1^6 \right]$$

Für wachsende Werte von m ($m > 1$) wird die erste Lösung immer weniger brauchbar, da der Widerstand R_2 umgekehrt proportional m ist und die Verstärkung entsprechend abnimmt. Die erste Lösung dürfte daher vorzugsweise im Bereich $m < 1$ anwendbar sein. Bei sehr kleinen Werten von m wächst allerdings auch die Induktivität stark an. Für den Sonderfall $m = 1$ liefern beide Lösungen die gleichen Resultate, nämlich

1. und 2. Lösung: $m = 1$ bzw. $C_2 = C_1$

$$(26) \quad \begin{aligned} L &= 2R_1^2 C_1 \\ R_2 &= 1 \\ R_1 &= 1 \\ \frac{U_2}{U_1} &= S \frac{R_1}{2} \frac{1}{[1 + \omega^6 R_1^6 C_1^6]} \end{aligned}$$

Dieser Sonderfall betrifft den Fall eines normalen, auf beiden Seiten mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossenen Filters. Aus $L = 2R_1^2 C_1$ folgt nämlich $R_1 = \sqrt{\frac{L}{2C_1}}$ Z, wobei Z den Wellenwiderstand bedeutet. Das in seinen Kapazitäten abgegliche und mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossene Filter stellt also hinsichtlich der Amplitudenbedingung nur einen speziellen Fall unter vielen möglichen Fällen dar. Die zweite Lösung ist im Bereich $\frac{1}{3} < m < 1$ ohne besonderes Interesse, da der Widerstand R_2 und mit ihm die Verstärkung bei Annäherung an

den Wert $m = \frac{1}{3}$ stark abnehmen. Im Grenzfall $m = \frac{1}{3}$ ist R_2 und $\frac{U_2}{U_1} = 0$. Dagegen interessiert der Bereich $1 < m < 3$. Für den Grenzfall $m = 3$, d. h. $C_2 = 3 C_1$ ergibt sich

2. Lösung: $m = 3$ bzw. $C_2 = 3 C_1$

$$(27) \quad L = \frac{8}{3} R_1^2 C_1$$

$$R_2$$

$$R_1$$

$$U_2$$

$$U_1$$

$$S \cdot R_1 \cdot \left[1 + 2^m \cdot \omega^m \cdot R_1^m \cdot C_1^m \right]$$

Wählt man also zur Erzielung einer hohen Verstärkung den Gitterableitwiderstand sehr groß gegenüber dem Anodenwiderstand, so kann man einen

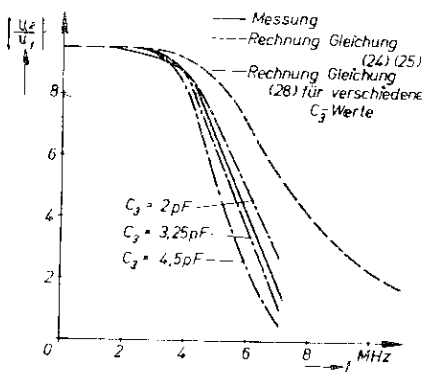


Abb. 6: Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz $m = 1$ (1. u. 2. Lösung). $R_1 = R_2 = 1900 \Omega$, $L = 97,5 \mu\text{H}$, $C_1 = C_2 = 13,5 \text{ pF}$.

geradlinigen Verstärkungsverlauf erhalten, wenn man die schädliche Kapazität auf der Gitterseite durch Zusatzkapazitäten auf den dreifachen Betrag der schädlichen Kapazität der Anodenseite ergänzt. Die Verstärkung ist in diesem Falle doppelt so hoch wie bei einem normalen Filter ($S \cdot R_1$ statt $\frac{S \cdot R_1}{2}$).

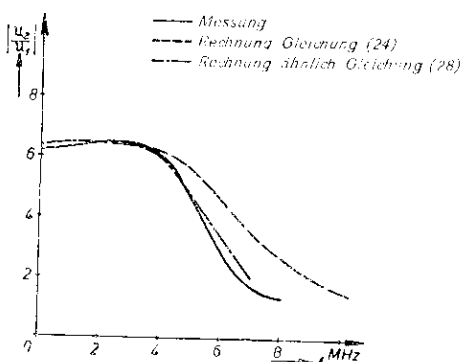


Abb. 7: Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz $m = \frac{1}{2}$ (1. Lösung). $R_1 = 950 \Omega$, $R_2 = 1900 \Omega$, $L = 73,1 \mu\text{H}$, $C_1 = 27 \text{ pF}$, $C_2 = 13,5 \text{ pF}$.

Andererseits ist aber der Übertragungsbereich kleiner als bei einer normalen Filterschaltung, da der den Verstärkungsabfall kennzeichnende Ausdruck unter der Wurzel in Gleichung (27) einen zusätzlichen Faktor $2^m = 64$ aufweist. Solange der Über-

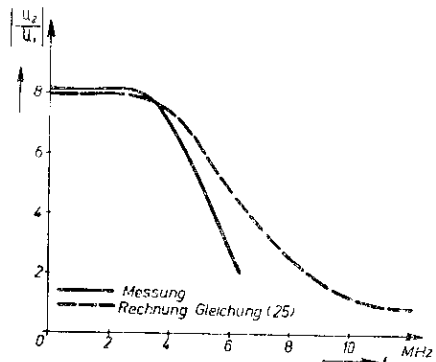


Abb. 8: Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz $m = 2$ (2. Lösung). $R_1 = 1500 \Omega$, $R_2 = 1680 \Omega$, $L = 78,8 \mu\text{H}$, $C_1 = 14 \text{ pF}$, $C_2 = 28 \text{ pF}$.

tragungsbereich verhältnismäßig klein, d. h. der Ausdruck $2^m \cdot \omega^m \cdot R_1^m \cdot C_1^m$ klein gegen 1 ist, ist die Anwendung der Gleichung (27) vorteilhaft!

In den Abb. 6—9 sind einige nach den Gleichungen (24) und (25) berechnete Verstärkungskurven mit den entsprechenden gemessenen Verstärkungs-

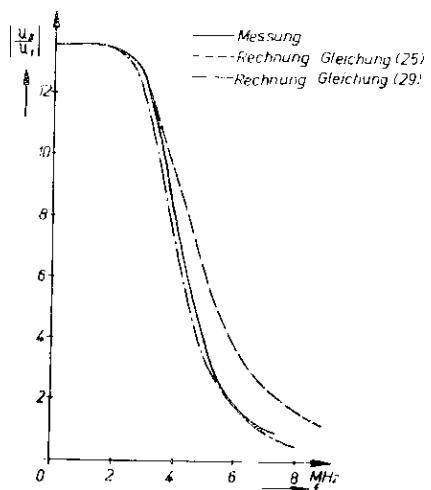


Abb. 9: Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz $m = 3$ (2. Lösung). $R_1 = 1500 \Omega$, $R_2 = 760 \text{ k}\Omega$, $L = 84,2 \mu\text{H}$, $C_1 = 14 \text{ pF}$, $C_2 = 42 \text{ pF}$.

kurven zusammengestellt*). Die ausgezogenen Kurven stellen jeweils Meßkurven und die gestrichelten Kurven Rechenkurven nach Gleichung (24) und (25) dar. Auf die Bedeutung der übrigen Kurven wird später noch eingegangen werden. Die einzelnen Abbildungen beziehen sich auf folgende Fälle:

Abb. 6, $m = 1$ (1. und 2. Lösung), Abb. 7, $m = \frac{1}{2}$

* An den Messungen war Herr Mader beteiligt.

(1. Lösung), Abb. 8, $m = 2$ (2. Lösung), Abb. 9, $m = 3$ (2. Lösung). Wie aus den Abbildungen zu entnehmen ist, sind für R_1 , R_2 und L jedesmal verschiedene Werte gewählt worden. Die Abbildungen 6—9 zeigen, daß bei einer Bemessung nach den Gleichungen (24) und (25) im Übertragungsbereich geradlinige Verstärkungskurven erhalten werden.

Die Übereinstimmung von Rechnung und Messung im Übertragungsbereich ist nach Abb. 6—9 bis zu hohen Frequenzen gut; es zeigt sich aber, daß der gemessene Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen durch die Rechnung nicht genau genug wiedergegeben wird. Die Abweichung in diesem

Im Nenner des Wurzelausdrucks von Gleichung (28) und (29) steht ein Ausdruck, der von der Form $(1 - \omega^2 LC_3)^2$ ist. Für $\omega^2 LC_3 = 1$, d. h. bei Eigenresonanz der Spule, wird dieser Ausdruck und damit die Verstärkung gleich Null, wie auch nach dem Schaltbild Abb. 10 zu erwarten ist. Während also der Zähler des Wurzelausdrucks — Glied mit ω^6 als Faktor — im wesentlichen die Wirkung der schädlichen Kapazitäten C_1 und C_2 wiedergibt, stellt der Nenner des Wurzelausdrucks — $(1 - \omega^2 LC_3)^2$ — den Einfluß der Eigenkapazität der Spule C_3 dar; sie bewirkt bei Annäherung an die Eigenresonanz einen zusätzlichen Abfall der Verstärkung.

Wie die in den Abb. 6, 7, 9 wiedergegebenen Rechenkurven erkennen lassen, werden die wirklichen Verhältnisse durch die erweiterte Rechnung unter Berücksichtigung der Eigenkapazität der Spule mit großer Genauigkeit wiedergegeben. Wie stark die Verstärkungskurve durch die Eigenkapazität der Spule beeinflußt wird, geht insbesondere aus Abb. 6 hervor, in welcher Rechenkurven mit verschiedenen C_3 -Werten eingetragen sind ($C_3 = 2; 3,25; 4,5$ pF). $C_3 = 3,25$ pF ist der wirkliche Meßwert; die entsprechende Rechenkurve führt zu guter Übereinstimmung mit der Meßkurve. Bei einer Filterschaltung kommt nach diesen Ergebnissen alles darauf an, die Eigenkapazität der Spule so niedrig zu halten wie irgend möglich. Messungen an einer Reihe verschiedener Spulen (Tabelle 1) haben ergeben, daß bei den gebräuchlichen Kreuzwickelspulen normaler Größe mit einer Eigenkapazität von 2,5—3,5 pF, im Mittel 3 pF zu rechnen ist. Günstiger in dieser Hinsicht sind natürlich einlagige Zylinderspulen, die bei gleicher Größe eine Eigenkapazität von nur 1 pF besitzen; sie beanspruchen aber mehr Raum, haben größere Streuung und sind deshalb häufig nicht anwendbar.

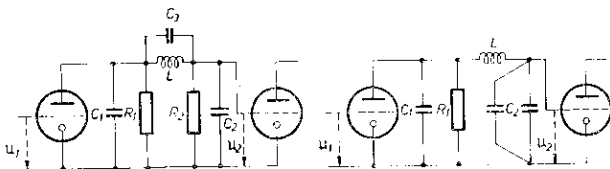


Abb. 10: Filterschaltung mit Eigenkapazität der Spule.

Abb. 11: Filterschaltung mit Zusatzkapazität bei hohem Gitterableitwiderstand.

Bereich muß auf zusätzliche Größen zurückgeführt werden, die in die Messung eingehen, bei der Rechnung aber nicht berücksichtigt sind. Insbesondere liegt die Vermutung nahe, daß der Verlustwiderstand oder die Eigenkapazität der Spule einzeln oder gemeinsam von Einfluß sind. Eine genaue Rechnung, auf deren Wiedergabe an dieser Stelle verzichtet sei, hat ergeben, daß der Verlustwiderstand der Spule vernachlässigbar ist, dagegen ihre Eigenkapazität berücksichtigt werden muß. Demgemäß ist das Schaltbild Abb. 5 zur genauen Berechnung des Verstärkungsabfalls bei hohen Frequenzen durch das Schaltbild Abb. 10 zu ersetzen, in welchem C_3 die Eigenkapazität der Spule bedeutet. Für die Sonderfälle $m = 1$ und $m = 3$ ergeben sich z. B. unter Berücksichtigung der Eigenkapazität der Spule folgende Ausdrücke analog Gleichung (26) und (27).

1. und 2. Lösung: $m = 1$ bzw. $C_2 = C_1$

$$(28) \quad \frac{L}{2R_1^2 C_1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{\omega^6 R_1^6 C_1^4 (C_1 + 2C_2)^2} \cdot \frac{1}{(1 - \omega^2 2R_1^2 C_1 C_3)^2}$$

2. Lösung: $m = 3$ bzw. $C_2 = 3C_1$

$$(29) \quad \frac{L}{3R_1^2 C_1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{\omega^6 \cdot \frac{128}{3} \cdot R_1^4 C_1^3 C_2 + \omega^6 \cdot 64 \cdot R_1^6 C_1^4 (C_1 - \frac{4}{3} C_3)^2} \cdot \frac{1}{(1 - \omega^2 \frac{8}{3} R_1^2 C_1 C_3)^2}$$

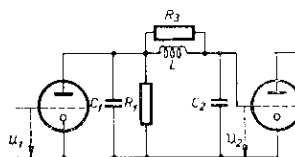


Abb. 12: Filterschaltung mit Dämpfungswiderstand bei hohem Gitterableitwiderstand.

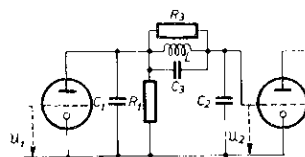


Abb. 13: Filterschaltung mit Dämpfungswiderstand und Eigenkapazität der Spule bei hohem Gitterableitwiderstand.

Die in Tabelle 1 wiedergegebenen Eigenkapazitäten wurden in bekannter Weise aus der Resonanz der Spule mit verschiedenen parallel geschalteten Kondensatoren (5, 10, 15, 20, 30 pF) ermittelt. Trägt man in einem Koordinatensystem, dessen Abszisse die C -Werte und dessen Ordinate die f_{ω^2} -Werte

enthält (f_0 -Resonanzfrequenz), die entsprechenden Meßpunkte ein, so schneidet die Verlängerung der Meßgeraden auf der negativen Abszisse den gesuchten Eigenkapazitätswert ab.

Tabelle 1.

Spulenaufbau	Induktivität L · μH	Eigenkapazität C_3 · pF
	97,5	3,2
Kreuzwicklung	84,2	3,3
Eisenkern 10 mm	78,8	3,5
	73,1	3,2
Litze in Trolitulammer	50	2,5
Eisenkern 10 mm		
Kreuzwicklung	50	2,1
Luft		
Einlagige Zylinderspule	46	1

Der in Gleichung (27) und (29) behandelte Sonderfall mit hohem Gitterableitwiderstand hat besondere Bedeutung zur Herstellung einer hohen Verstärkung; das entsprechende Schaltbild ist in Abb. 11 dargestellt. Die Verstärkung der Schaltung ist, verglichen mit einer normalen Filterschaltung, doppelt so groß. Andererseits muß jedoch die Kapazität auf der Gitterseite erhöht werden, um ein Ansteigen der Verstärkungskurve infolge Resonanzwirkung zu verhindern. Es liegt nun nahe zu versuchen, dieses Ansteigen der Verstärkungskurve statt durch eine Kapazität durch einen Dämpfungswiderstand zu verhindern. Das ist der Zweck einer anderen bekannt gewordenen Schaltung, bei welcher parallel zur Spule ein Widerstand angeordnet ist (Abb. 12).

Die Rechnung liefert für diesen Fall bei günstigster Bemessung folgende Ausdrücke mit der

Abkürzung $\frac{C_2}{C_1} = m$

für $m > 3$

$$(30) \quad L = \frac{(1+m)^2}{2m} R_1^2 \cdot C_1$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{1+m}{3} \cdot \left\{ 1 + \frac{1}{m} [3 + 2m] \right\}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = S \cdot R_1 \cdot$$

$$\left[\begin{array}{c} 1 \\ \omega^6 \cdot \frac{1}{4} (1+m)^4 \cdot R_1^6 \cdot C_1^6 \\ 1 + \omega^2 \cdot \frac{1}{4} (1+m)^2 (3-m)^2 \cdot R_1^2 \cdot C_1^2 \end{array} \right]$$

Gleichung (30) kann nur im Bereich $m > 3$ Gültigkeit

haben. $\frac{R_3}{R_1}$ in Abhängigkeit von m hat ein Minimum

ungefähr für $m = \frac{2}{3}$, so daß für Werte $m = \frac{2}{3}$ und

$m = \frac{2}{3} \frac{R_3}{R_1}$ ansteigt. Für Werte von $m = 1$ wächst aller-

dings auch die Induktivität stark an. Für den Fall $m = 1$ erhält man z. B. aus Gleichung (30) die Werte

$$m = 1 \text{ bzw. } C_2 = C_1$$

$$(31) \quad L = 2 R_1^2 \cdot C_1$$

$$R_3 = 1 + 1/5$$

$$R_1 = 1 + 1/5$$

$$\frac{U_2}{U_1} = S \cdot R_1 \cdot \left[\begin{array}{c} 1 \\ \omega^6 \cdot 4 \cdot R_1^6 \cdot C_1^6 \\ 1 + \omega^2 \cdot \frac{2}{3} R_1^2 \cdot C_1^2 \end{array} \right]$$

Da nach (31) $R_1 = \frac{L}{2C_1}$ ist auch in diesem Falle

das in seinen Kapazitäten abgegliche Filter am Eingang mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen. Der Ausgang ist nicht abgeschlossen, so daß zur Erzielung eines guten Frequenzganges die Spule verhältnismäßig stark gedämpft werden muß. Der parallel zur Spule liegende Widerstand R_3 darf nämlich nur um das $1 + 1/5 = 3,24$ -fache größer sein als der Eingangswiderstand R_1 . Je größer man nun die Ausgangskapazität C_2 macht, um so weniger braucht die Spule gedämpft zu werden, um so größer kann also R_3 sein. Im Grenzfall $m = 3$ endlich kann der Dämpfungswiderstand R_3 fortgelassen werden, da

nach (30) für $m = 3$ $\frac{R_3}{R_1} = 1$ wird. Die Werte von

L und $\frac{U_2}{U_1}$ in Gleichung (30) für $m = 3$ sind mit den

entsprechenden Werten von L und $\frac{U_2}{U_1}$ in Gleichung (27), wie es auch sein muß, identisch. Die

Verstärkung der Filterschaltung mit Dämpfungswiderstand ist im Übertragungsbereich — unabhängig von der Größe von m — doppelt so hoch wie die Verstärkung einer normalen mit ihrem Wellenwiderstand beiderseitig abgeschlossenen Filterschaltung — vgl. (30) und (26). Bei einem Vergleich der beiden Schaltungen ist außer der Verstärkung der verschiedenen Frequenzgang und Übertragungsbereich zu beachten.

Der Einfluß der Eigenkapazität der Spule ist im vorliegenden Falle (Abb. 12) wegen des Dämpfungswiderstandes naturgemäß nicht so groß wie bei dem früher behandelten Fall (Abb. 5). Bei Berücksichtigung der Eigenkapazität der Spule würde Schaltung Abb. 12 in Schaltung Abb. 13 übergehen. Es ergibt sich in diesem Fall folgende Lösung für L und

$$\frac{R_3}{R_1} \text{ mit den Abkürzungen } \frac{C_2}{C_1} = m \text{ und } \frac{C_3}{C_2} = p$$

$$(32) \quad L = \frac{(1+m)^2}{2m} R_1^2 \cdot C_1$$

$$R_3 = 1 + m$$

$$R_1 = 3 + m + 2(1+m)p$$

$$\cdot \left\{ 1 + \frac{1}{m} [3 + 2m + 2(1+m)^2 \cdot p] \right\}$$

Man erkennt den Einfluß der Eigenkapazität aus den gegenüber Gleichung (30) — abweichenden Werten für R_1 . Im Grenzfall $m = 3$ darf R_1 bei normalen Verhältnissen höchstens zehnmal so groß werden wie R_1 .

5. Berechnung von Verstärkerschaltungen bei günstigster Bemessung.

Die bisherigen Ausführungen haben die Frage behandelt: Wie müssen die Elemente einer Verstärkerschaltung bei vorgegebenem Anodenwiderstand bemessen sein, um im Übertragungsbereich eine konstante Verstärkung zu erzielen, d. h. wie müssen die Verstärkerelemente für günstigste Bemessung in ihrem Verhältnis zueinander bemessen sein? In der Praxis ist nun meist garnicht der Anodenwiderstand vorgegeben, sondern es ist ein bestimmter Übertragungsbereich festgelegt, innerhalb dessen die Verstärkung nur um einen vorgegebenen Betrag absinken darf, und es wird außerdem verlangt, daß die Verstärkung in diesem Bereich möglichst hoch sein soll. Die weiteren Ausführungen sollen daher die Frage behandeln: Wie müssen — bei günstigster Bemessung — die Verstärkerelemente einschließlich des Anodenwiderstandes bemessen sein, um für einen vorgegebenen Verstärkungsabfall in einem bestimmten Übertragungsbereich eine möglichst hohe Verstärkung zu erzielen?

Diese Frage läßt sich zweckmäßig an Hand der allgemeinen Gleichung (10) behandeln, die ein Ausdruck für die Verstärkung bei günstigster Bemessung ist. Im Übertragungsbereich ist die Verstärkung $\frac{U_2}{U_1}$

konstant, nämlich gleich $S \cdot W$. Bei hohen Frequenzen beginnt die Verstärkung abzufallen; ein Maß für diesen Abfall bildet der Wurzelausdruck von Gleichung (10), der mit steigenden Frequenzen von 1 abzuweichen beginnt. Bezeichnet man nun den bei einer bestimmten Frequenz vorgegebenen, zulässigen Verstärkungsabfall in Prozent mit x , so läßt sich Gleichung (10) wie folgt umformen:

$$(33) \quad \frac{U_2}{U_1} = S \cdot W = 1 - \frac{x}{100} \left[\frac{1 + q_1 \cdot \omega^2 + \dots + q_n \cdot \omega^{2n}}{1 + q_1 \cdot \omega^2 + \dots + q_n \cdot \omega^{2n} + q_{n+1} \cdot \omega^{2n+2}} \right]$$

Aus (33) ergibt sich mit der Abkürzung $\left(1 - \frac{x}{100}\right)^2 = y$

$$(34) \quad y \cdot q_{n+1} \cdot \omega^{2n+2} + (y-1) q_n \cdot \omega^{2n} + \dots + (y-1) q_1 \cdot \omega^2 + (y-1) = 0$$

Beachtet man ferner, daß sich die Ausdrücke q_n , wie z.B. die Gleichungen (18) und (19) deutlich zeigen, auf jeden Fall aufspalten lassen in einen konstanten Faktor r_n und in einen Ausdruck $R^{2n} C^{2n}$ und setzt man das Produkt $R^{2n} \cdot C^{2n} \cdot \omega^{2n}$ gleich z , so kann (34) geschrieben werden

$$(35) \quad y \cdot r_{n+1} \cdot z^{n+1} + (y-1) \cdot r_n \cdot z^n + \dots + (y-1) \cdot r_1 \cdot z + (y-1) = 0$$

Die Lösungen dieser Gleichung $(n+1)$ -ten Grades für beliebige y ergeben z in Abhängigkeit von y , also auch in Abhängigkeit von x , $z = f(x)$, mithin $R \cdot C \cdot \omega = f(x) = F(x)$ und schließlich

$$(36) \quad R = \frac{F(x)}{2\pi f C}$$

Die gestellte Bedingung lautete, daß für einen bestimmten Übertragungsbereich der Verstärkungsabfall nur eine vorgegebene Prozentzahl betragen darf. In Gleichung (36) bedeutet also unter den Bedingungen der günstigsten Bemessung x die vorgegebene Prozentzahl des Verstärkungsabfalls für die höchste zu übertragende Frequenz, die obere Eckfrequenz des Übertragungsbereiches f_e .

$$(36a) \quad R = \frac{F(x)}{2\pi f_e C}$$

Da nach den allgemeinen Bedingungsgleichungen der günstigsten Bemessung (9) die übrigen Verstärkerelemente mit R verknüpft sind, lassen sich somit nach (36a) alle Größen berechnen, wenn der Übertragungsbereich, der Verstärkungsabfall und die schädliche Kapazität gegeben sind.

Das Verfahren soll an einem Beispiel kurz erläutert werden. Für eine Kompensationsschaltung mit einer Induktivität als Ausgleichsglied wird die Verstärkung durch Gleichung (18) dargestellt. Mit $n = 1$ sowie $r_1 = r_2 = (1/2)^2$ lautet die Bestimmungsgleichung für z in diesem Falle

$$(37) \quad y \cdot (1/2)^2 \cdot z^2 + (y-1) \cdot (1/2)^2 \cdot z + (y-1) = 0$$

so daß sich nach Auflösung der quadratischen Gleichung für z ergibt

$$(38) \quad z = R^2 \cdot C^2 \cdot \omega^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{y} - 1 \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{1}{y} - 1 \right)^2 + \frac{1}{(1/2)^2} \cdot \frac{1}{y}} = \frac{1}{y} \cdot \frac{1}{(1/2)^2}$$

Nach Gleichung (35) sind die Funktionen $F(x) = |z|$ für Kompensationsschaltungen mit einem und zwei Ausgleichsgliedern und für Schaltungen

ohne Kompensation berechnet und in Abb. 14 dargestellt worden. Die untere Kurve in Abb. 14 bezieht sich auf nicht kompensierte Schaltungen, die mittlere auf Kompensationsschaltungen mit Ausgleichsinduktivität und die obere auf Kompensationsschaltungen mit Ausgleichsinduktivität und Ausgleichskapazität,

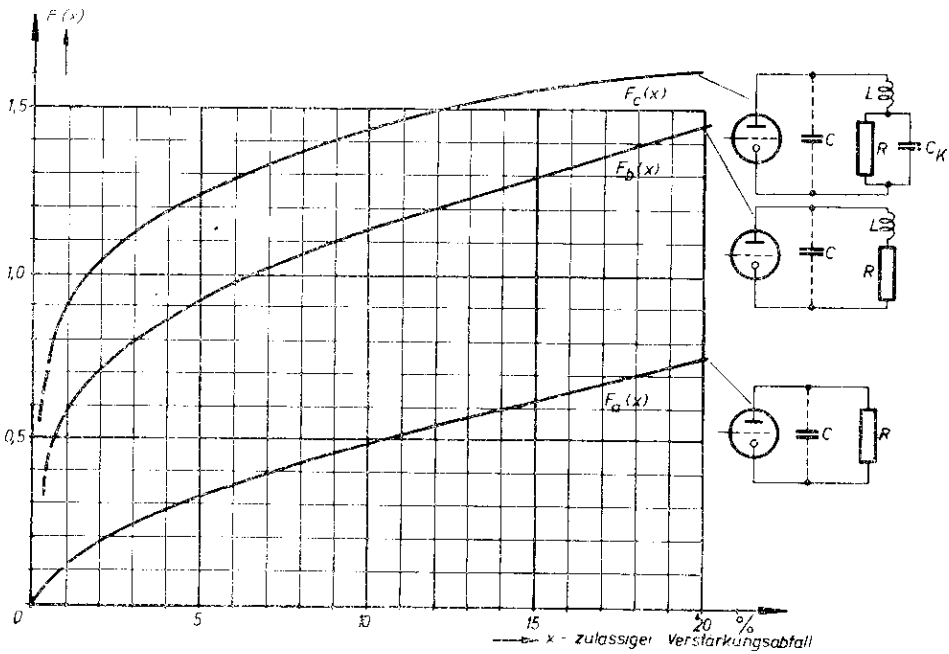


Abb. 14: Kurventafel zur Berechnung von Breitbandniederfrequenzverstärkern mit Kompensationsschaltungen.

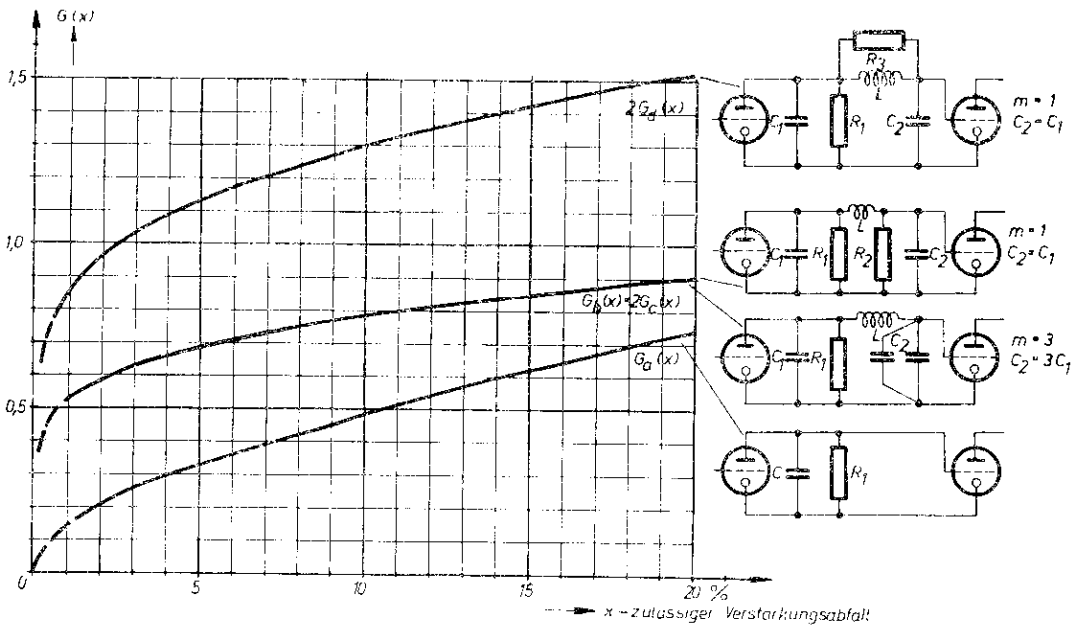


Abb. 15: Kurventafel zur Berechnung von Breitbandniederfrequenzverstärkern mit Filterschaltungen.

wie durch Schaltskizzen angedeutet ist. Diese Kurven stellen in Zusammenhang mit Tabelle 2 ein Hilfsmittel zur raschen, den Aufgaben der Praxis entsprechenden Berechnung von Verstärkerschaltungen dar. Tabelle 2 enthält in übersichtlicher Zusammenstellung alle notwendigen Berechnungsformeln, und zwar bezogen auf R und auf $F(x)$, I_{00} . Außer für R , L und C_k finden sich in dieser Tabelle noch Berechnungsformeln für die konstante Verstärkung im Übertragungsbereich V_{00} und die Resonanzfrequenz f_0 ,

des aus L und C gebildeten Schwingungskreises, deren Kenntnis für den praktischen Abgleich oft nützlich ist. Die Verstärkungen der verschiedenen Schaltungen V_{00} sind, wie aus den Formeln Tabelle 2 hervorgeht, direkt proportional den Funktionen $F_a(x)$, $F_b(x)$, $F_c(x)$. Aus einem Vergleich der Kurven Abb. 14 läßt sich also ohne weiteres entnehmen, welcher Verstärkungsgewinn durch Anwendung der Kompensationsschaltungen gegenüber einer nicht kompensierten Schaltung erzielt werden kann.

Berechnungsbeispiel.

Es sei ein Kompensationsverstärker mit einer Bandbreite von 3 MHz und einem zulässigen Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen von 5% zu bestimmen. Für $x = 5\%$ entnimmt man aus Abb. 14 $F_b(x) = 0,92$ und $F_c(x) = 1,24$. Mit diesen Werten berechnet man R, V_o, L, C_b, f_o nach Tabelle 2. Die entsprechenden Zahlenwerte sind in Tabelle 3, und zwar für eine schädliche Kapazität von $C = 15, 25$ und 50 pF zusammengestellt.

Tabelle 2.
Kompensationsschaltungen.

Schaltung ohne Kompensation (Abb. 3a)	Kompensationsschaltung mit Ausgleichsinduktivität (Abb. 3b)	Kompensationsschaltung mit Ausgleichsinduktivität und Ausgleichskapazität (Abb. 3c)
$F_a(x)$ $2\pi f_o \cdot C$	$F_b(x)$ $2\pi f_o \cdot C$	$F_c(x)$ $2\pi f_o \cdot C$
$S \cdot R$	$S \cdot R$	$S \cdot R$
V_o $S \cdot F_a(x)$ $C \cdot 2\pi f_o$	$S \cdot F_b(x)$ $C \cdot 2\pi f_o$	$S \cdot F_c(x)$ $C \cdot 2\pi f_o$
	$(2 \quad 1) \cdot R^2 \cdot C$	$(3 \quad 1) \cdot R^2 \cdot C$
L	$ 2 \quad 1 \cdot \left(\frac{F_b(x)}{2\pi f_o}\right)^2$	$ 3 \quad 1 \cdot \left(\frac{F_c(x)}{2\pi f_o}\right)^2$
C_b		$(2 \quad 3) \cdot C$
	1	1
f_o	$2\pi \sqrt{LC}$	$2\pi \sqrt{LC}$
	$F_b(x) \cdot 2 \quad 1 $	$F_c(x) \cdot 3 \quad 1 $

Tabelle 3.
 $x = 5\%, f_o = 3 \text{ MHz}$.

	$R \Omega$	$L \mu\text{H}$	$C_b \text{ pF}$	f_o / MHz	V_o für $S = 10 \text{ mA/V}$
	$C = 15 \text{ pF}$	3250	65,6	5,07	32,5
Schaltung Abb. 3b	$C = 25 \text{ pF}$	1950	39,4	5,07	19,5
	$C = 50 \text{ pF}$	975	19,7	5,07	9,75
	$C = 15 \text{ pF}$	4380	210,5	4	2,84
Schaltung Abb. 3c	$C = 25 \text{ pF}$	2630	126,5	6,7	2,84
	$C = 50 \text{ pF}$	1310	62,8	13,4	2,84

Für Filterschaltungen lassen sich nach dem angegebenen Verfahren und mit Hilfe der berechneten Verstärkungsformeln ähnliche Kurventafeln aufstellen wie für Kompensationsschaltungen. Man muß jedoch, um aus den allgemeinen Verstärkungsformeln die z -Werte berechnen zu können, bestimmte

Annahmen über das Verhältnis $\frac{C_2}{C_1} = m$ machen, so daß den Hilfskurven für Kompensationsschaltungen Hilfskurvenscharen für Filterschaltungen entsprechen würden. Zur Kennzeichnung der Verhältnisse bei Filterschaltungen sind einige spezielle, besonders interessierende Fälle herausgegriffen und ihre Funktionen $G(x)$ in z nach Gleichung (35) in Abb. 15 dargestellt worden. Die untere Kurve in Abb. 15 bezieht sich wie in Abb. 14 auf Schaltungen ohne Ausgleich, die mittlere auf Filterschaltungen mit Ausgleichsinduktivität ($m = 1$) sowie auf Filterschaltungen mit Ausgleichsinduktivität und Ausgleichskapazität ($m = 3$) und die obere auf Filterschaltungen mit Ausgleichsinduktivität und Dämpfungswiderstand ($m = 1$), wie den Schaltskizzen zu entnehmen ist. Tabelle 4 enthält in übersichtlicher Zusammenstellung die erforderlichen Berechnungsformeln für R_1, R_2, R_3, V_o, L . Die Verstärkungen der verschiedenen Schaltungen im Übertragungsbereich V_o sind wieder direkt proportional den Funktionen $G_a(x), G_b(x), G_c(x), G_d(x)$. Wenn man die einzelnen Filterschaltungen untereinander und mit Kompensationsschaltungen vergleichen will, so hat man zu berücksichtigen, daß die schädliche Kapazität C_1 nicht so groß wie die schädliche Kapazität C , nämlich normalerweise nur halb so groß ist. Bezieht man daher alles auf den Fall $C = 2C_1$, so erkennt man aus den Formeln V_o in Tabelle 4, daß die Funktionen $F(x)$ (Abb. 14) zu vergleichen sind mit den Funktionen $G_a(x), G_b(x), 2G_c(x), 2G_d(x)$. Diese Werte sind in Abb. 15 eingetragen. Da $G_b(x) = 2G_c(x)$, sind die entsprechenden Filterschaltungen einander gleichwertig. Nach den Gleichungen (26) und (27) ist zwar die Verstärkung der Schaltung Abb. 11 doppelt so groß wie die Verstärkung der Schaltung Abb. 5 (für $m = 1$); andererseits ist aber der Verstärkungsabfall der Schaltung Abb. 11 wesentlich größer, so daß man, um gleichen Übertragungsbereich zu erhalten, die Verstärkung gerade wieder auf die Hälfte heruntersetzen muß. Die Neigung der Kurve $G_b(x) = 2G_c(x)$ ist wegen des ausgesprochenen Filtercharakters der entsprechenden Schaltungen kleiner als die aller übrigen Kurven; das bedeutet, daß der Übertragungsbereich bzw. die Verstärkung bei gleichem Übertragungsbereich wegen des steilen Verlaufes der Filterkurve nur wenig zunimmt, wenn wachsende Verstärkungsabfälle zugelassen werden. Sinngemäß ist die Kurve $G_b(x) = 2G_c(x)$ daher auch nur für kleine Werte von x mit den übrigen Kurven zu vergleichen. Besonders vorteilhaft ist die Verwendung einer Filterschaltung mit Ausgleichsinduktivität und Dämpfungswiderstand. Wie die Neigung der Kurve $2G_d(x)$ zeigt, hat diese Schaltung für $m = 1$ wegen des Dämpfungswiderstandes keinen ausgesprochenen Filtercharakter; sie

dürfte etwa einer Kompensationsschaltung mit Ausgleichsinduktivität und Ausgleichskapazität gleichwertig sein. Die Kurven $G_b(x)$, $2G_c(x)$, $2G_d(x)$ beziehen sich sämtlich auf Filterschaltungen ohne Berücksichtigung der Eigenkapazität der Spule und liefern daher, besonders bei großem Übertragungsbereich, u. U. zu günstige Funktionswerte.

Die Anwendung verschiedener Schaltungen zur Breitbandverstärkung wird im wesentlichen durch die erreichbare Verstärkung bestimmt; sie hängt aber auch von anderen Einflüssen ab. So kann es z. B. zur Vermeidung von Störungen oder zur Beseitigung des Schrotanteils bei hohen Frequenzen erforderlich sein, das Übertragungsband scharf zu

begrenzen; man wird in diesem Falle von einer Filterschaltung Gebrauch machen. Bei Kompensationsschaltungen kann es ferner unerwünscht sein, daß die Resonanzfrequenz des aus schädlicher Kapazität und Ausgleichsinduktivität gebildeten Schwingungskreises innerhalb des Übertragungsbereiches liegt; in diesem Falle wäre Verwendung einer Kompensationsschaltung mit Ausgleichsinduktivität statt mit Ausgleichskapazität und Ausgleichskapazität trotz geringerer Verstärkung angebracht. Die angegebenen Kurventafeln und Formeltabellen geben in allen diesen Fällen die Möglichkeit, die verschiedenen Schaltungen miteinander zu vergleichen und die je nach den Umständen erreichbare Verstärkung abzuschätzen.

Tabelle 4.

Filterschaltungen. $\begin{pmatrix} C_2 \\ C_1 \end{pmatrix} m$

	Schaltung ohne Ausgleich	Filterschaltung mit Ausgleichsinduktivität (Abb. 5) für $m = 1$	Filterschaltung mit Ausgleichsinduktivität und Ausgleichskapazität (Abb. 11) für $m = 3$	Filterschaltung mit Ausgleichsinduktivität und Dämpfungswiderstand (Abb. 12) für $m = 1$
R_1	$G_a(x)$ $2\pi f_v \cdot C$	$G_b(x)$ $2\pi f_v \cdot C_1$	$G_c(x)$ $2\pi f_v \cdot C_1$	$G_d(x)$ $2\pi f_v \cdot C_1$
R_2		R_1 m $G_b(x)$ $2\pi f_v \cdot C_1$	$R_1 \cdot \begin{cases} 3m & 1 \\ m & 3m \end{cases}$	
R_3				$R_1 \cdot \begin{cases} 1 & m \\ 3 & m \end{cases} \cdot \begin{cases} 1 & 1 \\ m & m \end{cases} \cdot \begin{cases} 3 & 2m \\ 1 & 5 \end{cases}$ $G_d(x)$ $2\pi f_v \cdot C_1$
V_v	$S \cdot R_1$ S C $G_a(x)$ $2\pi f_v$	$\begin{matrix} 1 \\ 1 \end{matrix} \cdot \begin{matrix} R_1 \\ S \end{matrix} \cdot \begin{matrix} S \cdot R_1 \\ G_b(x) \end{matrix} \cdot \begin{matrix} R_1 \\ 2 \end{matrix}$ $2C_1$ $2\pi f_v$	$\begin{matrix} 1 \\ 1 \end{matrix} \cdot \begin{matrix} R_1 \\ S \end{matrix} \cdot \begin{matrix} S \cdot R_1 \\ 2G_c(x) \end{matrix} \cdot \begin{matrix} R_1 \\ 2 \end{matrix}$ $2C_1$ $2\pi f_v$	$S \cdot R_1$ S $2C_1$ $2G_d(x)$ $2\pi f_v$
L		$\begin{matrix} 1 \\ 1 \end{matrix} \cdot \begin{matrix} m \\ m \end{matrix} \cdot R_1^2 C_1$ $2R_1^2 C_1$ $C_1 \cdot \left(\frac{G_b(x)}{2\pi f_v} \right)^2$	$\begin{matrix} 3m \\ 3m \end{matrix} \cdot R_1^2 C_1$ $\frac{8}{3} R_1^2 C_1$ $C_1 \cdot \left(\frac{G_c(x)}{2\pi f_v} \right)^2$	$\frac{(1-m)^2}{2m} \cdot R_1^2 C_1$ $2R_1^2 C_1$ $C_1 \cdot \left(\frac{G_d(x)}{2\pi f_v} \right)^2$

Zusammenfassung.

Für Widerstandsverstärker mit Kompensationsschaltungen aus einem und zwei Ausgleichsgliedern sowie für Widerstandsverstärker mit verschiedenen

Filterschaltungen werden Formeln zur Berechnung der günstigsten Bemessung der Verstärkerelemente angegeben. Bei günstigster Bemessung ist die Verstärkung im ganzen Übertragungsbereich konstant;

Formeln zur Berechnung des Frequenzganges der Verstärkung außerhalb des Übertragungsbereiches werden angegeben. Eine Berechnung von Ausgleichsgliedern höherer als zweiter Ordnung ist nicht zweckmäßig, weil die beim Abgleich erforderlichen Korrekturen für solche Glieder in der Größe des Ausgleichselementes selbst liegen. Aus der allgemeinen Gleichung für Filterschaltungen folgt, daß ein normales, mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossenes Filter hinsichtlich der Amplitudenbedingung nur einen Sonderfall unter vielen möglichen Fällen darstellt. Außer normalen Filterschaltungen werden Filterschaltungen mit hohem Gitterableitwiderstand untersucht, bei welchen die schädliche Kapazität auf der Gitterseite größer ist als die auf der Anodenseite, sowie solche, bei welchen parallel zur Spule ein Dämpfungswiderstand angeordnet ist. Bei Filterschaltungen ist zur genauen Berechnung des Frequenzganges der Verstärkung die Berücksichtigung der Eigenkapazität der Spule erforder-

lich; daraus folgt, daß zwecks Verstärkung breiter Frequenzbänder die Eigenkapazität der Spule so klein als möglich gehalten werden muß. Rechnung und Messung werden miteinander verglichen; die wirklichen Verhältnisse werden durch die erweiterte Rechnung mit großer Genauigkeit wiedergegeben. Es wird ein Verfahren zur Berechnung von Verstärkerelementen einschließlich Ausgleichsgliedern angegeben unter der Voraussetzung, daß nur der Übertragungsbereich und der an der Grenze des Übertragungsbereiches maximal zulässige Verstärkungsabfall gegeben sind. Zur praktischen Berechnung von Kompensationsschaltungen und Filterschaltungen werden Kurventafeln und Formeltabellen angegeben.

Schrifttum.

- (1) Filipowski, Radio-Amateur, 16, 1939, 77.
- (2) Below, Fernseh Hausmitt., 1, 1939, 144.
- (3) Seeley u. Kimball, RCA-Review, 3 (1939), 290.

Fernsehen — zeitgemäß.



Abb. 1: Fernsehübertragung aus dem Kuppelsaal des Reichssportfeldes
(Werkphoto Fernseh G. m. b. H.).

Während in anderen kriegführenden Ländern der Fernsehsendebetrieb mit Kriegsbeginn eingestellt wurde, läuft in Deutschland der Versuchsbetrieb des Fernsehsenders nicht nur wie bisher ungestört weiter, sondern es wurde außerdem eine Erweiterung der Sendeeinrichtungen vorgenommen, um das Fernsehen in den Dienst der Verwundetenbetreuung zu stellen. Zu diesem Zweck wurde in dem Kuppelsaal

empfängern zu sehen, sondern daß die Originaldarbietungen selbst einer großen Zahl von Zuschauern sichtbar sind. Viele hundert Leichtverwundete, begleitet von ihren Schwestern, füllen während der Sendungen den Zuschauerraum des Kuppelsaales und verfolgen gespannt das Programm.

Die Künstler arbeiten daher nicht nur vor den Fernsehaufnahmekameras, sondern gleichzeitig auch

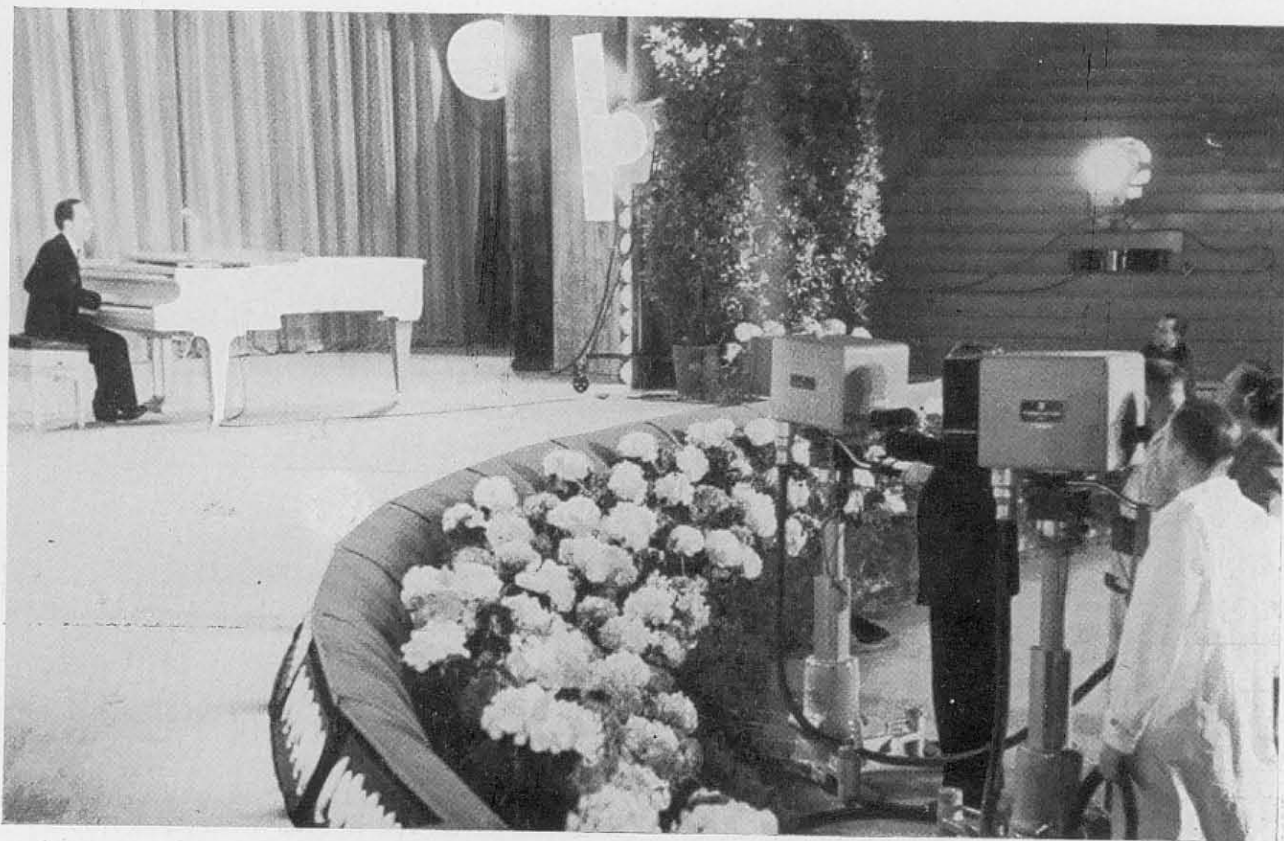


Abb. 2: Blick auf die Bühne und zwei davor aufgestellte Fernsehkameras (Archiv Reichspost-Fernseh-Gesellschaft).

des Reichssportfeldes eine Fernseh Bühne eingerichtet und die mit Hilfe der Fernsehkameras aufgenommenen Fernsehsendungen werden zum Fernsehsender weitergeleitet und von dort drahtlos ausgestrahlt. Diese Sendungen, die zur Zeit regelmäßig stattfinden, kann jeder Besucher der öffentlichen Berliner Fernsehstuben sehen, sie sind jedoch in erster Linie für unsere verwundeten Soldaten bestimmt. In vielen Berliner Lazaretten wurden Fernsehempfangsanlagen eingerichtet, und die zahlreich aufgestellten Fernsehempfänger ermöglichen es unseren verwundeten Soldaten, das vom Kuppelsaal des Reichssportfeldes her übertragene Programm zu verfolgen.

Auf der Fernseh Bühne im Kuppelsaal bringen namhafte Künstler ein erstklassiges Varietéprogramm zur Vorführung.

Der Kuppelsaal bietet in ausgezeichnete Weise die Möglichkeit, daß die Darbietungen der Künstler nicht nur als Fernseh sendung auf den Fernseh-

vor zahlreichen Zuschauern und haben dadurch den Vorteil eines unmittelbaren Kontaktes mit dem Publikum.

Die Darbietungen werden mit Hilfe von drei Fernsehaufnahmekameras übertragen. Diese Kameras, von denen eine schon in einer früheren Arbeit näher beschrieben wurde*), enthalten hochempfindliche Bildspeicherröhren und es ist daher möglich, schon bei normaler Bühnenbeleuchtung eine einwandfreie Fernsehübertragung durchzuführen. Die Bildzerlegung erfolgt entsprechend der deutschen Fernsehnorm mit 441 Zeilen bei 25 Bildern je Sekunde und zweifachem Zeilensprung. Die elektrischen Bildsignale werden mittels eines im Kamerakopf eingebauten Vorverstärkers verstärkt und niederfrequent über ein bewegliches Kabel zum Endverstärker geleitet. Die Bildsignale werden hier-

*) Fernseh-Hausmitt. 2, 1940, 31.

auf über ein Mischpult dem Modulationsgerät zugeführt und einer Trägerfrequenz von 8,4 MHz amoduliert. Das abgehende trägerfrequente Impulsgemisch wird mittels eines auf die Trägerfrequenz abgestimmten Kontrollempfängers überwacht, auf dessen Bildschirm das jeweils gesendete Bild sichtbar ist. Über eine mehrere Kilometer lange Kabelleitung gelangen die trägerfrequenten Bildsignale schließlich zum Sendehaus.

Bildschirmen die von den einzelnen Kameras aufgenommenen Bilder sichtbar sind. Der die Aufnahme leitende Regisseur überwacht die Fernsehübertragung an Hand der Kontrollempfängerbilder und schaltet die zum Sendehaus führende Leitung jeweils auf die Kamera, die das für die Fernsehübertragung geeignete Bild liefert, bzw. schaltet im geeigneten Augenblick auf eine entsprechende andere Kamera um. Dadurch werden unbequeme und im Kuppelsaal



Abb. 3: Eine Fernsehkamera im Kreise der verwundeten Soldaten (Archiv Reichspost-Fernseh-Gesellschaft).

Im Kuppelsaal stehen die drei Fernsehaufnahmekameras, im Raum verteilt, um die zu übertragenden Darbietungen unter verschiedenem Blickwinkel und von verschiedener Entfernung aufzunehmen. Eine Misch- und Überblendeinrichtung ermöglicht es, während der Sendung von einer Kamera auf die andere umzuschalten und dadurch beispielsweise von Totalaufnahme zur Nahaufnahme überzugehen. Zu diesem Zweck werden die von den verschiedenen Fernsehaufnahmekameras gelieferten niederfrequenten Bildsignale einem Mischpult zugeführt. Dieses enthält Kontrollempfänger, auf deren

die Zuschauer störende Ortsveränderungen der Kameras auf ein Mindestmaß herabgesetzt. Es können auch mit Hilfe dieser Mischvorrichtungen gleichzeitig die von zwei Kameras aufgenommenen Bilder im Empfänger überlagert werden, wodurch sich bei geschickter Regie effektvolle Fernsehbilder ergeben.

Diese von der Reichspost-Fernseh-Gesellschaft veranstalteten Übertragungen aus dem Kuppelsaal des Reichssportfeldes werden von einem dankbaren Publikum mit Begeisterung aufgenommen und tragen dazu bei, unseren verwundeten Kameraden Freude und Frohsinn zu bringen.

v. F.